



Suite à un fil qui n'en finissait pas sur un forum, (<http://forums.futura-sciences.com/electronique/635437-allumage-automobile-transistorise-5.html>) j'ai fini par prendre la décision de développer et de réaliser (en deux jours) un driver de bobine d'allumage pour asseoir mes dires. Dans le boulot on m'a toujours interdit d'engager des fonds sur des simulations ou des calculs seulement (nul n'est jamais assez fort pour ce calcul<sup>1</sup>). Du vrai hard, et longuement brutalisé et vérifié, depuis 2014 !

## 1 Spécifications de départ

- Fonctionnement de 10 (démarrage) à 15V (alternateur pleine charge =14,4V)
- Bobines de 0,4  $\Omega$  à  $> 4 \Omega$ , classiques ou crayon
- limitation de courant 4A,
- commande par niveau TTL (sortie arduino ou tiny13)
- commande par rupteur ou générateur équivalent
- commande par pulse de durée contrôlée

### 1.1 Étage de sortie

L'étage de sortie est destiné à commander une bobine d'allumage ! Voir papier plus détaillé sur <http://www.hackerschicken.eu/www/electric/ElectricFR.php> onglet mesure de bobines

#### Transistor bipolaire !

Comme je ne dispose pas de schéma de réalisation industrielle prouvée et fiable avec des IGBT ou des MOSFET, j'utilise des transistors à jonction, mieux maîtrisables.

J'ai eu à réparer des « boosters d'allumage » avec IGBT « spécialisé allumage » qui ont pourtant été détruits plusieurs fois malgré les Zeners (**qui aggravent en fait l'effet Miller**) et résistances internes, et malgré une limitation de courant (reconnaissable à la résistance shunt à fil).

Les MOS ou IGBT « spécial allumage » possèdent une répartition interne de la grille en polysilicium vers les cellules MOS, une impulsion extrêmement rapide comme l'amorçage de l'arc sera bien dangereuse pour les cellules voisines de la broche car non protégées par la totalité de la puce reliée en fait par un filtre passe-bas à l'électrode (**destruction par claquage**). Selon la mise en œuvre (boîtiers, longueurs de fils, positions) il peut plus ou moins bien résister. De plus, l'utilisation en mode linéaire (non-commutation) est très défavorable, la SOA est minable (et souvent « cachée », **la SOA n'est même pas avouée pour le IRGS14C40, le favori des bidouilleurs !!**) pour ce transistor, qui est incapable de tenir en régulation de courant pour des dwells importants, et des régimes faibles (**destruction par utilisation hors SOA, d'ailleurs non publiée**). La courbe de dérating en fonction de la température n'est pas publiée par IR contrairement au BU2508. Cet IGBT existe en boîtier **TO-220 (plus que recommandé, c'est le seul qui puisse se mettre sur un radiateur sérieux)**, et TO-263AB qui est un TO-220 à patte de fixation au radiateur inexistante, on ne peut que le braser sur un circuit imprimé et les performances thermiques sont nulles, on ne peut même pas songer à le braser sur du cuivre épais car l'échauffement et le temps de refroidissement préconisés seront largement outrepassés, adieu la fiabilité ; le pincement sur du cuivre n'est pas plus envisageable puisqu'il faut alors garantir le contact électrique et la protection contre l'humidité et les gaz oxydants, ça devient du spatial !

Parmi les bidouilleurs, il y en a qui se revendiquent pro et qui « connaissent tout sur l'allumage », en en ayant vendu plus de 200 (conception à  $\mu\text{C}$  obsolète) mais qui veulent avoir des informations gratuites sur les forums. Pour ces « pros » la conception s'arrête au collecteur du transistor. Toute influence de longueur de câble devient donc la responsabilité de l'utilisateur. Facile de déclarer alors une « bonne conception » en oubliant la moitié du circuit et les effets des zeners et du Miller interne !

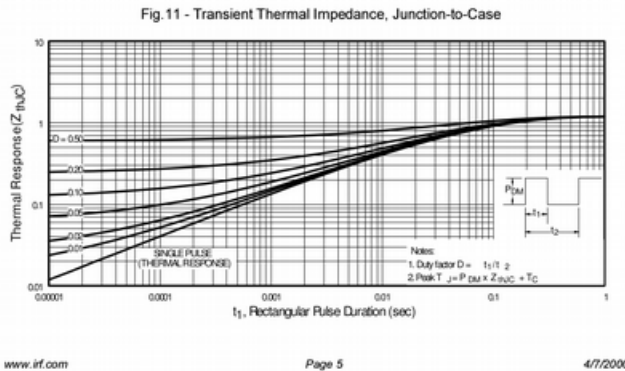
Malgré le grand bruit fait par les amateurs autour de ces transistors « miracles », mes propres observations sur

<sup>1</sup> Et un contrepoids ferreux de temps en temps !

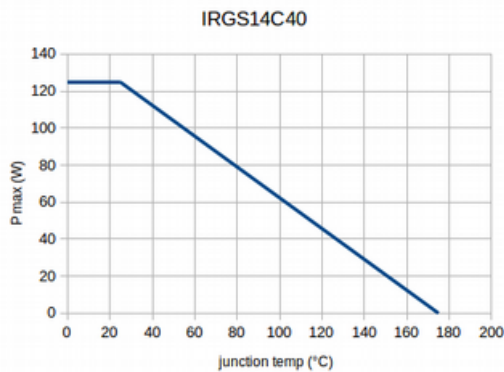


calculateurs auto et moto (mais sur un nombre limité de modèles) il semble que les fabricants s'orientent vers des bipolaires comme le MN638S :

<http://forums.futura-sciences.com/electronique/820908-trouver-composant.html>



La seule courbe thermique proposée est le dérating en fonction du rapport cyclique  $D = t_1/t_2$  (ça vous rappelle pas une définition du **dwel**?), ce transistor est plutôt destiné à une commande par calculateur à temps de magnétisation constant et non à un rupteur même amplifié par de l'électronique



reconstruction de la courbe de derating **température jonction** qu'IR n'ose pas publier. elle est suffisamment précise puisque le seul point publié correspond bien ( $110^\circ\text{C}=54\text{W}$ ).

À noter que la dernière remise à jour de la datashit date de 18 ans, et je je n'ai pas pu trouver le statut industriel (développement, production, obsolète)

**Le montage proposé ici est blindé pour toutes utilisations moteur même extrêmes !** Il n'a même pas besoin de boîtier (pour la tenue aux parasites, mais c'est indispensable pour la protection mécanique ainsi qu'un minimum de ventilation).

Les transistors bipolaires haute tension, largement utilisés dans les balayages TV cathodiques, sont naturellement bien adaptés et utilisés pour ce besoin. Ils possèdent une répartition interne de la base en métal pur, et pas en polysilicium.

Le Darlington est souvent cité dans cette utilisation, surtout qu'il lui faut un courant base bien inférieur. **MAIS** il a une tension de « saturation » bien supérieure (couramment 3V, le TIP162 « destiné à l'allumage auto » atteint 2,8V max), en fait le second transistor (de puissance) n'est pas saturé car sa tension base ne devient jamais supérieure à sa tension collecteur. Le BU2508 sature à 1V max. Pratiquement les tensions de saturation peuvent être inférieures, les max sont des spécifications de production que certains exemplaires ratés pourraient atteindre. Les figures présentent les valeurs moyennes trouvées, mais le fabricant se réserve le droit de mettre sur le marché, avec la même référence, des transistors aussi mauvais que 1V pour le BU2508 et 2,8V pour le TIP162, bien que les figures montrent 0,12V à 4A pour le BU2508 et 1,2V à 4A pour le TIP162 .

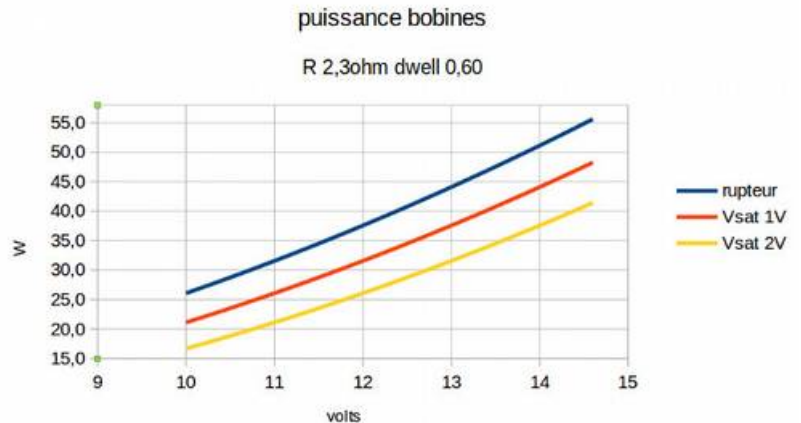
Avec une bobine de  $2,3\Omega$ , le **BU2508 sature à 1V max** et l'allumage Cartier (Darlington ) sature à 2 V, mesurés.



La **tension de saturation** (tension de déchet) de l'élément de commande influe sur la puissance absorbée par la bobine. Pour une bobine de  $2,3\Omega$  et un Dwell de 0,60 selon la commande la puissance varie entre le démarrage (10V) et la pleine charge batterie (**14,6V**) de :

26 à 56W (rupteur)	rapport 2,1
21 à 48W (1V déchet)	rapport 2,3
17 à 41W (2V déchet)	rapport 2,5

On voit l'intérêt du BU2508 sur ce point par rapport au Darlington : puissance plus élevée disponible à la bobine



**Donc le choix est un transistor bipolaire BU2508** pour Q1, avec une consommation base non négligeable, c'est le prix de la fiabilité.

### 1.1.1 Collecteur :

La bobine est dans le collecteur, reliée au +12V. Il n'y a donc pas d'impédance qui charge la bobine lors de la décharge (positive par nature) de l'énergie accumulée dans le primaire. Il n'y a pas d'alternance négative, sauf improbablement, lors de l'arrêt de l'étincelle en phase oscillante. Une simple diode BA159 protège le transistor (qui ne tient souvent que 5V en inverse Collecteur-Base) si l'étincelle ne se produit pas (misfire), mais pour environ 500 cycles @ 60Hz. Pour bien faire, si on s'attend à de sévères misfires, il faudrait une diode tenant le courant bobine en mode permanent.

Pas de diode Zener en collecteur-base (montage de sécurité souvent proposé). Si les Zeners conduisent, c'est autant d'énergie efficace en moins sur la bougie. De plus, il faudrait que la résistance dynamique de ces Zeners permette un passage de courant suffisant pour mettre le transistor en conduction. On voit sur le Net des propositions avec des 1N5384 (160V 8mA 28mA crête et  $350\ \Omega$  Rd) qui ne risquent pas de faire conduire un BU2508 ! Donc ne protègent rien dans un bipolaire.

Un condensateur de  $0,22\mu\text{F}$  630V charge le collecteur et contrôle la pente par fragment de sinusoïde et donc la tension maximale de la surtension avant l'établissement de l'arc. Ce condensateur est au polyester ou polypropylène pour leurs propriétés de cicatrisation, donc leur longévité, une tenue à 400V pourrait suffire pour les cas courants. Les bobines à faible rapport de transformation entraînent une tension de rupture plus élevée (500V pour la bobine verte Solex ou la bobine PVL 101220) exigent un condensateur de 630V.

### 1.1.2 Émetteur :

Dans l'émetteur se trouve une  $0,25\Omega$  5W (R1) vers la masse pour la limitation de courant. Lors du courant max, cette résistance shunt voit une tension de 1V qui déclenche le TIP41, qui à son tour absorbe tout le courant destiné à la base du BU2508. La valeur de cette limitation de sécurité est pourvue d'une certaine tolérance, qui dépend de la valeur de  $V_d$  (dépend de la température et du TIP41), et du gain du TIP41 (dépend du courant collecteur et de la température).

### 1.1.3 Base :

La base d'un transistor bipolaire est fragile en inverse, claquage vers -5V en général. Ici on peut atteindre -7,5V. Protection de la base par une diode en clamping à la masse. Ceci pour empêcher la base de devenir négative. Au



moment de l'étincelle, Q3 est bloqué depuis quelques microsecondes et présente une forte impédance de sortie. La tension secondaire monte à quelques dizaines de kV jusqu'à l'amorçage de la bougie, moment où la tension décroît **TRES** brutalement jusqu'à la tension d'arc. La capa Miller transmet alors une énergie qui va pousser la base vers le bas (la base n'a plus qu'une impédance forte venant de Q3). D2 protège alors efficacement. Cette diode doit être plus rapide qu'une 1N4001, une Schottky BAT47 par exemple.

La base du BU2508 doit recevoir 1,6A pour saturer le transistor avec une charge de 4A.

Certains auteurs (Velleman p. ex.) envoient le courant base en permanence (donc la commande du courant bobine), un transistor court-circuite la base à la masse pour les phases hors conduction.

Compte-tenu du fonctionnement en impulsions prévu ici, où la majorité du temps le transistor ne conduira pas, je choisis une commande positive, en n'envoyant le courant que lorsqu'on veut faire conduire la bobine. Ce sera surtout utile pour les bobines à faible résistance primaire et les bobines modernes (bobines crayon, ou bobines prévues pour allumage à calculateur).

La résistance série R2 débitera moins en moyenne que le montage Velleman, le dimensionnement en puissance permettra toutefois de résister à une fausse manipulation. La commande de base BU2508 sera faite par une résistance de  $3\Omega$  alimentée par la saturation d'un TIP42 (collecteur = 1,6A, base = 80mA) . La résistance verra 7,5V lors du démarrage et 11,9V en fonctionnement normal (36W si dwell 100 %).

La résistance R2 de  $3,3\Omega$  ne devrait dissiper que peu de temps dans le cycle et il est peut-être inutile (sauf en mise au point) de lui assurer la puissance maximale. Une marge de 2 en puissance est suffisante pour sa bonne fiabilité, et elle doit être en fil bobiné vitrifié, avec ou sans boîtier métallique.

Le driver peut en fait être alimenté en 6 V, réduisant drastiquement 'division par 4 par rapport à du 12,0 V, et plus si la tension bobine est plus élevée) la puissance dissipée dans les résistances R2 et R3 qui servent de générateur de courant pour des éléments hi-side et lo-side . Cela est réalisé par un convertisseur DC/DC à très bon marché donné pour 2 A et réglé à 6,0 V.

## 1.2 Étage limiteur de courant TIP41, Q2

Ce transistor conduit dès que la tension générée par le courant bobine dans R1 ( $0,25\Omega$  en fil résistif ici) atteint 1V environ et absorbe le courant venant de R2.

### Résistance de limitation et de mesure R1

Elle n'a qu'un faible auto-échauffement ( $0,25W$  pendant qu'elle conduit). Elle doit fournir une chute de tension correspondant à la tension de conduction directe  $V_d$  de la jonction base-émetteur de Q2 pour qu'il conduise et limite le courant de Q1, et continuer à fournir la tension correspondante lorsque la température ambiante augmente. Pas si évident ! J'ai pris du fil en constantan qui dérive de  $+0,0008\%$  par degré. La jonction  $V_d$  a, elle, une variation de  $3mV$  par degré, mais dans l'autre sens. Une fois la résistance taillée pour sortir 4A de Q1 à  $25^\circ C$ , elle sortira 3,92A à  $125^\circ C$  (pour calculer large).

C'est bien pire si on s'amuse à prendre n'importe quelle résistance, voire une piste de circuit imprimé avec ses  $+0,43\%$  par degré !! Avec du cuivre, le courant de Q1 serait passé à 3A !

La bobine voit sa résistance augmenter notablement en température, L'approche du montage en limitation de courant va le compenser. Il faudrait aussi prendre en compte la diminution du gain en température, mais j'en reste ici à cette première approche.

Bien que certains sur le Net envisagent d'autres types de résistance, j'en reste à préconiser le fil résistif en constantan.

## 1.3 Étage driver TIP42 Q3

Ce transistor qui ne conduit que pendant l'impulsion bobine est un PNP qui donne un gain de 20 pour 2A soit un courant base de 100mA. La résistance produisant ce courant sera de  $47\Omega$   $1/4W$ , elle tiédit à peine. Comme il doit fournir un courant largement supérieur à l'ampère, une résistance de saignée émetteur-base est inutile

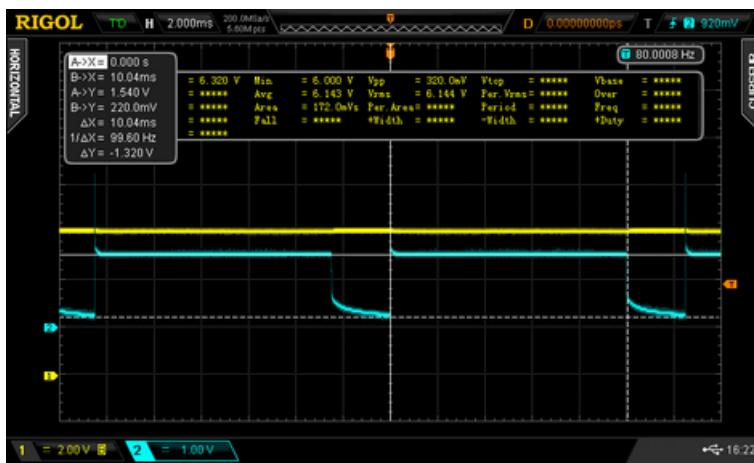


### 1.4 Étage d'entrée BC639, Q4

Il doit évidemment être référencé à la masse pour fonctionner sous toute tension de batterie. Pour ne pas risquer d'injecter ou d'absorber un courant dans la sortie du microcontrôleur, l'étage d'entrée est constitué d'un BC639 qui tient 1 A en régime permanent. Il est chargé par une résistance de 47 Ω qui délivre un courant suffisant pour saturer Q3 (90mA à 140mA). Pas besoin de résistance de saignée base-émetteur, l'arduino a une impédance de sortie très faible à chacun de ses niveaux de sortie.

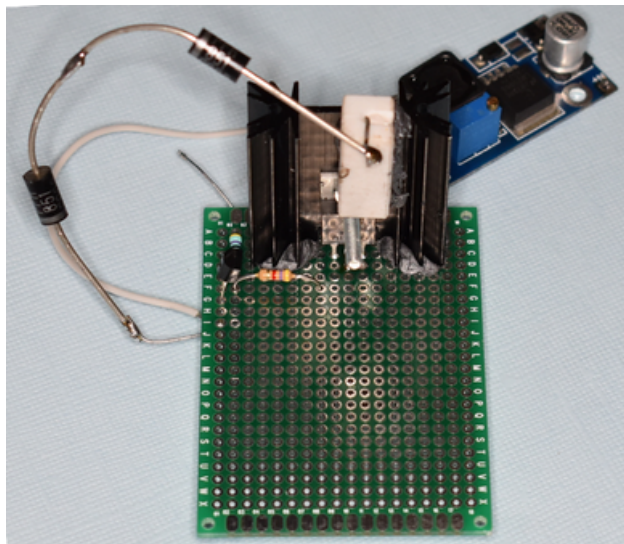
### 1.5 Tenue thermique des étages d'entrée

Le montage partiel fait débiter Q3 Q4 sur une charge constituée de deux diodes silicium de puissance (remplaçant les jonctions B-E de Q1 et Q2). Le convertisseur DC/DC est réglé à 6 V. l'entrée du BC639 est assurée par un générateur BF sortie TTL à 80Hz avec un temps d'arc bougie de 2,5 ms.



Le convertisseur DC/DC ; donné pour 3A (4 avec radiateur optionnel), est à peine affecté par le courant de sortie du driver.

Jaune = DC/DC  
bleu = tension des diodes de charge



l'étage driver et le convertisseur DC/DC

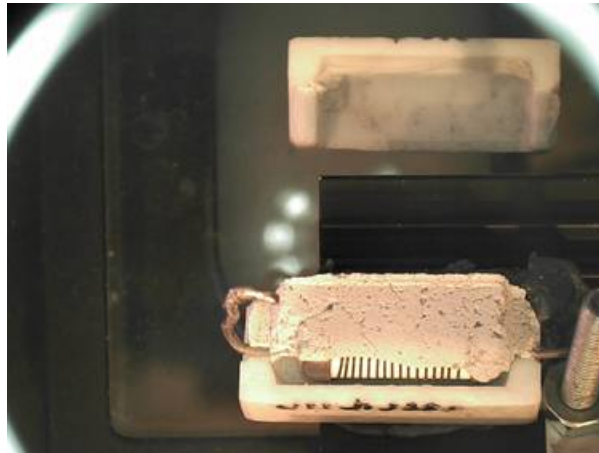
### 1.5.1 échauffements

au pyromètre optique IR  
températures pour une ambiante à 23°C et un radiateur de l'ordre de 10°/W  
TIP42 = 32°  
R2 = 26°  
convertisseur = 26°  
y'a rien qui chauffe anormalement, pas besoin du radiateur optionnel du DC/DC



fiabilité de la résistance R2 : elle s'est ouverte toute seule, quasiment sans y toucher. Vu son échauffement actuel ; c'est pas grave, elle a juste le fil à l'air, meilleure dissipation si ventilation légère.

En haut la demi-coquille décollée



## 1.6 Polarité de commande

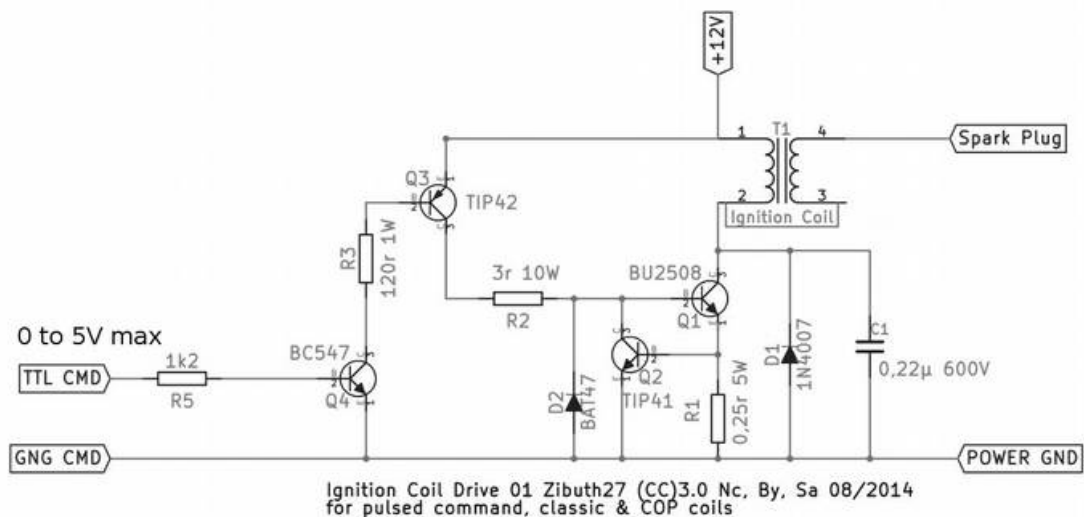
La commande est positive, type TTL : 0V inhibe la sortie, 5V génère le courant bobine

### 1.6.1 Retour Masse

La masse du microcontrôleur est évidemment reliée à la masse de puissance. Mais en aucun cas le courant de puissance ne doit circuler sur la carte à microcontrôleur !

L'arduino de commande est alimenté en 12V sur son entrée RAW et utilise le régulateur 5V interne.

## 1.7 Schéma commande logique TTL



note : R2=15W  
D1 = BA159

### Remarque

Il n'est pas possible de transposer ce schéma en batterie positif à la masse, car il n'y a pas de transistors de sexe opposés avec des performances acceptables (même à prix délirant), tant pis pour les britches.

Le montage **doit** sortir sur un collecteur car les tensions de claquage base-émetteur n'acceptent en aucun cas les





tensions attendues, de l'ordre de 300V.

Le réglage de courant ne se fait que par ajustement de R1, c'est pourquoi cette résistance est en fil résistif. Ce courant est légèrement sensible à la température.

### Commande par microcontrôleur ( $\mu$ C)

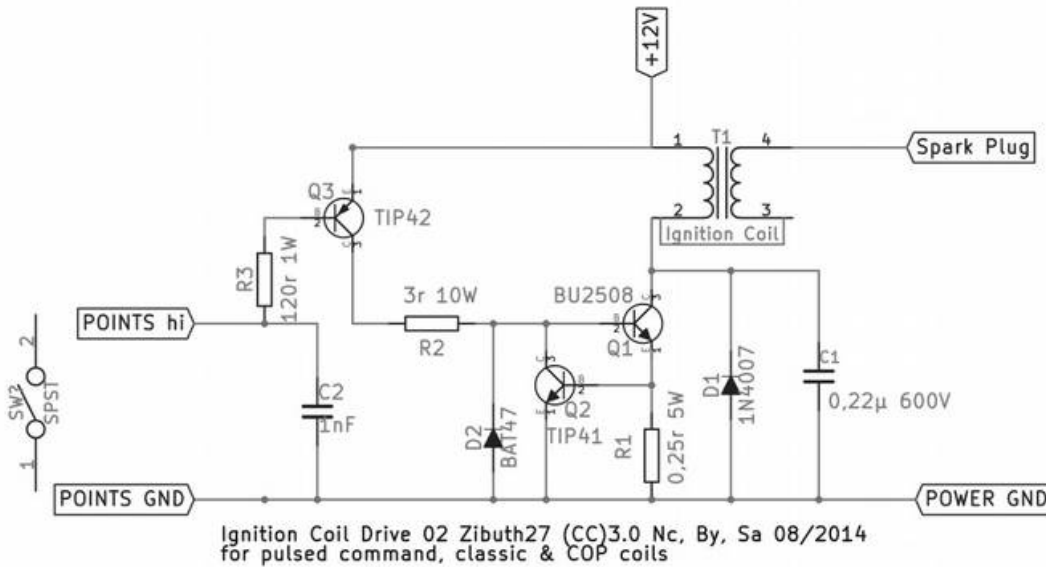
#### Dimensionnement des impulsions

Une bobine voiture classique fonctionne au moins jusqu'à 6000rpm soit 200Hz (4 cylindres) ou 300Hz (6 cylindres). Un « Dwell » de 60 % donne un temps de conduction de 3,0ms (4cyl) et 2,0ms (6cyl). Ce temps est à ajuster en fonction de la bobine.



### 1.8 Schéma avec rupteur classique

il suffit de remplacer le transistor Q4 par le rupteur, le wetting current est assuré par R3 (et un courant de 100mA) Un condensateur en parallèle sur le rupteur de 1nF/16V fournit quelque 0,3 microjoules d' « étincelles » qui aident à nettoyer au prix d'un retard à l'allumage (totalement négligeable dans la pratique) de 300ns.

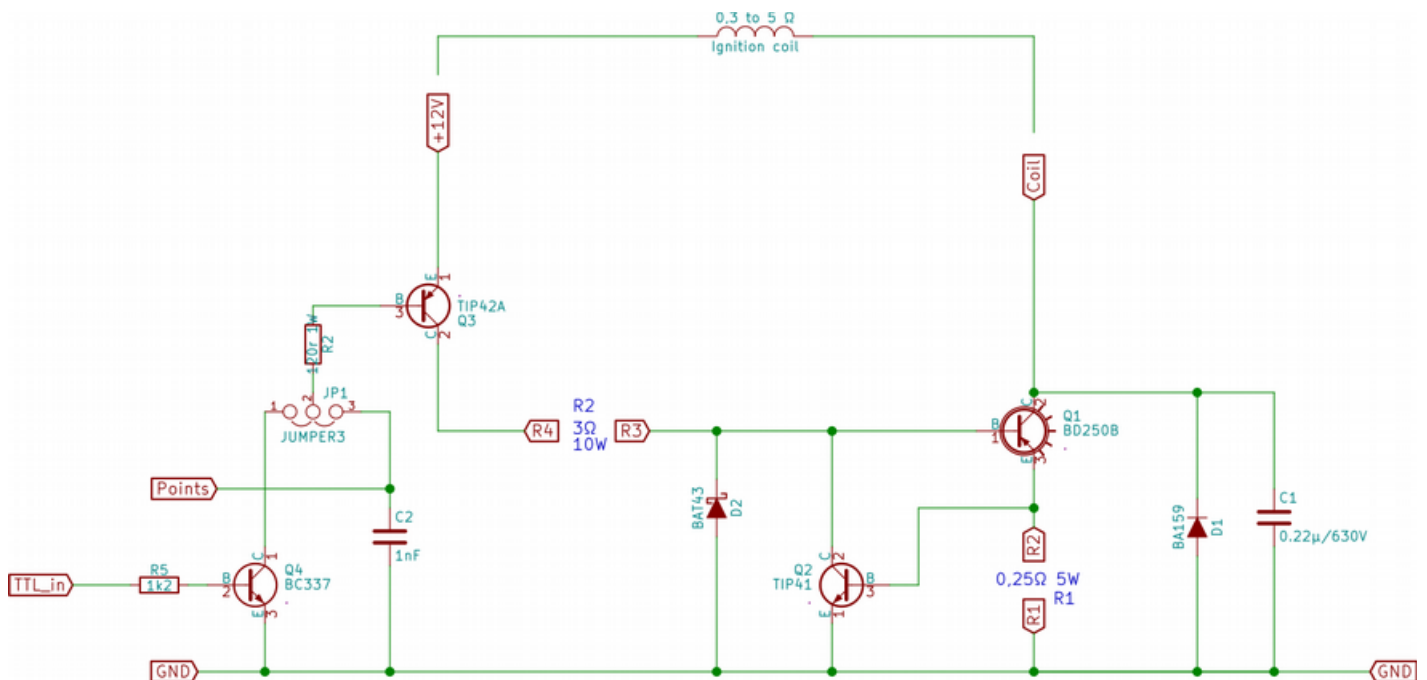


Note R2 =20W  
si dwell>60 %  
D1 = BA159

### 1.9 Module universel

La réalisation finale fusionne les deux modules et on choisit l'une ou l'autre fonction par un jumper ou un fil soudé. Les composants non utilisés n'ont pas besoin d'être montés.

C'est cette version ( PCB réalisé par l'Arverne Bernix, de Râp'N Pneus) dont le typon est donné plus loin.

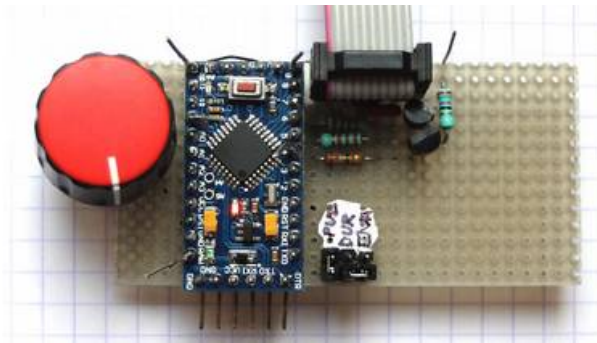






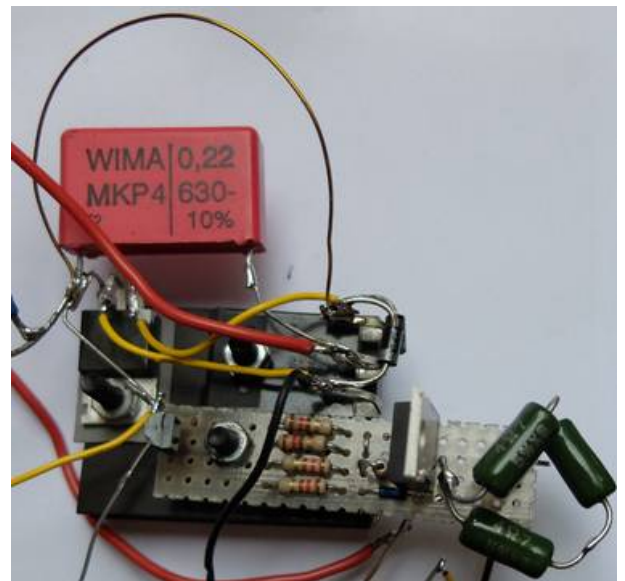
## 2 Outil de mise au point

Avec un arduino nano pro auquel ont été ajoutés un potentiomètre et 3 jumpers. J'ai monté un seul potentiomètre, car je ne fais pas varier en même temps la durée d'impulsion et la fréquence. Le jumper enable est à mettre (ou un interrupteur) avant de régler soit la durée d'impulsion soit la fréquence. Il vaut mieux l'enlever pendant le changement de jumper J1 ou J2, ce qui assure que le précédent réglage ne sera pas affecté. Ce montage avec le programme associé permet un fonctionnement à de 2 à 100Hz et une durée d'impulsion de 0,1 à 10ms. Ce sont des butées soft que j'ai introduites pour des raisons pratiques, pas une limitation par les performances de l'arduino.



### 2.1 Le montage proto

on distingue R1 en fil résistif autour de la capa haute tension à gauche Q2 à droite Q1, les deux montés sur un petit radiateur sur la petite carte : à gauche Q4 à droite Q3 R2 est constituée d'un assemblage de résistances bobinées-vitrifiées



### 2.2 Digispark

Je suis maintenant passé pour les essais bobines à un générateur d'impulsion 5 – 200Hz à base d'un Digispark (fine appellation<sup>2</sup>, bien choisie) et un µC Tiny85. Il bénéficie d'un affichage de la fréquence de sortie sur un voltmètre à aiguille et d'un dwell automatique de 10ms max, avec un temps d'arc de 1ms.



Le digiSPARK mesure 27 x 19 mm

voir « ignition pulse generator » <http://www.hackerschicken.eu/www/electric/Spithascope/Spithascope.php>

<sup>2</sup> Et un contrepoids ferreux de temps en temps !





le générateur en boîtier métal avec ses composants de protection des perturbations de l'arc de bougie



### 3 Résultats

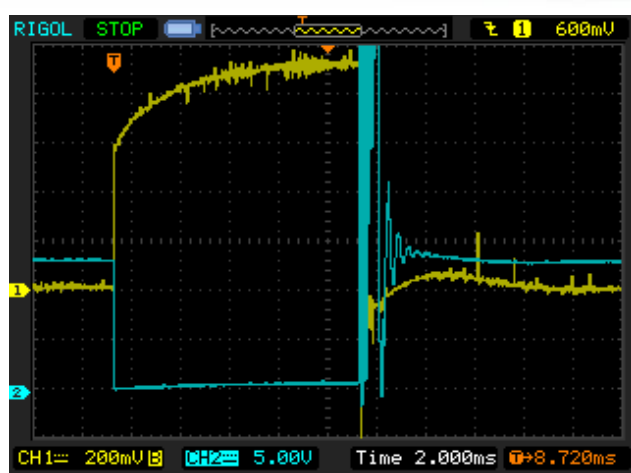
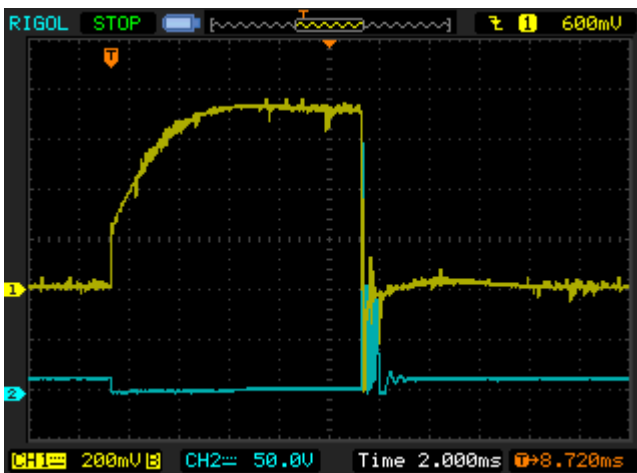
Sur batterie U=13,8V (floating à 25°C)

#### 3.1 Bobine Ducellier

(vieille [très] , mais encore OK)

$R_p=3,34 \Omega$

$L=9,2mH$



$V_{coll} p=250V$   $I_{max}=2,4A$

détail sur saturation BU2508 avec  $R_2=3 \Omega$   $I_{max}=4A$





La forme de l'oscillogramme est en fait le courant émetteur de Q1. Dans ce cas de forts courant il faut bien se rappeler que le courant émetteur est la somme des courants base et collecteur. Le courant base est habituellement négligé, quand le gain du transistor est fort, mais ici le gain est faible et le courant base n'est pas si éloigné du courant collecteur. Comme je n'ai pas inséré une résistance de mesure dans le collecteur, ce courant est estimé par simulation Spice et correspond bien à l'attendu. La pointe initiale de courant collecteur (visible ici par la surépaisseur du signal de montée de courant) est due au fait que, hors de la phase conduction, la capa de 0,22 $\mu$ F se charge à 12V et se décharge brutalement dans le collecteur de Q1 (via R1) au début de l'impulsion de base.

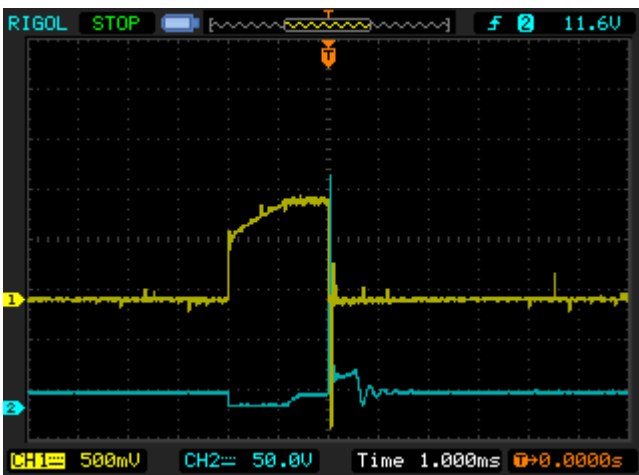
### 3.2 Bobine-crayon Beru

sur Clio 16V

Rp= 0,51 $\Omega$

L=3,5mH

C'est une **bobine à commande en courant**  
(montage 12V avec deux bobines en série)



Imax=4A, le transistor commence à désaturer à 1,2ms  
on pourrait diminuer un peu R2 ou ajuster le temps de conduction, ici à 2ms, il faudrait le réduire un peu

**La désaturation du transistor correspond au moment où la limitation en courant entre en action.**



### 3.3 Bobine Magneti Marelli

sur Renault Clio 1,2

$R_p=0,45\Omega$

$L=6,3mH$



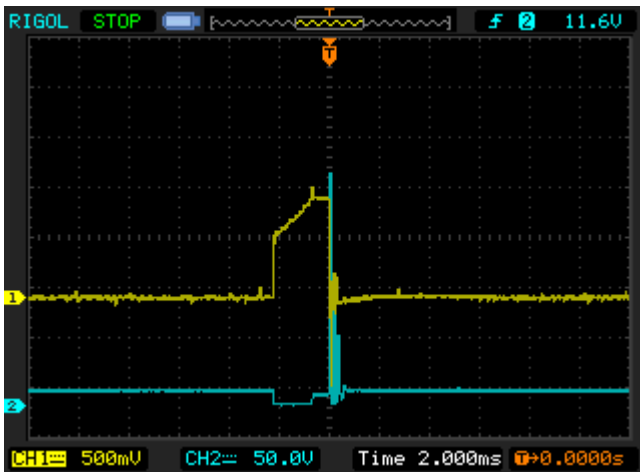
$I_{max}=3,9A$  temps de pulse 3ms, début de désaturation du BU2508

### 3.4 Bobine de Mobylette Wovi (copie moderne de la Novi classique)

alimentée sur batterie 13,8V, pas de problème tant qu'on contrôle la durée)

$R_p=0,64\Omega$

$L=4,6mH$



$I_{max}=4A$ , temps de pulse 2,2ms

#### Influence de la capacité

En fait, d'autres questions sont apparues sur Futura-sciences :

sur le rôle de la capa

Le condensateur joue-t-il un rôle sur l'arc de la bougie ?

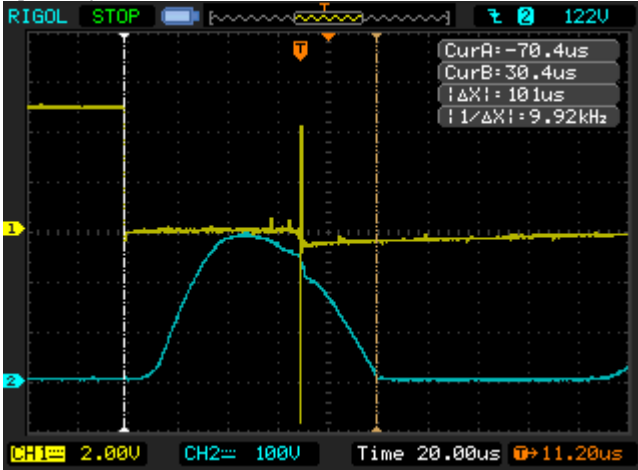
La valeur de la capa (sans amplificateur) jouerait sur le sens de creusement de cratère du rupteur.



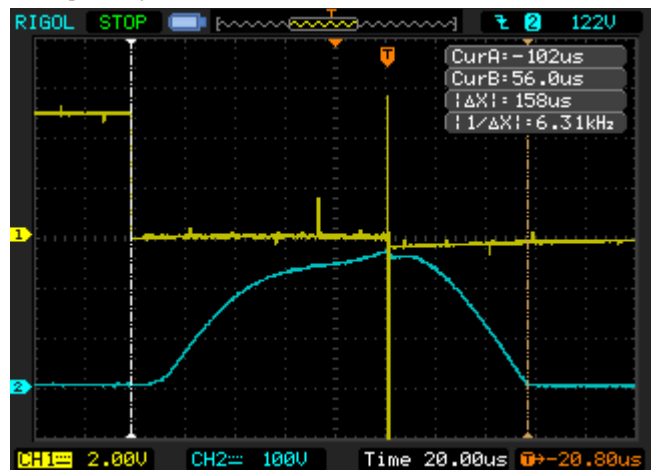
**Recadrage des on-dit du Net** (ces mythes vous abusent<sup>3</sup>) :

La capa joue sur la fréquence de résonance du primaire, donc ici sur la **vitesse de montée de la tension au primaire de la bobine** et donc un rôle de second ordre sur la tension primaire montage de commande bobine décrit plus haut. Bobine Ducellier  $3,3\Omega$  7mH

capa 0,22µF



capa 0,44µF



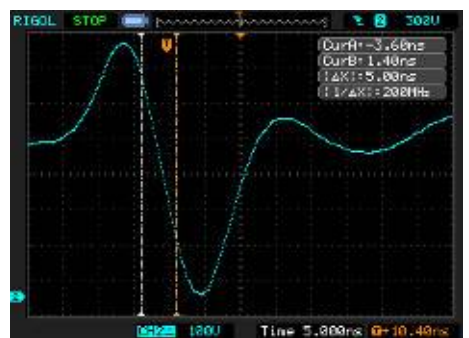
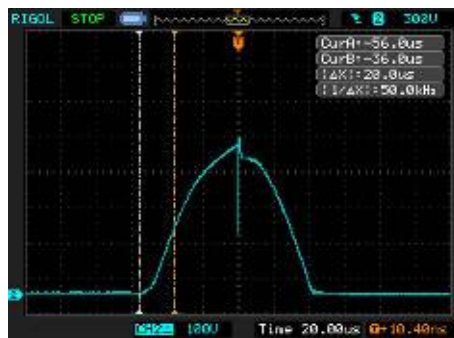
bleu= tension primaire jaune=impulsion de commande  
dv/dt initial=10V/µs

dv/d initial= 5V/µs

La diode n'est utile que pour une commande par transistor si la bougie est déconnectée ou le fil de bougie coupé (à ce moment la tension peut devenir négative, la capa demeure **toujours** nécessaire en commande par tension. En commande par courant on prend en compte la tension inverse et on place une diode série THT (tenue de l'ordre de 40kV) en interne de la bobine.

On voit bien le décalage entre le max du primaire et l'amorçage bougie (le gros parasite sur les deux traces). L'amorçage ne se fait pas exactement au moment du max primaire mais au max secondaire, décalé. C'est une raison pour ne pas trop diminuer la capa primaire, la tension primaire deviendrait inutilement trop forte avant l'étincelle (claquage interne définitif de bobines, les anciennes à bain de pyralène résistent bien mieux, mais c'est très toxique) et la bobine résiste moins bien à une bougie débranchée.

La capa joue aussi un rôle secondaire sur la bougie : si elle est trop forte, la tension primaire va diminuer et sera incapable de faire atteindre au secondaire une tension d'amorçage suffisante



Détail de l'impulsion au primaire en observant la même impulsion et en dilatant de plus en plus l'échelle de temps : le front de descente, au moment de l'avalanche de l'étincelle, **retransmise au primaire de la bobine**, donc au transistor, atteint un **dv/dt de 100 000 MV/s**, kolossal ! (et je suis limité par mon scope !) C'est le front de l'amorçage, transmis par la capa parasite de bobine.

La vitesse de l'arc est de 100 000 km/s (wikipedia). C'est dire que le temps mis à traverser les 10mm-équivalents (1bar) est faible et donc la fréquence des parasites, énorme.

3 Et un contrepoids ferreux !



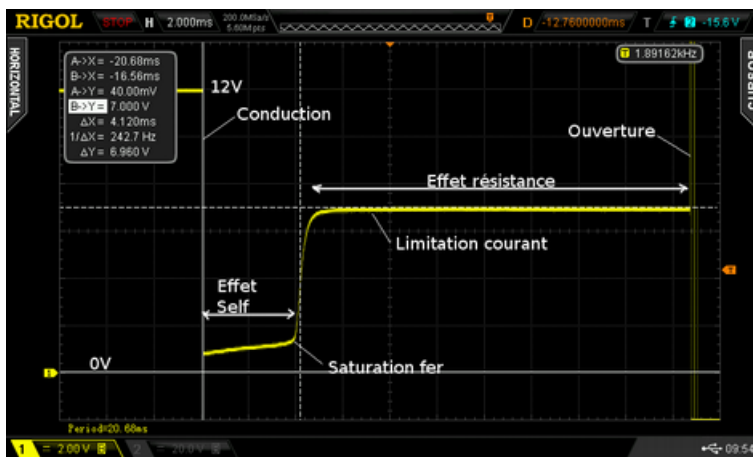


La capa joue aussi accessoirement un rôle de diviseur de tension avec la capa parasite série de la bobine

### 3.5 Quelques valeurs relevées au voltmètre de crête avec condensateur 0,22µF

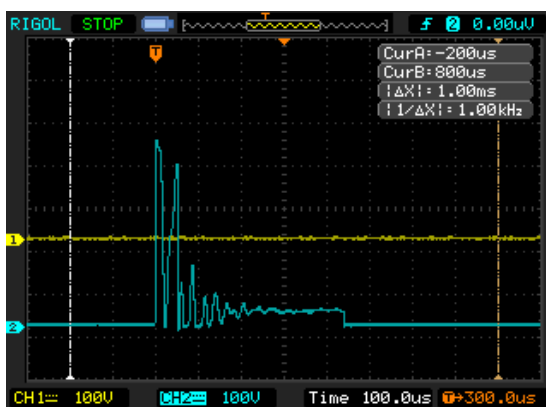
bobine	Éclateur 5 mm (= 0,6mm à la bougie Solex)	Éclateur 10 mm	Fil de bougie débranché
Solex verte SEV	250V	450V	500V
Solex rouge	130V	220V	270V
Ducellier	280V	290V	400V
PVL	300V	400V	500V
Bobine Crayon Beru	100V	150	220V
Wovi Mobylette	110V	200V	250V

En fait, dès que la bobine passe en saturation, le montage passe en limitation de courant, c'est le cas d'un dwell trop long et/ou de bobine à basse résistance (<1Ω).

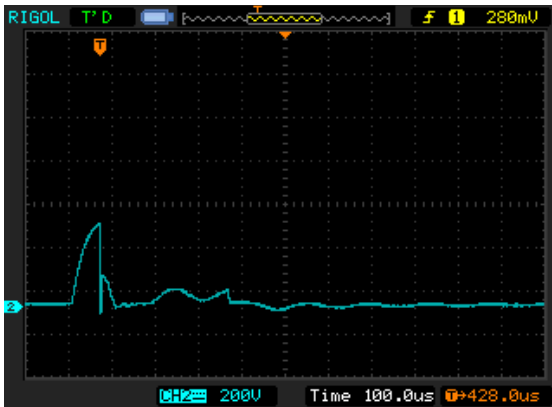


sur bobine verte SEV Solex 1,3Ω alimentée en 12V 3,9A le dwell devrait donc être de 3ms

Essais avec un **allumage Boyer Bransden** Mark III black (pour motos anglaises vintage) sur la même bobine Ducellier de 3,3 ohms



l'allumage Boyer est équipé en interne d'un condensateur de 10nF on constate un cliquage interne dans la bobine (supporté un certain temps par des bobines à huile, mais pas forcément par des bobines à isolant plastique), suivi par l'étincelle. La tension primaire (donc la secondaire aussi) monte très haut, vers 450V avant l'amorçage interne qui survient vers 30ns après la montée initiale.



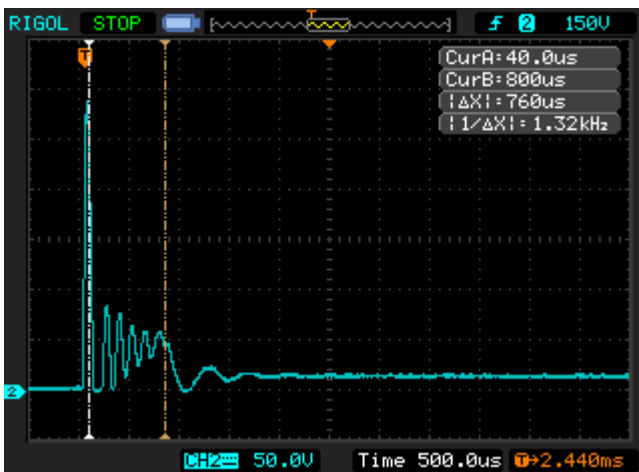
Avec une capa de 0,22µF en sortie du Boyer, il n'y a plus d'amorçage interne dans la bobine, et la tension primaire monte à des valeurs moindres. L'amorçage normal survient 70ns après la montée initiale.

### 3.6 Double bobine

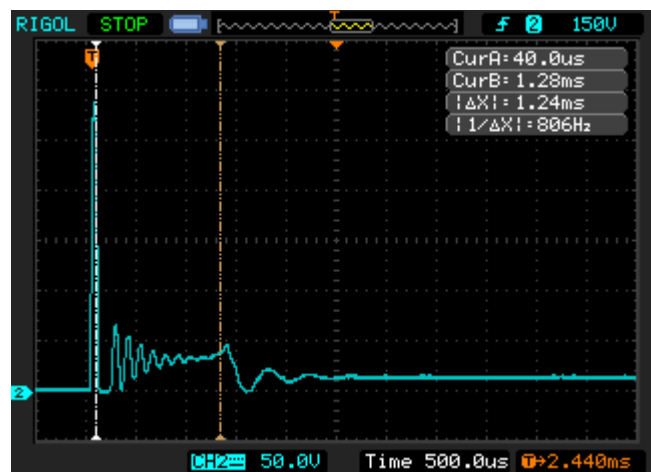
Dans plusieurs types d'allumage, on place deux bobines 6V en série commandées par le même transistor. Cela permet de s'affranchir du distributeur (tête de Delco) une bobine donne l'étincelle active, l'autre donne une étincelle pendant la fin de phase d'échappement, c'est l'allumage jumeaustatique (comme la vieille 2CV). Certains sont tentés de mettre deux bobines en parallèle, c'est à proscrire, car les compressions sont fondamentalement différentes, les tensions de d'arc des bougies sont différentes, tout comme les durées d'étincelles, dépendant aussi des écartements de bougies. Le couplage des bobines est très fort et amène à des ratés. La mise en série des bobines donne un couplage bien plus lâche, à travers la capa « de rupteur », cette capa peut être réduite tant qu'elle permet la montée juste suffisante de la tension primaire avant que l'étincelle n'éclate, elle est aussi construite pour supporter la tension primaire accrue.

Le module RMZ alimenté en 12V admet deux bobines-crayon en série.

### 3.7 Influence de l'écartement bougie



éclateur 5mm (bougie 0,5mm)  
la durée d'étincelle est de **760µs**



éclateur 10 mm (bougie 1mm)  
la durée d'étincelle est de **1,24ms**

(valeurs lues au primaire de la bobine Ducellier)

C'est un paramètre fondamental de la **durée d'étincelle**

On se retrouve avec une problématique identique au temps d'extinction d'un relais avec une diode (ou une zener) de roue libre : le temps de libération de l'énergie accumulée dans la self dépend de la tension zener



(l'écartement bougie n'est pas autre chose)  $t=L*(I/Vz)$ . En fait relation un peu complexifiée par le temps de rétro-action secondaire vers primaire (et la présence du condensateur) et par les impédances secondaires réagissant avec la bougie et sa résistance optionnelle.

### Sens du cratère

Il ne dépend QUE de la polarité au moment de l'ouverture du rupteur. L'étincelle qui y éclate est un plasma conducteur avec déplacement de métal comme dans n'importe quelle électrolyse.





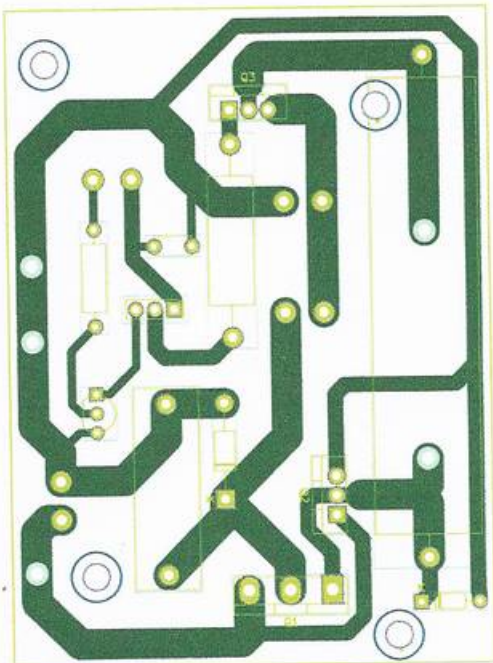
## 4 Réalisation

Bernique (Râp'N Pneus) a dessiné le circuit imprimé dont voici le typon

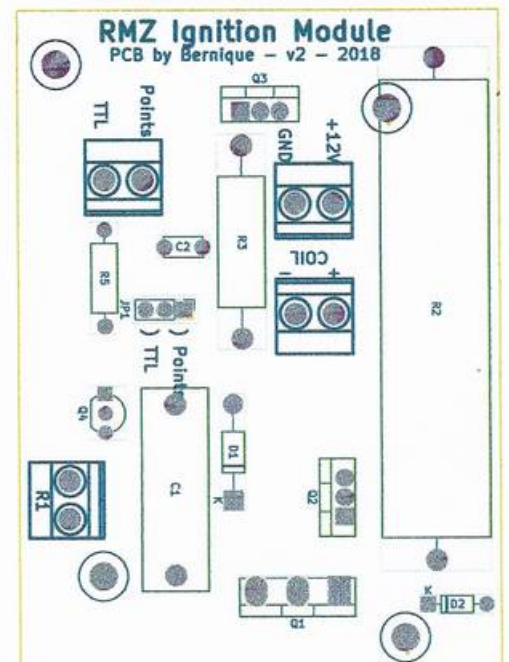
### ATTENTION

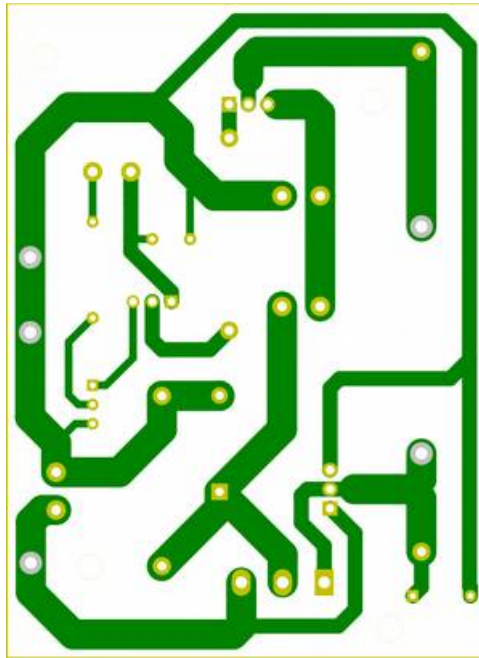
- Vous fabriquez un circuit utilisant des tensions et puissances dangereuses. La réalisation doit être soignée et faite par des personnes compétentes et qualifiées, sur un circuit **époxy**
- La tension peut atteindre 600V ou plus, il est impératif de mettre un vernis, au moins débordant largement de la piste reliant « coil- », borne centrale de Q3, condensateur C2, Vous serez seul responsables des conséquences. Ce vernis doit rejoindre les pistes voisines. Autant tout vernir ! Surtout si le module doit fonctionner en haute altitude (>3000m)
- Les trous de fixation des coins du circuit ne doivent en aucun cas, être connectés même temporairement aux pistes voisines, risque principal, neutralisation de la limitation de courant (destruction de la bobine) destruction de composants
- les brasures (au moins de Q1) doivent être nettoyées des résidus de flux de brasure (alcool polyvynilique p ex). Après nettoyage **les pastilles des broches de Q1 (dessus et dessous) doivent être largement vernies**
- Le circuit et toutes les queues de composants doivent être à au moins 5mm de tout conducteur

Le circuit devrait être réalisé en 2 faces, trous métallisés pour la fiabilité de l'ensemble (les composants sont bien mieux tenus. Néanmoins ceux qui veulent réaliser un proto de labo en simple face peuvent le faire en remplaçant la piste de la face supérieure par un fil isolé de 1mm au moins (18 AWG) mais le circuit est alors bien plus sensible aux brutalisations diverses.



Typon avec composants à gauche pistes vues en transparence pour correspondre au marquage, à droite





R1 pourrait être mis (si malgré tout vous vous obstinez à utiliser une résistance commerciale) dans des trous à disposition dans les pistes du bas (visibles sur typons)

A noter qu'il y a la place pour mettre des radiateurs sur les transistors. Dans le cas d'une boîte fermée, il est nécessaire de placer les transistors sur la boîte (métallique) avec des films thermiques. Radiateurs possible : ML9 (6°/W) et ML73/1,5 (10°/W) chez Gotronic

L'implantation permet de mettre des borniers ou des fils directement brasés (meilleure fiabilité à long terme, si brasures correctes, en ambiance chaude et humide avec cyclages thermiques, comme un capot moteur)

Le jumper JP1 permet de choisir entre la commande par rupteur (Points) ou par circuit logique de niveau TTL comme un microcontrôleur <http://www.hackerschicken.eu/www/electric/Spithascope/Spithascope.php> onglet « Ignition pulse generator »

## 4.1 Composants

si l'utilisation reste toujours la même (rupteur ou logique) on peut remplacer le jumper par un fil soudé et ne monter que les composants nécessaires

### 4.1.1 allumage par rupteur

(Ou impulsion en logique négative, assez puissante)

jumper ou fil sur TTL

Q1 = BU 2508, pas d'autre

Q2 = TIP42A, ou transistor NPN 60V 6A min

Q3 = TIP41, ou transistor PNP 60V 6A min

D1 = BAT47, BAT48 (Schottky 0,1A)

D2 = BA159, BYV26E, FR207 (1000V 2A rapide)

R1 = 0,25Ω 5W, fil constantan

R2 = 3,3 Ω 10W

R3 = 120 Ω 2W

C1 = 0,22μF 630Vfilm MKP peut être réduit à 400V selon la mesure de tension de l'impulsion, avec une marge de 25 %

### 4.1.2 allumage par circuit logique

Impulsion en logique positive





jumper ou fil sur TTL

Q1 = BU 2508, pas d'autre

Q2 = TIP42A, ou transistor NPN 60V 6A min

Q3 = TIP41, ou transistor PNP 60V 6A min

Q4 = BC337 (50V, 0,3A)

D1 = BAT47, BAT48 (Schottky 0,1A)

D2 = BA159, BYV26E, FR207 (1000V 2A rapide)

R1 = 0,25Ω 5W, fil constantan

R2 = 3,3 Ω 10W

R3 = 120 Ω 2W

R5 = 1k2 0,25W

C1 = 0,22μF 630Vfilm MKP peut être réduit à 400V selon la mesure de tension de l'impulsion, avec une marge d'au moins 25 % sur le pire cas (bougie débranchée)

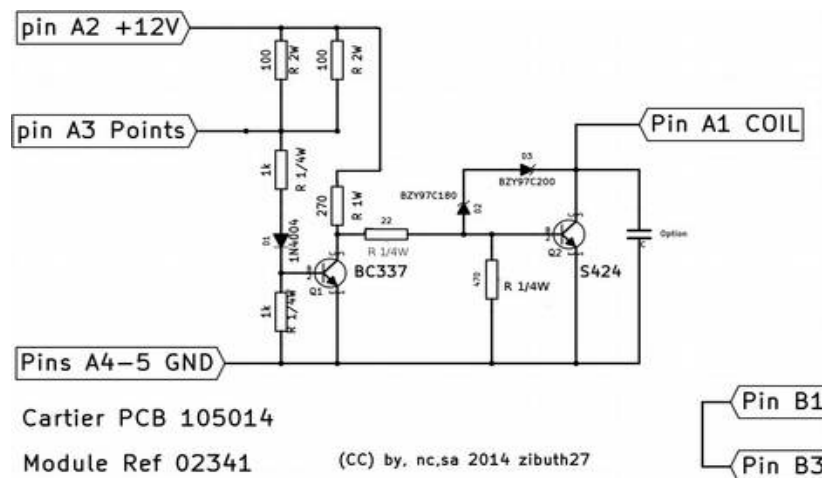
C2 = 1nF 50V

### 4.1.3 Branchements

- Bobine : borne + sur Coil+ ou directement sur la batterie (auquel cas le fil sur la face composants n'est plus nécessaire) ; borne - sur Coil-
- +12 à la batterie
- GND à la masse
- rupteur sur Points
- logique sur TTL, la masse du circuit logique à GND

## 5 Autres montages étudiés ou vus sur le Net

### 5.1 boîtier Cartier (Renault Supercinq)

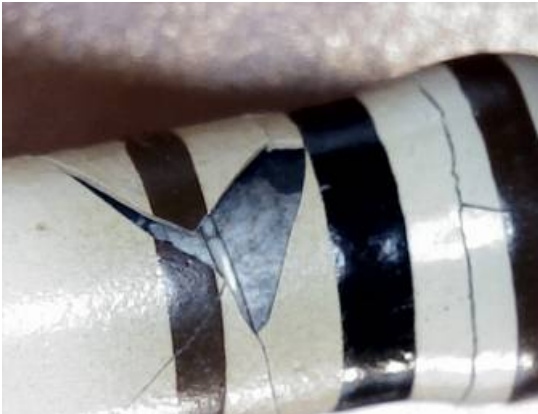


Le transistor de sortie (doc introuvable) est un Darlington (vérifié sur mon exemplaire, en mesure statique) qui **sature mal** (en fait, comme un Darlington normal) : **2,06V** avec bobine 2,6Ω et dissipe fort : 11W en



conduction permanente.

La protection contre le claquage du collecteur est assurée par des Zeners BZY97C180 de 1,5W et qui peuvent envoyer 8mA à la base (partagés entre la base et les résistances) 80mA en crête de 10ms (pas trop répétitives, qui doivent respecter la puissance et la température boîtier). La base du transistor de puissance a besoin de 20mA pour saturer (si performances similaires au TIP162). Les Zeners fournissent ces 20mA, en fonction de leur résistance dynamique et des résistances du circuit, à partir d'une tension collecteur de 383V, mais leur puissance dissipable moyenne limite normalement leur mise en fonction à des cas rares de mise en sécurité. Les résistances de 100Ω fournissant le courant de « contact wetting » sont à couche de carbone et souffrent beaucoup, à remplacer par des résistances bobinées vitrifiées.

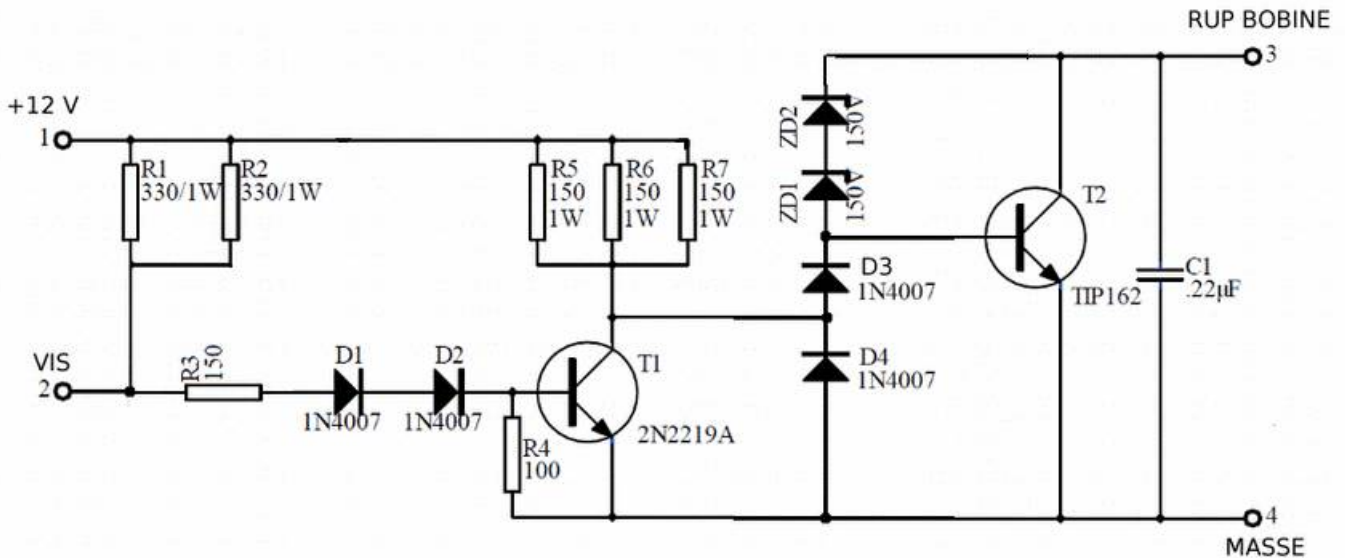


résistances couche carbone utilisées à puissance nominale, sans marge (hors Dwell)  
la valeur nominale de 100 ohms, atteint maintenant 300 ohms

on voit la piste carbone en gris, et en noir, la trace du carbone vaporisé



## 5.2 kit Velleman



Sortie sur Darlington TIP162, protection similaire au boîtier Cartier.

D3 isole T1 de T2 hors de la phase de conduction de T1, cela permet entre autres aux diodes Zener d'agir sur la base du TIP162 (dans le sens de conduction par effet Zener dans la base de T1). Mais aussi la capacité parasite des zeners se rajoute à la capa Miller, lorsque les zeners ne sont conductrices dans aucun sens, pour faire baisser la tension de base de T2 au moment de l'amorçage bougie (la phase avalanche avec un dv/dt Kolossal).

D4 conduit quand  $V_{be}$  de T2, entraînée, lors de l'avalanche, par Miller + capa des zeners, passe à  $-1.2V$  ( $2 \times V_d$  typique) et empêche la base du Tip162 de devenir trop négative (claquage à  $-5V$  pour la plupart des transistors à jonction, le BU2508 fait un peu mieux :  $-7,5V$ ).

Je préfère la placer directement sur la base du BU2508, et surtout mettre une Schottky, la lenteur des IN4001 pourrait poser des problèmes à la base du tip162 lors d'une avalanche transmise au primaire plus brutale que la normale (amorçage "au tournevis" ou interne à la bobine) car on suppose bien sûr que le Velleman fonctionne pour les cas normaux.

D4 conduit aussi en cas d'oscillation sans bougie ou fil coupé. La tension collecteur devient négative, les zeners conduisent dans le sens direct et D3+D4 clampent la base à  $-1,2V$ .

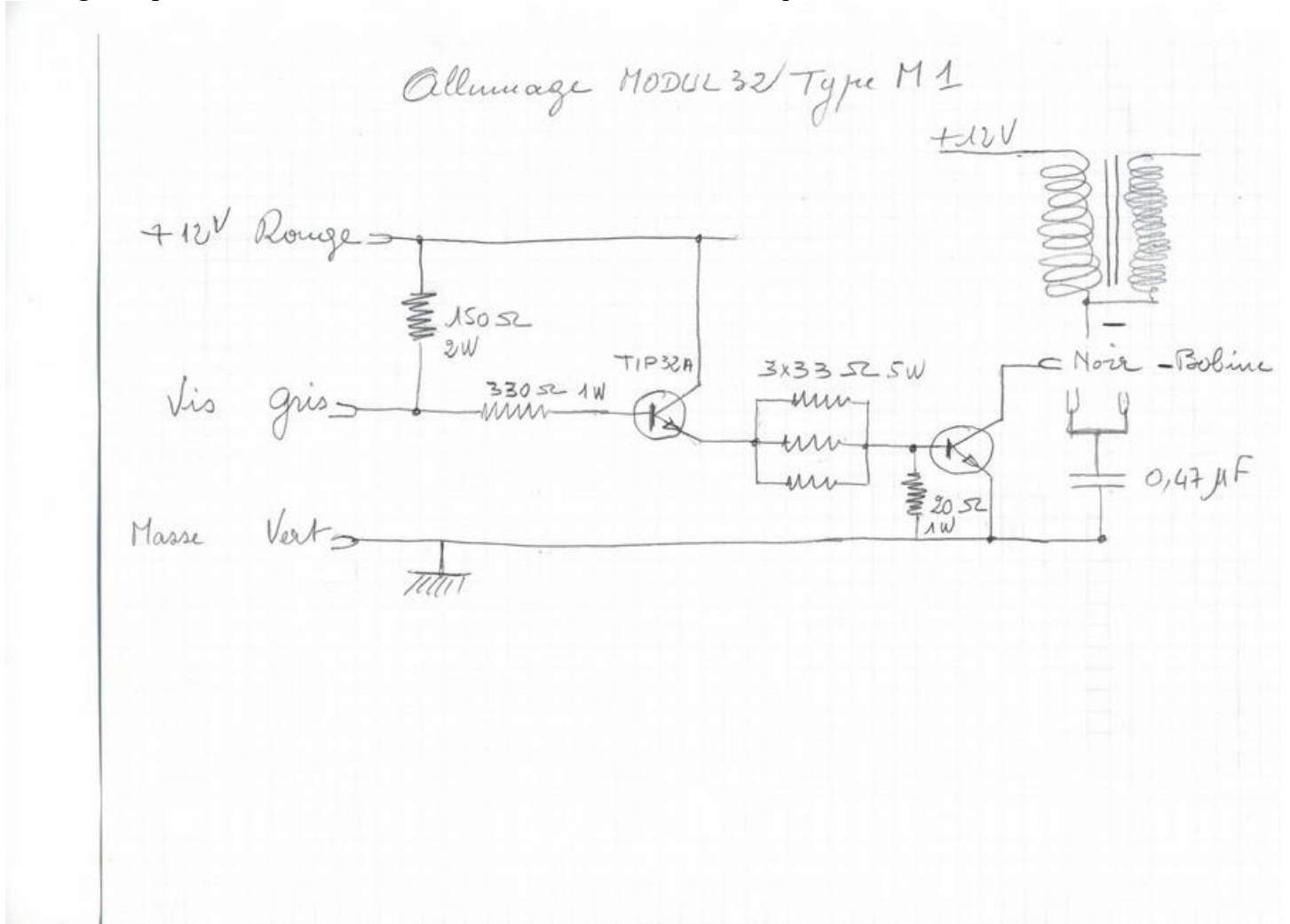
D1 et D2 servent à autoriser une élévation du potentiel du rupteur d'un volt environ par exemple en cas de mode commun de câblage avec le démarreur.



### 5.3 Modul 32

(fourni sur futura-sciences par positron1)

montage simplifié, nécessite un transistor de sortie résistant intrinsèquement à tout



de plus, il y a une incohérence : le TIP32 est un PNP

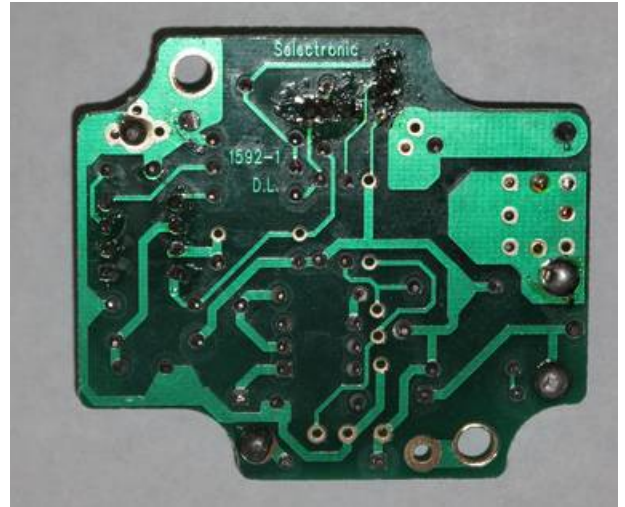
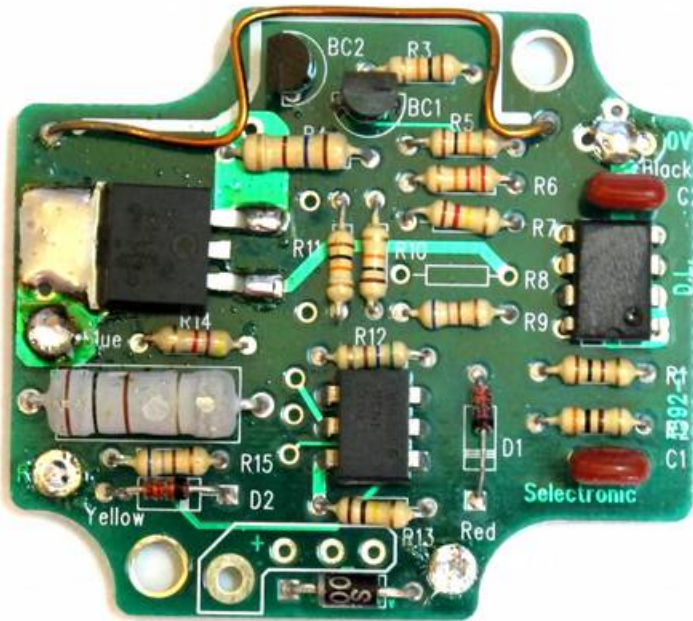
si on respecte le schéma, le transistor sera un TIP31, la phase du signal est inversée : la bobine conduit lorsque le rupteur est ouverture

si on met un TIP32 comme écrit, il faut mettre l'émetteur au +12

La capa de sortie semble optionnelle

l'absence totale de clamping de sortie, même indirect via la base, rend ce transistor très sensible à l'absence de bougie ou au fil coupé.

## 5.4 Ignitron II (selectronic)



Les trous de conduction thermique sont placés sous la patte coupée et non sous le transistor 'source de la chaleur) il n'y a que 3 trous bien placés même pas remplis de brasure alors que les chinois placent un max de trous et à la bonne place !

C'est un module que j'ai eu à investiguer, il a déjà connu plusieurs réparations avec changement, par le fabricant, du transistor de puissance, un **IRGS14C40L**, IGBT supposé blindé de toutes parts, d'après sa datashit (ici c'est bien une datashit, incomplète, voir remarque en 1.1). Il est fabriqué par Selectronic avec qui j'ai eu d'autres déboires : des régulateurs de dynamo 6V incapables, par conception, de tenir plus de 90 secondes le courant normal de charge batterie, leur tension de sortie est, de plus, fantaisiste, et destructrice pour les batteries !

J'attribue une fragilité de cet allumage à une faiblesse intrinsèque de la technologie des IGBT (car dérivés des MOSFETs) : les équipotentielles internes de grille sont en matériau résistif (polysilicium) qui, face aux capacités réparties donne, par effet Miller, une répartition inhomogène de l'impulsion d'avalanche de la bougie (les liaisons de grille ne sont plus réellement équipotentielles), retransmise par la bobine, du  $dv/dt$  négatif kolossal de 100 000 MV/s, ce qui entraîne un claquage interne du transistor, l'autre fragilité est thermique le fabricant refuse de publier la SOA, on ne sait donc pas si la limitation de courant est autorisée dans ce cas. De plus le calcul thermique de Selectronic a été léger voire insignifiant : à 6000rpm 4cyl 4tps, une bobine de résistance de  $3\Omega$  (pire encore avec des bobines « compétition ») a eu le temps de saturer à 4,4A en 4ms, avec un dwell à 70 %, la puissance dissipée du transistor est de 3W et le montage sans radiateur doit avoir une résistance thermique au mieux de  $30^\circ/W$  (la datashit donne  $40^\circ/W$  pour un cuivre PCB de  $9 \times 11,5\text{mm}$ ) la température de la puce monte donc de  $90^\circ$  au-dessus de l'ambiante du capot moteur qui monte allègrement à plus de  $60^\circ$  en été ; le boîtier dans lequel est vendu ce module n'est pas ventilé, on se retrouve à de températures insupportables en termes de fiabilité par cette malheureuse puce qui ne résiste pas longtemps.

Il utilise un circuit spécialisé qui lui permet de limiter le courant de bobine, associé à la résistance de mesure (le gros fil relié à la source du transistor, en haut de la photo. Le circuit intégré MC3334 qui gère cette fonction n'a aucune spécification de compensation en température le courant varie donc selon la dérive en température du transistor de puissance et de la résistance de mesure, même dans les réalisations industrielles.

Le Dwell est compensé par ce circuit en fonction du régime moteur, mais c'est par un comparateur de tension qui fonctionne avec un capteur inductif. Il est illusoire pour un particulier d'utiliser n'importe quel capteur que celui voulu par Motorola et avec le montage préconisé (inductance, résistance, champ de l'aimant nécessaire, distance au doigt de synchro, ...). Je ne pense donc pas que Selectronic utilise cette fonction.

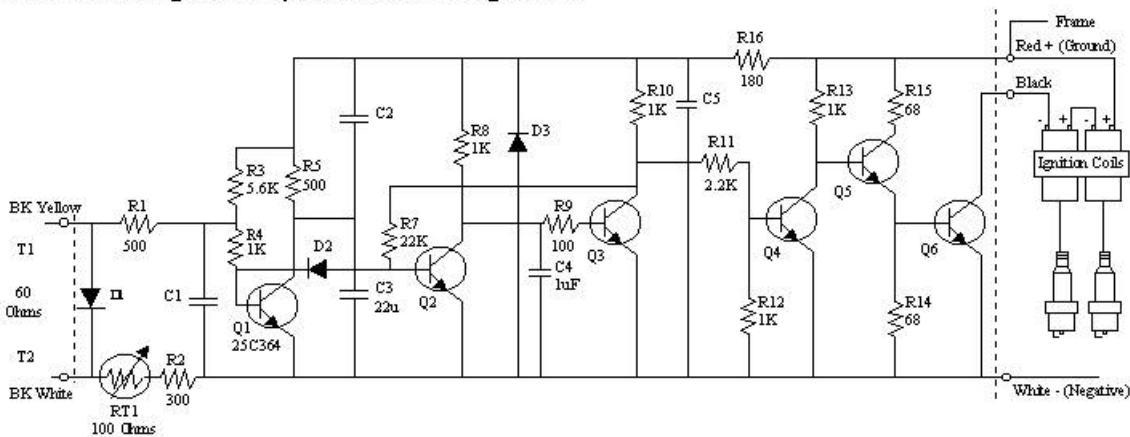
Selectronic a, depuis, fait faillite.



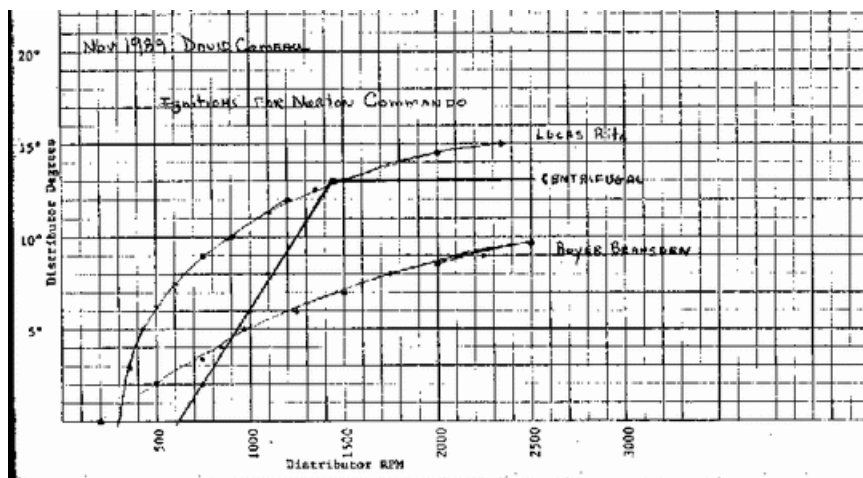
### 5.5 Allumage Boyer-Brandsen pour motos anglaises



#### Schematic Diagram Boyer Electronic Ignition



Cet allumage fonctionne avec un capteur magnétique livré avec l'électronique. L'avance est faite par l'électronique à partir de l'alternance négative du capteur (calé sur le point d'avance max).







Le transistor de sortie n'a aucune protection et doit donc être capable de résister seul. Il n'y a pas de condensateur de sortie sur le schéma mais j'en ai mesuré un de 10nF (donc sans rapport avec la capa de sortie du transistor). Il a du être rajoutée au cours du temps de production, vu les problèmes liés à l'absence de condensateur.

Voir le papier sur les bobines d'allumage à l'URL: <http://www.hackerschicken.eu/www/electric/ElectricFR.php>

## 6 Conclusions

Toutes ces bobines ont été testées avec une étincelle calée à 10mm-air (équivalent 1mm-bougie, moteur 4-temps de compression moyenne et à charge forte).

Je propose deux montages de commande bobine soit par une électronique niveau TTL (processeur arduino par exemple) soit par le rupteur classique, et un montage « universel ». Ces montages prennent en compte mon expérience et l'analyse de quelques modèles commerciaux. Aucun modèle commercial qu'on m'a proposé ne possède de limitation de courant à l'exception de l'ignitron II.

**Le montage proposé fonctionne aussi bien avec des bobines classiques à résistances  $>3\Omega$  qu'avec des bobines à résistance subohmique et pour n'importe quel dwell ou régime moteur.**

**Il a résisté à des années de tortures labo depuis 2014**

Ce papier a été téléchargé 1260 fois en un an (au 01/06/18)



## 7 Datasheets

Philips Semiconductors

Product specification

### Silicon Diffused Power Transistor

BU2508AF

#### GENERAL DESCRIPTION

Enhanced performance, new generation, high-voltage, high-speed switching npn transistor in a plastic full-pack envelope intended for use in horizontal deflection circuits of colour television receivers. Features exceptional tolerance to base drive and collector current load variations resulting in a very low worst case dissipation.

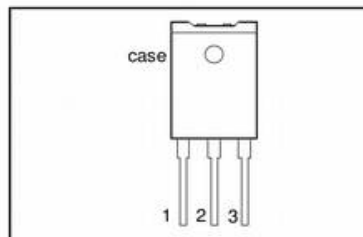
#### QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{CESM}$	Collector-emitter voltage peak value	$V_{BE} = 0$ V	-	1500	V
$V_{CEO}$	Collector-emitter voltage (open base)		-	700	V
$I_C$	Collector current (DC)		-	8	A
$I_{CM}$	Collector current peak value		-	15	A
$P_{tot}$	Total power dissipation	$T_{HS} \leq 25$ °C	-	45	W
$V_{CEsat}$	Collector-emitter saturation voltage	$I_C = 4.5$ A; $I_B = 1.1$ A	-	1	V
$I_{Csat}$	Collector saturation current		4.5	-	A
$t_f$	Fall time	$I_{Csat} = 4.5$ A; $I_{B(end)} = 1.1$ A	0.4	0.6	µs

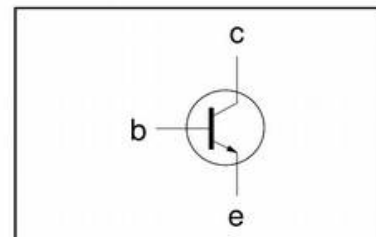
#### PINNING - SOT199

PIN	DESCRIPTION
1	base
2	collector
3	emitter
case	isolated

#### PIN CONFIGURATION



#### SYMBOL



#### LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum Rating System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$V_{CESM}$	Collector-emitter voltage peak value	$V_{BE} = 0$ V	-	1500	V
$V_{CEO}$	Collector-emitter voltage (open base)		-	700	V
$I_C$	Collector current (DC)		-	8	A
$I_{CM}$	Collector current peak value		-	15	A
$I_B$	Base current (DC)		-	4	A
$I_{BM}$	Base current peak value		-	6	A
$-I_{B(AV)}$	Reverse base current	average over any 20 ms period	-	100	mA
$-I_{BM}$	Reverse base current peak value <sup>1</sup>		-	5	A
$P_{tot}$	Total power dissipation	$T_{HS} \leq 25$ °C	-	45	W
$T_{stg}$	Storage temperature		-65	150	°C
$T_j$	Junction temperature		-	150	°C

#### THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th j-hs}$	Junction to heatsink	without heatsink compound	-	3.7	K/W
$R_{th j-hs}$	Junction to heatsink	with heatsink compound	-	2.8	K/W
$R_{th j-a}$	Junction to ambient	in free air	35	-	K/W

<sup>1</sup> Turn-off current.



Silicon Diffused Power Transistor

BU2508AF

ISOLATION LIMITING VALUE & CHARACTERISTIC

T<sub>hs</sub> = 25 °C unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
V <sub>isol</sub>	Repetitive peak voltage from all three terminals to external heatsink	R.H. ≤ 65 % ; clean and dustfree	-		2500	V
C <sub>isol</sub>	Capacitance from T2 to external heatsink	f = 1 MHz	-	22	-	pF

STATIC CHARACTERISTICS

T<sub>hs</sub> = 25 °C unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
I <sub>CES</sub>	Collector cut-off current <sup>2</sup>	V <sub>BE</sub> = 0 V; V <sub>CE</sub> = V <sub>CESMmax</sub>	-	-	1.0	mA
I <sub>CES</sub>		V <sub>BE</sub> = 0 V; V <sub>CE</sub> = V <sub>CESMmax</sub> ; T <sub>j</sub> = 125 °C	-	-	2.0	mA
I <sub>EBO</sub>	Emitter cut-off current	V <sub>EB</sub> = 7.5 V; I <sub>C</sub> = 0 A	-	-	1.0	mA
BV <sub>EBO</sub>	Emitter-base breakdown voltage	I <sub>B</sub> = 1 mA	7.5	13.5	-	V
V <sub>CEOsust</sub>	Collector-emitter sustaining voltage	I <sub>B</sub> = 0 A; I <sub>C</sub> = 100 mA; L = 25 mH	700	-	-	V
V <sub>CEsat</sub>	Collector-emitter saturation voltages	I <sub>C</sub> = 4.5 A; I <sub>B</sub> = 1.1 A	-	-	1.0	V
V <sub>BEsat</sub>	Base-emitter saturation voltage	I <sub>C</sub> = 4.5 A; I <sub>B</sub> = 1.7 A	-	-	1.1	V
h <sub>FE</sub>	DC current gain	I <sub>C</sub> = 100 mA; V <sub>CE</sub> = 5 V	-	13	-	
h <sub>FE</sub>		I <sub>C</sub> = 4.5 A; V <sub>CE</sub> = 1 V	4	5.5	7.0	

DYNAMIC CHARACTERISTICS

T<sub>hs</sub> = 25 °C unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	TYP.	MAX.	UNIT
C <sub>c</sub>	Collector capacitance	I <sub>E</sub> = 0 A; V <sub>CB</sub> = 10 V; f = 1 MHz	80	-	pF
t <sub>s</sub>	Switching times (16 kHz line deflection circuit)	I <sub>Csat</sub> = 4.5 A; I <sub>B(end)</sub> = 1.1 A; L <sub>B</sub> = 6 μH; -V <sub>BB</sub> = 4 V; (-di <sub>B</sub> /dt = 0.6 A/μs)			
t <sub>f</sub>	Turn-off storage time		5.0	6.0	μs
t <sub>f</sub>	Turn-off fall time		0.4	0.6	μs
t <sub>s</sub>	Switching times (38 kHz line deflection circuit)	I <sub>Csat</sub> = 4.0 A; I <sub>B(end)</sub> = 0.9 A; L <sub>B</sub> = 6 μH; -V <sub>BB</sub> = 4 V; (-di <sub>B</sub> /dt = 0.6 A/μs)			
t <sub>f</sub>	Turn-off storage time		4.7	5.7	μs
t <sub>f</sub>	Turn-off fall time		0.25	0.35	μs

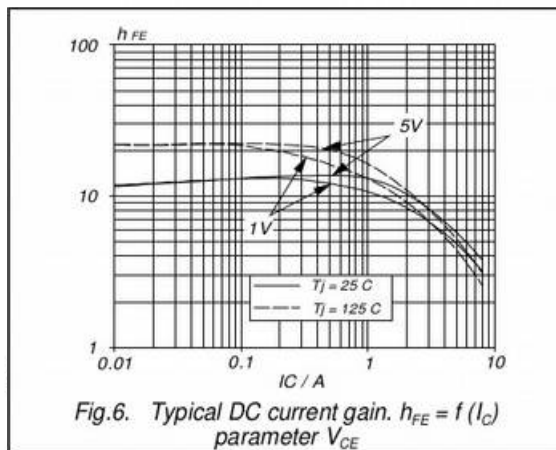


Fig.6. Typical DC current gain.  $h_{FE} = f(I_C)$  parameter  $V_{CE}$

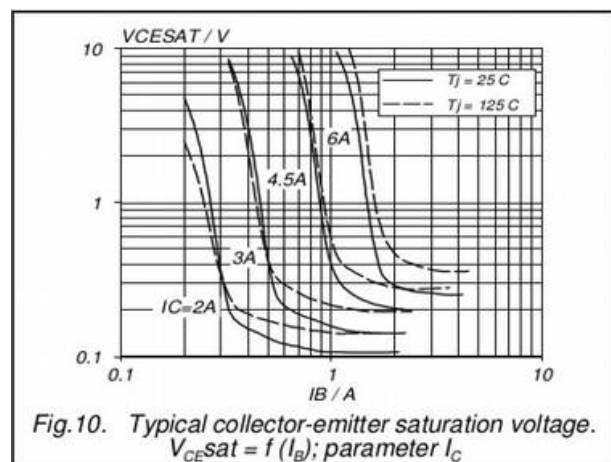


Fig.10. Typical collector-emitter saturation voltage.  $V_{CEsat} = f(I_B)$ ; parameter  $I_C$



TEXAS INSTR (OPTO)

62 DE 8961726 0036938 ?

8961726 TEXAS INSTR (OPTO)

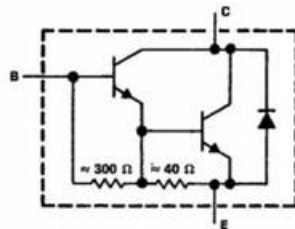
62C 36938 D

**TIP160, TIP161, TIP162**  
**N-P-N DARLINGTON-CONNECTED**  
**SILICON POWER TRANSISTORS**  
REVISED OCTOBER 1984

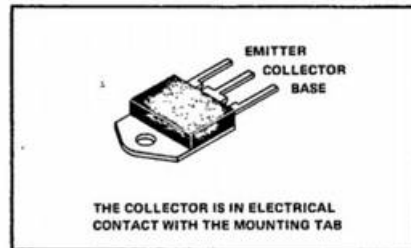
T-33-29

- 50 W at 100°C Case Temperature
- 10 A Rated Continuous Collector Current
- MAX  $V_{CE(sat)}$  of 2.8 V at 6.5 A
- High-Voltage, High-Forward and Reverse Energy
- Designed for Automotive Ignition Applications

device schematic



TO 218AA PACKAGE



absolute maximum ratings at 25°C case temperature (unless otherwise noted)

	TIP160	TIP161	TIP162
Collector-base voltage	320 V	350 V	380 V
Collector-emitter voltage ( $I_B = 0$ )	320 V	350 V	380 V
Emitter-base voltage	5 V		
Continuous collector current	10 A		
Peak collector current (see Note 1)	15 A		
Commutating diode current (see Note 2)	10 A		
Continuous base current	1 A		
Continuous device dissipation at (or below) 100°C case temperature (see Note 3)	50 W		
Continuous device dissipation at (or below) 25°C free-air temperature (see Note 4)	3 W		
Safe operating areas at (or below) 100°C case temperature	See Figure 9		
Operating collector junction and storage temperature range	-65°C to 150°C		
Lead temperature 3,2 mm (0.125 inch) from case for 10 seconds	260°C		

- NOTES: 1. This value applies for  $t_{W} \leq 10$  ms, duty cycle  $\leq 10$  %.
2. This applies to the total collector-terminal current when the collector is at negative potential with respect to the emitter.
3. Derate linearly to 150°C case at the rate of 1 W/°C or refer to Dissipation Derating Curve, Figure 10.
4. Derate linearly to 150°C free-air temperature at the rate of 24 mW/°C or refer to Dissipation Derating Curve, Figure 11.

5  
TIP Devices

183





PD - 93891A

International  
**IR** Rectifier

Ignition IGBT

IRGS14C40L  
IRGSL14C40L  
IRGB14C40L

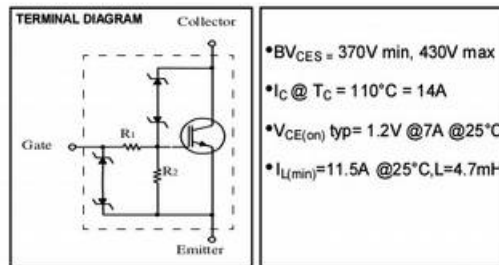
IGBT with on-chip Gate-Emitter and Gate-Collector clamps

**Features**

- Most Rugged in Industry
- Logic-Level Gate Drive
- > 6KV ESD Gate Protection
- Low Saturation Voltage
- High Self-clamped Inductive Switching Energy

**Description**

The advanced IGBT process family includes a MOS gated, N-channel logic level device which is intended for coil-on-plug automotive ignition applications and small-engine ignition circuits. Unique features include on-chip active voltage clamps between the Gate-Emitter and Gate-Collector which provide over voltage protection capability in ignition circuits.



- $BV_{CES} = 370V$  min, 430V max
- $I_C @ T_C = 110^\circ C = 14A$
- $V_{CE(on)}$  typ= 1.2V @7A @25°C
- $I_{L(min)} = 11.5A @25^\circ C, L=4.7mH$

JEDEC TO-263AB



IRGS14C40L

JEDEC TO-262AA



IRGSL14C40L

JEDEC TO-220AB



IRGB14C40L

NOTE: IRGS14C40L is available in tape and reel. Add a suffix of TRR or TRL to the part number to determine the orientation of the device in the pocket, i.e, IRGS14C40LTRR or IRGS14C40LTRL.

**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max	Unit	Condition
$V_{CES}$	Collector-to-Emitter Voltage	Clamped	V	$R_G = 1K\ ohm$
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	20	A	$V_{GE} = 5V$
$I_C @ T_C = 110^\circ C$	Continuous Collector Current	14	A	$V_{GE} = 5V$
$I_G$	Continuous Gate Current	1	mA	
$I_{GP}$	Peak Gate Current	10	mA	$I_{PK} = 1\ ms, f = 100Hz$
$V_{GE}$	Gate-to-Emitter Voltage	Clamped	V	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	125	W	
$P_D @ T = 110^\circ C$	Maximum Power Dissipation	54	W	
$T_J$	Operating Junction and	- 40 to 175	°C	
$T_{STG}$	Storage Temperature Range	- 40 to 175	°C	
$V_{ESD}$	Electrostatic Voltage	6	KV	$C = 100pF, R = 1.5K\ ohm$
$I_L$	Self-clamped Inductive Switching Current	11.5	A	$L = 4.7mH, T = 25^\circ C$

**Thermal Resistance**

	Parameter	Min	Typ	Max	Unit
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-to-Case			1.2	°C/W
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient			40	
	(PCB Mounted, Steady State)				
$Z_{\theta JC}$	Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case (Fig.11)				

Pas de courbe de SOA !!





**Electrical Characteristics**

Part Number	Device marking code	Zener Voltage Range <sup>1)</sup>		Dynamic Resistance	Temperature Coefficient of Zener Voltage	Test Current	Leakage Current	Reverse Voltage	Admis. Zener Current	
		$V_Z @ I_{ZT}$		$r_{z} @ I_{ZT}, f=1kHz$	@ $I_{ZT}$	$I_{ZT}$	$I_R$	$V_R$	$I_Z @ T_{amb}=60^{\circ}C$	$I_{ZSM}, tp=10ms$
		V	V	$\Omega$	$Avz(10^{-4}/K)$	m A	$\mu A$	V	m A	A
		Min.	Max.		typ					
BZY97C3V9	Y3V9	3.7	4.1	7.0	-0.025	100	15	1.0	366	3.7
BZY97C4V3	Y4V3	4.0	4.6	7.0	-0.020	100	10	1.0	327	3.4
BZY97C4V7	Y4V7	4.4	5.0	7.0	-0.020	100	5.0	1.0	300	3.1
BZY97C5V1	Y5V1	4.8	5.4	5.0	-0.010	100	3.0	1.0	278	2.8
BZY97C5V6	Y5V6	5.2	6.0	2.0	0.020	100	1.0	1.0	250	2.6
BZY97C6V2	Y6V2	5.8	6.6	2.0	0.050	100	1.0	1.0	227	2.3
BZY97C6V8	Y6V8	6.4	7.2	2.0	0.350	100	1.0	1.0	208	2.1
BZY97C7V5	Y7V5	7.0	7.9	2.0	0.350	100	1.0	2.0	190	1.9
BZY97C8V2	Y8V2	7.7	8.7	2.0	0.055	100	1.0	3.5	175	1.8
BZY97C9V1	Y9V1	8.5	9.6	4.0	0.055	50	1.0	3.5	156	1.6
BZY97C10	Y10	9.4	10.6	4.0	0.070	50	1.0	5.0	142	1.4
BZY97C11	Y11	10.4	11.6	7.0	+5 to +10	50	1.0	5.0	129	1.3
BZY97C12	Y12	11.4	12.7	7.0	+5 to +10	50	1.0	7.0	118	1.2
BZY97C13	Y13	12.4	14.1	10	+5 to +10	50	1.0	7.0	106	1.1
BZY97C15	Y15	13.8	15.8	10	+5 to +10	50	1.0	10	96	1.0
BZY97C16	Y16	15.3	17.1	15	+6 to +11	25	1.0	10	88	0.90
BZY97C18	Y18	16.8	19.1	15	+6 to +11	25	1.0	10	79	0.81
BZY97C20	Y20	18.8	21.2	15	+6 to +11	25	1.0	10	71	0.73
BZY97C22	Y22	20.8	23.3	15	+6 to +11	25	1.0	12	64	0.66
BZY97C24	Y24	22.8	25.6	15	+6 to +11	25	1.0	12	59	0.60
BZY97C27	Y27	25.1	28.9	15	+6 to +11	25	1.0	14	52	0.53
BZY97C30	Y30	28	32	15	+6 to +11	25	1.0	14	47	0.48
BZY97C33	Y33	31	35	15	+6 to +11	25	1.0	17	43	0.44
BZY97C36	Y36	34	38	40	+6 to +11	10	1.0	17	40	0.4
BZY97C39	Y39	37	41	40	+6 to +11	10	1.0	20	37	0.38
BZY97C43	Y43	40	46	45	+7 to +12	10	1.0	20	33	0.33
BZY97C47	Y47	44	50	45	+7 to +12	10	1.0	24	30	0.31
BZY97C51	Y51	48	54	60	+7 to +12	10	1.0	24	28	0.28
BZY97C56	Y56	52	60	60	+7 to +12	10	1.0	28	25	0.26
BZY97C62	Y62	58	66	80	+7 to +12	10	1.0	28	23	0.23
BZY97C68	Y68	64	72	80	+7 to +12	10	1.0	34	21	0.21
BZY97C75	Y75	70	79	100	+7 to +12	10	1.0	34	19	0.19
BZY97C82	Y82	77	88	100	+7 to +12	10	1.0	41	17	0.18
BZY97C91	Y91	85	96	200	+8 to +13	5.0	1.0	41	16	0.16
BZY97C100	Y100	94	106	200	+8 to +13	5.0	1.0	50	14	0.15
BZY97C110	Y110	104	116	250	+8 to +13	5.0	1.0	50	13	0.13
BZY97C120	Y120	114	127	250	+8 to +13	5.0	1.0	60	12	0.12
BZY97C130	Y130	124	141	300	+8 to +13	5.0	1.0	60	11	0.11
BZY97C150	Y150	138	156	300	+8 to +13	5.0	1.0	75	10	0.10
BZY97C160	Y160	153	171	350	+8 to +13	5.0	1.0	75	9.0	0.09
BZY97C180	Y180	168	191	350	+8 to +13	5.0	1.0	90	8.0	0.08
BZY97C200	Y200	188	212	350	+8 to +13	5.0	1.0	90	7.0	0.07

Note: 1) Tested with pulses tp=5 ms

www.galaxycn.com





## Table of Contents

1	Spécifications de départ.....	1
1.1	Étage de sortie.....	1
1.1.1	Collecteur :.....	3
1.1.2	Émetteur :.....	3
1.1.3	Base :.....	3
1.2	Étage limiteur de courant TIP41, Q2.....	4
1.3	Étage driver TIP42 Q3.....	4
1.4	Étage d'entrée BC639, Q4.....	5
1.5	Tenue thermique des étages d'entrée.....	5
1.5.1	échauffements.....	5
1.6	Polarité de commande.....	6
1.6.1	Retour Masse.....	6
1.7	Schéma commande logique TTL.....	6
1.8	Schéma avec rupteur classique.....	8
1.9	Module universel.....	8
2	Outil de mise au point.....	9
2.1	Le montage proto.....	9
2.2	Digispark.....	9
3	Résultats.....	10
3.1	Bobine Ducellier.....	10
3.2	Bobine-crayon Beru.....	11
3.3	Bobine Magneti Marelli.....	12
3.4	Bobine de Mobylette Wovi (copie moderne de la Novi classique).....	12
3.5	Quelques valeurs relevées au voltmètre de crête avec condensateur 0,22µF.....	14
3.6	Double bobine.....	15
3.7	Influence de l'écartement bougie.....	15
4	Réalisation.....	17
4.1	Composants.....	18
4.1.1	allumage par rupteur.....	18
4.1.2	allumage par circuit logique.....	18
4.1.3	Branchements.....	19
5	Autres montages étudiés ou vus sur le Net.....	19
5.1	boîtier Cartier (Renault Supercinq).....	19
5.2	kit Velleman.....	21
5.3	Modul 32.....	22
5.4	Ignitron II (selectronic).....	23
5.5	Allumage Boyer-Bransden pour motos anglaises.....	24
6	Conclusions.....	25
7	Datsheets.....	26