4/6

Les alimentations

Table des matières

4/6.1 Alimentations et circuits annexes [1)]

1) Ce chapitre est précédé d'une table des matières

4/6.1

Alimentations et circuits annexes

Table des matières

4/6.1.1 Redressement
4/6.1.2 Redressement à une alternance
4/6.1.3 Redressement à deux alternances
4/6.1.3.1 Montages à 2 diodes et transformateurs point milieu
4/6.1.3.2 Montages à pont de Graëtz
4/6.1.4 Filtrage
4/6.1.5 Les multiplicateurs de tension
4/6.1.5.1 Les doubleurs de tension
4.6.1.5.2 Tripleur de tension
4/6.1.5.3 Multiplicateur de tension
4/6.1.6 Stabilisation
4/6.1.6.1 Stabilisation d'une tension alternative (secteur)
4/6.1.6.2 Stabilisation d'une tension continue
4/6.1.6.3 Montages à régulateurs
4/6.1.7 Exemples d'alimentations
4/6.1.8 Les alimentations à découpage
4/6.1.8.1 Principe de fonctionnement des alimentations à découpage
4/6.1.8.2 Principaux schémas de base
4/6.1.8.3 Détail du fonctionnement d'une alimentation à découpage
4/6.1.8.4 Vocabulaire

Présentation

Nous avons tous utilisé ou construit des alimentations continues fonctionnant à partir du secteur ou de tout autre source de tension. Le présent chapitre se propose d'en détailler les principes de fonctionnement et les modes de réalisation.

4/6.1.1

Redressement

Dans le cas où notre source de tension originelle est alternative, la première des opérations consiste à redresser cette tension. Par définition on dit que le redressement d'un courant consiste à transformer un courant alternatif en un courant unidirectionnel. Cette opération est réalisée par l'intermédiaire d'un redresseur. Il en existe de différentes sortes, mais aujourd'hui les redresseurs au silicium ont remplacé dans la plupart des applications les autres dispositifs tels que : les lampes à vide ou à vapeur de mercure, les diodes au germanium, les plaquettes de sélénium...
Les diodes au silicium sont utilisées aussi bien pour redresser des courants faibles que des courants très élevés (supérieurs à 100 A).
Pour des alimentations de faible puissance (inférieures à 30 A) on trouve couramment plusieurs de ces diodes assemblées dans le même boîtier sous la forme d'un montage appelé pont de Graëtz (cf. fig. 5, chapitre 6/1.3.2).

4/6.1.2

Redressement à une alternance

Par définition on appelle redressement à une alternance (on dit aussi redressement mono-alternance) une opération qui ne redresse que la moitié de la tension alternative soit la moitié positive (Fig. 2 et 3), soit la moitié négative (Fig. 4 et 5).
Ce redressement est réalisé en utilisant une seule et unique diode comme l'indique le schéma type de la figure 2 ou 4.

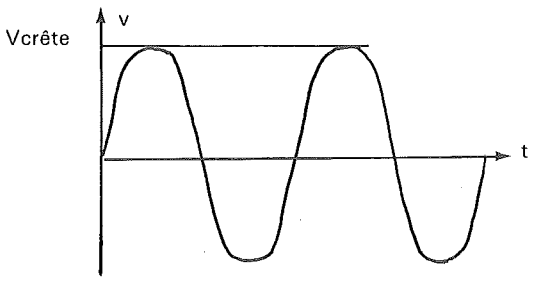


Fig. 1 : Tension alternative avant redressement.

Débit sur une résistance pure

Dans le cas où la valeur de la résistance équivalente de la diode (Rd) est très petite devant celle de la résistance d'utilisation (Ru), on

6.1 Alimentations et circuits annexes

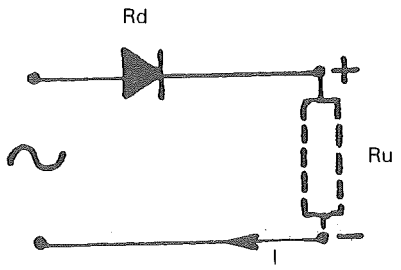


Fig. 2: Montage type pour redressement monoalternance (alternance positive).

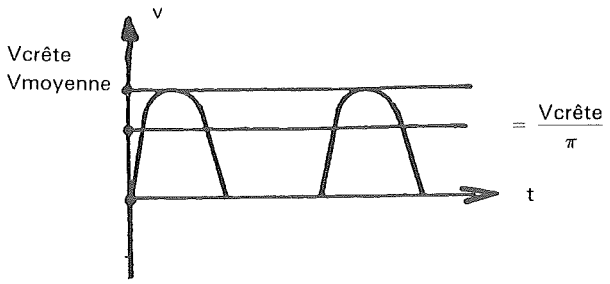


Fig. 3: Redressement alternance positive.

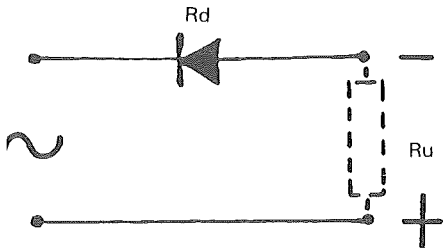


Fig. 4: Montage type pour redressement monoalternance (alternance négative).

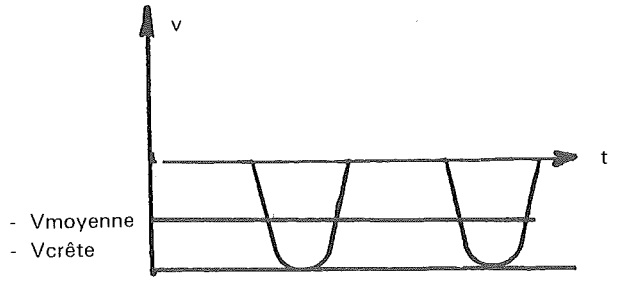


Fig. 5: Redressement alternance négative.

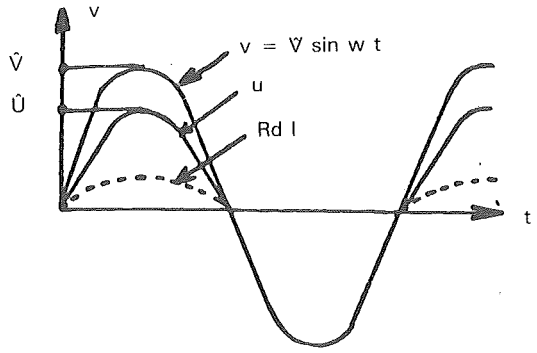
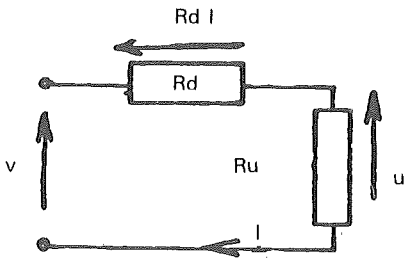


Fig. 6: Graphique des tensions.



$$I = \frac{v}{Ru + Rd}$$

Fig. 7: Schéma équivalent.

peut négliger la chute de tension provoquée dans la diode par le passage du courant. La tension s'exprime par la relation:

$$Vmoy = \frac{Vcrête}{\pi}$$

on note généralement $\overline{V} = \frac{\hat{V}}{\pi}$ (Fig. 3)

Si au contraire la valeur de Rd n'est pas petite devant celle de Ru, alors la valeur de la tension moyenne devient:

$$Vmoy = \frac{Vcrête}{\pi\ (1 + Rd/Ru)} = RuImoy$$

(Fig. 6, 7)

Dans le cas où l'on utilise un transformateur, alors il faut substituer à la valeur Rd la valeur $R = (R2 + r2 + n^2rl)$ dans les formules ci-dessus (Fig. 9 et 10).

Dans la pratique, on n'utilise que très peu les redresseurs sans transformateur car la valeur de la tension d'utilisation est alors très proche de celle du secteur (Fig. 8).
Les montages réalisés à l'aide d'un autotransformateur sont d'un prix de revient assez faible et d'un encombrement réduit, mais ils présentent le grave désavantage de ne pas isoler la tension d'utilisation par rapport au secteur; ils sont à proscrire pour des raisons de sécurité (Fig. 9).
Les transformateurs qui sont composés de 2 enroulements distincts isolent la tension d'utilisation du secteur. La tension obtenue au secondaire est reliée à la tension au primaire par la formule:

$$\frac{U2}{U1} = \frac{n2}{n1} = n$$

où n est le rapport de transformation :

$$\rightarrow U2 = \frac{n2}{nl}.U1 = n.U1$$

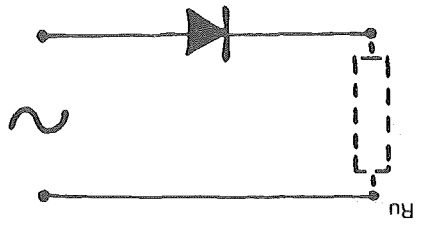


Fig. 8: Montage sans transformateur.

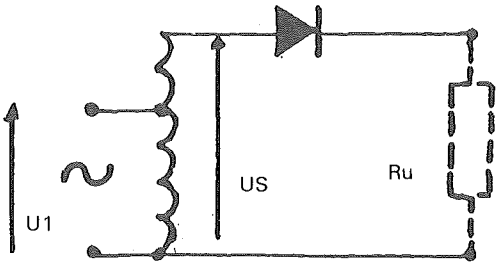


Fig. 9: Montage avec autotransformateur.

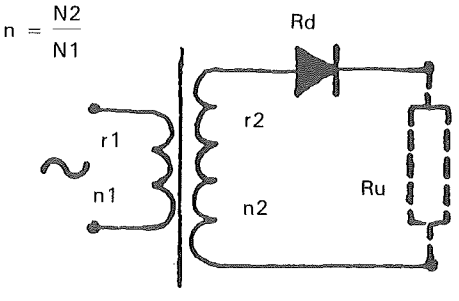


Fig. 10: Montage avec transformateur.

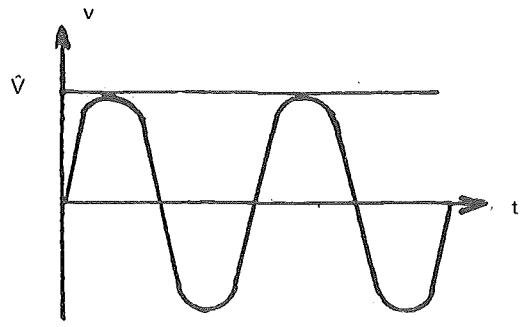


Fig. 11: Tension d'alimention

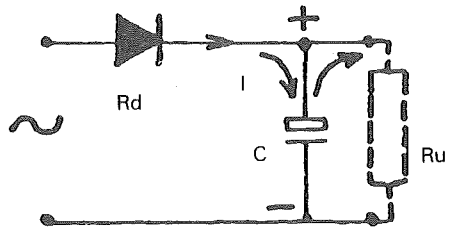


Fig. 12: Schéma type

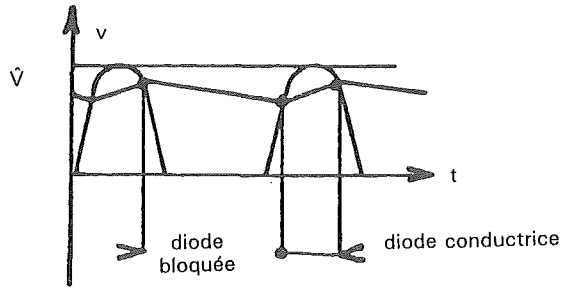


Fig. 13: Tension redressée

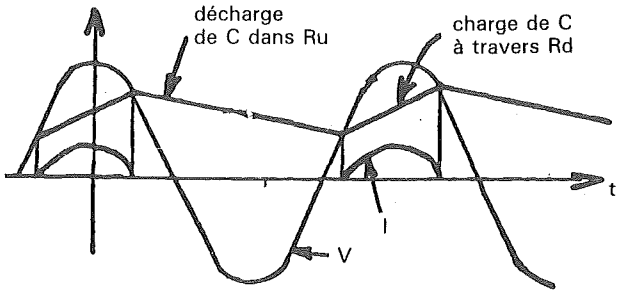


Fig. 14: Débit sur condensateur

Cette solution est la plus utilisée dans les montages en dépit de son prix de revient supérieur à celui d'un auto-transformateur (Fig. 10).

Débit sur résistance et condensateur

Si l'on ajoute au montage de la figure 2 un condensateur en parallèle sur Ru, on modifie la valeur de la tension moyenne redressée (Fig. 13). La charge du condensateur C à travers la diode et sa décharge dans Ru (Fig. 12 et 14) permettent de diminuer la variation de la tension.

Pour quantifier cette variation de la tension, on utilise un paramètre: le taux d'ondulation, qui est défini comme le rapport de la valeur efficace de l'ondulation à la valeur moyenne de la tension. Ce taux d'ondulation est d'autant plus faible que la constante de temps de décharge du circuit RC est grande par rapport à T la période du signal.

$$Ru.C > T \quad T = \frac{1}{f} \quad \rightarrow Ru.c.f >> 1$$

Donc plus Ru.C.f est grand, plus le taux d'ondulation diminue. Pour faire varier cette valeur, Ru et f étant fixées, il ne reste que la valeur de C. On a donc intérêt à prendre C très grand. Néanmoins, sachant qu'un condensateur déchargé se comportera à l'établissement du courant comme une résistance de valeur très faible (proche du court-circuit) et que cette valeur diminue quand la valeur du condensateur augmente, la valeur maximale de C sera déterminée par le courant maximum admissible par la diode de redressement. On peut éventuellement prévoir une résistance de sécurité montée en série avec la diode. La tension maximale supportée par la diode est Vcrête. Il faut choisir une diode dont la caractéristique VRWM > Vcrête.

4/6.1.3

Redressement de deux alternances

Comme son nom l'indique, le redressement deux alternances (on dit aussi redressement bi-alternance ou double-alternance) permet de redresser l'alternance négative et l'alternance positive du signal alternatif. Cette opération permet tout d'abord de doubler la fréquence d'ondulation du signal redressé (100 Hz au lieu de 50 Hz) d'où une diminution très importante du taux d'ondulation (Fig. 2). Il en résulte également une augmentation de la tension continue obtenue, toutes les autres valeurs restant identiques. Enfin l'intensité instantanée du courant est divisée par deux, ce qui permet d'utiliser des redresseurs moins puissants.

L'inconvénient de cette technique est de nécessiter deux ou quatre diodes, alors que le redressement mono-alternance n'en utilise qu'une.

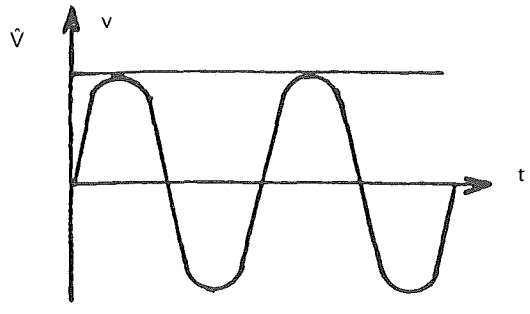


Fig. 1: Tension d'alimentation

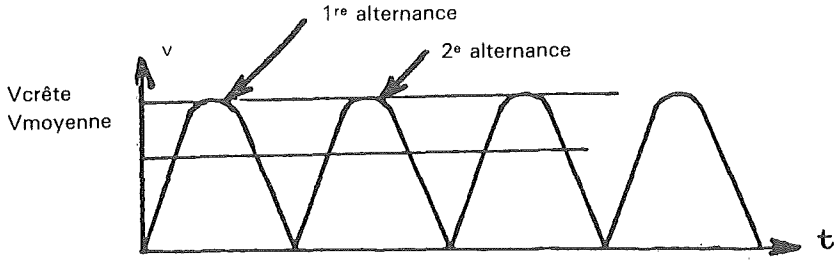


Fig. 2: Redressement double alternance débit sur une résistance pure

4/6.1.3.1
Montage à 2 diodes et transformateur point milieu (Fig. 3)

Débit sur une résistance pure

Comme on le voit sur la figure 2 les deux alternances sont utilisées; le sens des courants instantanés est indiqué sur la figure 3. De même que pour le redressement mono-alternance, suivant la valeur de Rd (ou plus exactement de $R = Rd + r2 + n^2.rl$ puisque l'on utilise un transformateur) on obtient deux expressions pour la valeur de la tension moyenne Vmoy (V).
Si Rd (ou R dans le cas où un transformateur est utilisé) est négligeable devant Ru, alors:

$$Vmoy = 2\,\frac{Vcrê}{\pi}$$

Si au contraire cette résistance équivalente n'est pas négligeable devant Ru, alors l'expression de la valeur de la tension moyenne devient:

$$Vmoy = \frac{2\ Vcrê}{TT\ (1\ 2\ 2\ Rd/Ru)}$$

Quand un transformateur est utilisé, l'expression devient alors:

$$Vmoy = \frac{2\ Vcrê}{\pi.\ (1\ +\ 2\ (Rd + r2 + n^2.rl)/Ru)}$$

On peut voir immédiatement en comparant avec les formules de la page 3 et 4 que dans un redressement bi-alternance, la valeur moyenne redressée est le double de celle obtenue par un redressement mono-alternance.

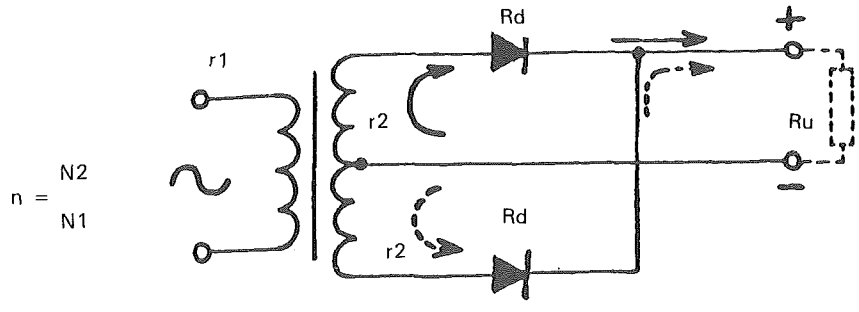


Fig. 3: Redressement bialternance avec transformateur à point milieu

Débit sur un condensateur

De même que pour le redressement mono-alternance, l'addition d'un condensateur en parallèle sur Ru va diminuer le taux d'ondulation (Fig. 4), mais, pour une valeur de Ru donnée, il faudra un condensateur de valeur inférieure pour arriver à une valeur identique du taux d'ondulation.

La variation de tension $\triangle$ V diminue quand Ru augmente ou quand C augmente, c'est-à-dire quand la constante de temps ζ = Ru C augmente.
Dans le montage de la figure 4 la tension maximale inverse supportée par les diodes est Vcrê (comme en mono-alternance); il faut donc choisir un composant dont les caractéristiques sont telles que VRWM > Vcre.

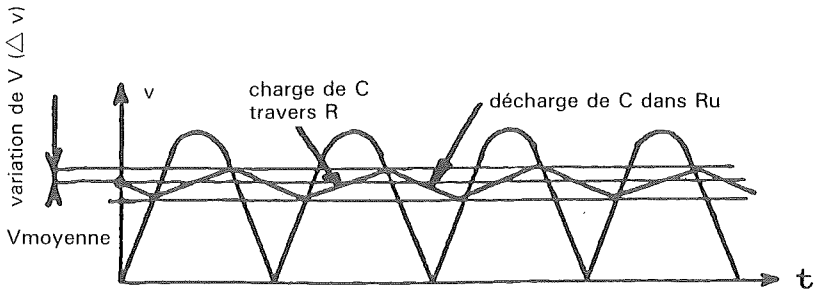


Fig. 4: Débit avec condensateur d'entrée

4/6.1.3.2
Montages à pont de Graëtz

On appelle pont de Graëtz un montage de quatre diodes, identique à celui de la figure 5.

Il peut être connecté sur un transformateur à deux sorties pour réaliser une alimentation monotension ou sur un transformateur à point milieu (trois sorties) pour réaliser une alimentation à deux tensions symétriques (Fig. 7).

La tension redressée par le montage de la figure 6 possède les mêmes caractéristiques que celle obtenue avec le montage 2 diodes et transformateur point milieu. Cependant l'un des grands avantages du pont de Graëtz est que la tension inverse supportée par chaque diode est deux fois plus faible que dans le montage 2 diodes (cet avantage est très important pour les redresseurs silicium).
Un autre intérêt du montage à pont de Graëtz par rapport au montage de la figure 3, c'est qu'il ne nécessite qu'un transformateur à deux sorties au lieu de trois et qui a deux fois moins de spires au secondaire. D'où un prix de revient nettement moins élevé.

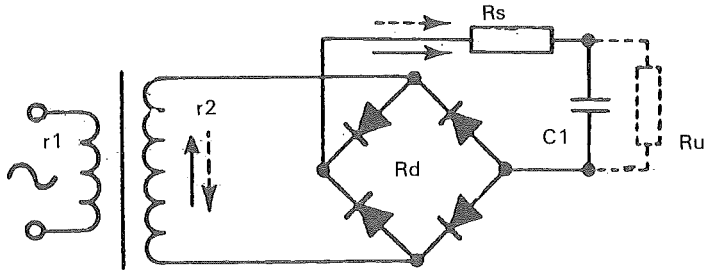


Fig. 5: Montage avec pont de Graëtz, débit sur condensateur

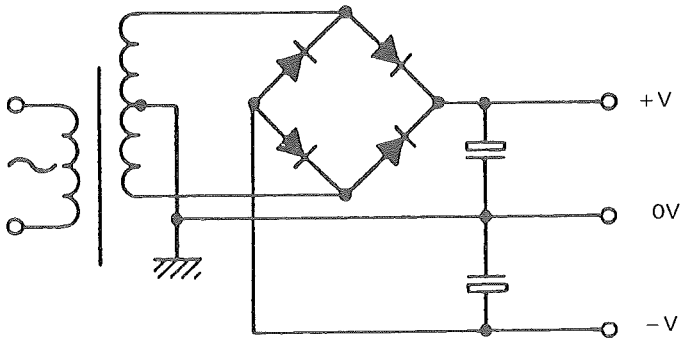


Fig. 6: Montage avec pont de Graëtz et transformateur à point milieu sorties symétriques

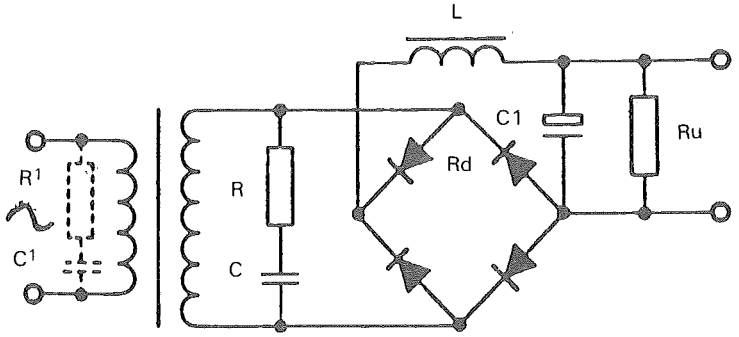


Fig. 7: Montage à pont de Graëtz avec inductance en tête

Pour les mêmes raisons que celles décrites dans le chapitre sur le redressement monoalternance, il est souvent nécessaire de prévoir une résistance additionnelle Rs montée en série avec le redresseur pour le protéger contre la surintensité à la mise sous tension. Cette résistance doit être comprise pour que:

$R = r2 + N^2.rl + 2Rd + Rs$ soit comprise entre 1 et 10 % de Ru.

Dans le cas où le courant débité est très important, on ajoute une inductance d'entrée qui permettra de diminuer l'amplitude des pointes de courants (Fig. 7) et également d'utiliser une valeur plus petite pour le condensateur.

Ce type de montage n'est utilisé que pour les redressements double alternance, car la valeur de l'inductance d'entrée serait excessive en redressement monoalternance. Pour éviter les tensions transitoires supérieures à la tension inverse de point admissible par le redresseur, on ajoute soit au primaire soit au secondaire un réseau RC (R'C') (Fig. 7) qui permet « d'amortir » ces transitoires.
L'utilisation combinée du pont de Graëtz et d'un transformateur à point milieu (Fig. 6) permet de réaliser, à moindre frais et dans un encombrement réduit, des alimentations symétriques (positive et négative) bien adaptées notamment à l'alimentation des amplificateurs opérationnels.

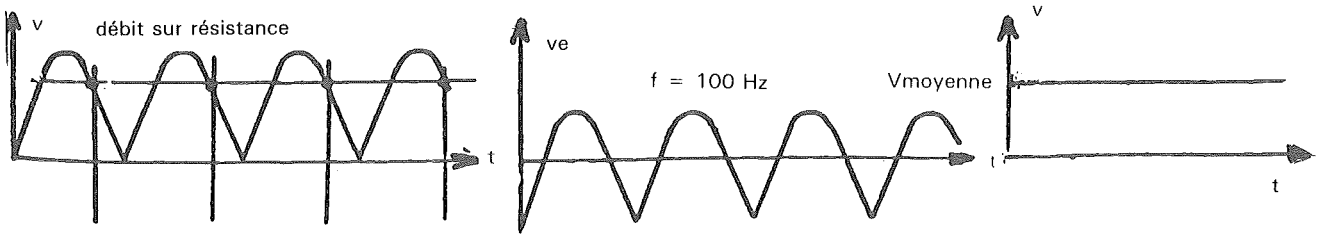


Fig. 8: Débit sur résistance (la tension redressée est égale à la somme de la tension moyenne et de l'ondulation)

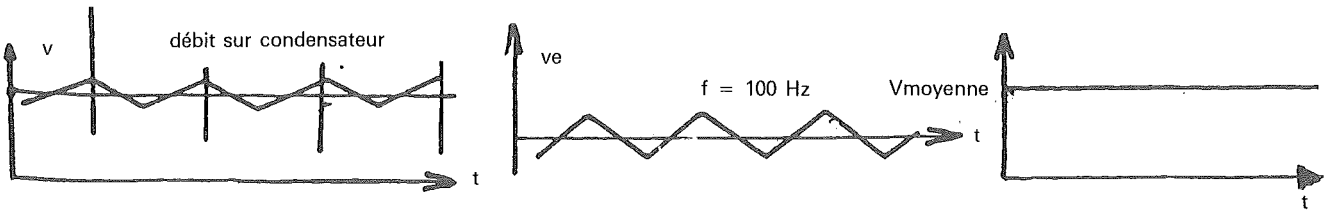


Fig. 9: Débit sur condensateur (la tension d'ondulation est plus faible que sur la figure 8, la tension redressée est égale à la somme de l'ondulation et de la tension moyenne)

4/6.1.4

Filtrage

Le filtrage permet de diminuer considérablement le taux d'ondulation de la tension redressée. Cette fonction est réalisée par des filtres passe-bas dont le rôle est de couper la composante alternative du courant (généralement à une fréquence de 50 ou 100 Hz) et de laisser passer la composante continue (F = 0).
La figure 8 de la page 8 montre bien que la tension redressée équivaut à la somme de ces deux tensions.
A la sortie du filtre, on ne doit donc retrouver que cette composante continue de la tension redressée. Les condensateurs de filtrage doivent être montés en parallèle sur la charge, car leur impédance d'entrée doit être très petite par rapport à celle de la charge. Il faut que C soit tel que

$$Z = \frac{1}{2.\pi.f.C} \ll Ru$$

Il existe différentes sortes de filtres passe-bas pouvant être utilisés pour le filtrage des alimentations. Leur caractéristique est donnée par un paramètre appelé : efficacité. Ce paramètre est défini comme le rapport entre la tension alternative à l'entrée du filtre et la tension alternative à la sortie ; il est généralement noté : a.

$$a = \frac{Ve}{Vs} = \frac{\text{tension alternative d'entrée}}{\text{tension alternative de sortie}}$$

L'efficacité de ce filtre LC est de :

$$a = \omega^2 Lc$$

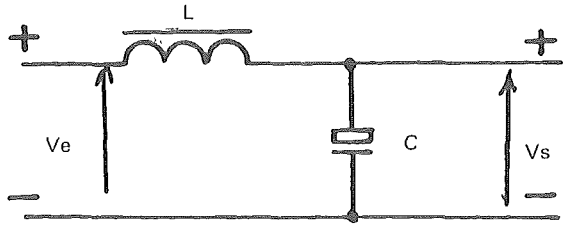


Fig. 1 : Filtre LC

L'efficacité de ce filtre RC est de :

$$a = \omega RC$$

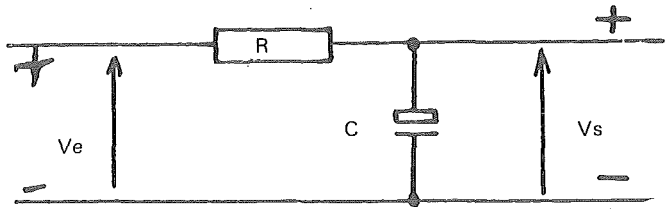


Fig. 2 : Filtre RC

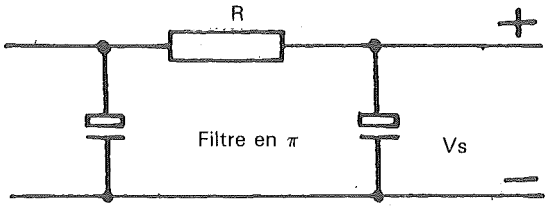


Fig. 3: Filtre en π

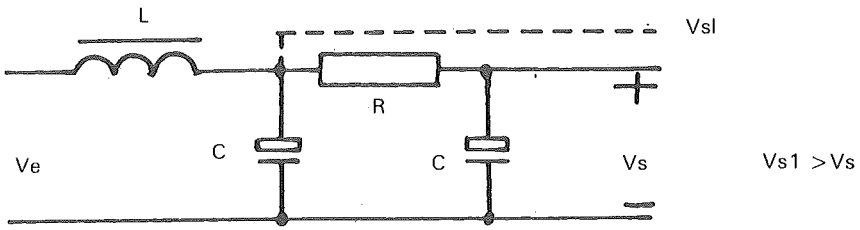


Fig. 4: Filtre avec inductance en tête

On déduit aisément de la comparaison des efficacités, que le filtre LC est de très loin supérieur au filtre RC; malheureusement il est plus cher à réaliser.
On peut également, pour augmenter encore l'efficacité, monter des filtres en cascade comme sur les figures 3 et 4. Dans ce cas, l'efficacité du filtre équivalent est égale au produit des efficacités de chaque filtre:

$$a = a1 * a2$$

Le montage de la figure 4 (comme tous les filtres à inductance d'entrée) est tout particulièrement adapté en cas de débits en courants élevés. De plus, l'on peut éventuellement utiliser sa sortie Vsl comme prise pour une intensité plus élevée qu'en Vs.
Dans l'absolu l'on souhaiterait toujours utiliser des alimentations dont l'efficacité serait la plus parfaite possible, mais cela revient cher. L'on a donc établi des critères d'efficacité à respecter en fonction de l'emploi final de l'alimentation.
On choisira donc comme efficacité, suivant les applications, les valeurs suivantes:
$1/a < 0{,}1\,\%$ pour l'alimentation d'étages préamplificateurs ou de correcteurs AF
$1/a < 0{,}5\,\%$ pour l'alimentation de récepteurs radio ou d'amplificateur AF de puissance
$1/a < 1\,\%$ pour l'alimentation d'étages oscillateurs
$1/a < 2{,}5\,\%$ pour l'alimentation d'amplificateurs RF modulés
$1/a < 5\,\%$ pour l'alimentation d'amplificateurs RF non modulés
Cette table n'est pas exhaustive, mais elle donne des ordres de grandeurs pour les autres types d'applications.

4/6.1.5

Les multiplications de tensions

Ces montages permettent d'obtenir des tensions de sorties supérieures à Vcrê, pour des courants relativement faibles. Ils présentent l'inconvénient de ne pas isoler la tension de sortie de la tension d'entrée.

4/6.1.5.1
Les doubleurs de tensions

Montage Latour (doubleur en pont, Fig. 1 et 2)

Le condensateur C1 se charge pendant une alternance, alors que le condensateur C2 se charge pendant l'autre alternance. Les tensions des deux condensateurs s'ajoutent ainsi pour alimenter la charge: à vide l'on obtient donc une tension Vmoy = 2.Vcrê. La tension de sortie n'est pas fixée par rapport à la tension d'entrée; l'on dit que le montage est flottant.
La figure 2 n'est qu'une disposition différente du même montage.

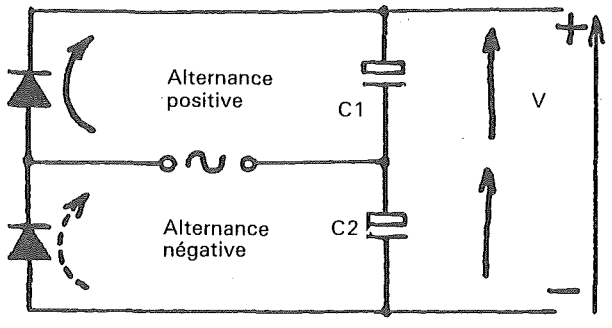


Fig. 1: Doubleur de tension Latour

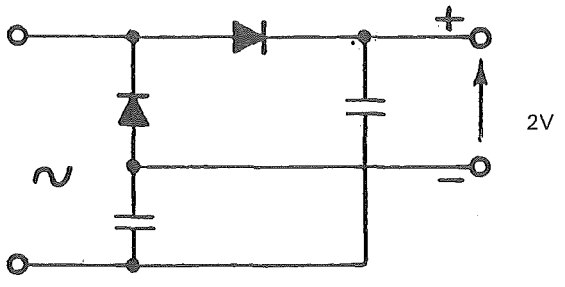


Fig. 2: Autre disposition du montage Latour

Montage Schenkel (doubleur de tension inverse, Fig. 3)

Pendant une alternance, le condensateur C1 se charge jusqu'à la tension Vcrê. Pendant l'alternance suivante le redresseur D1 est soumis à une tension égale à 2 Vcrê; le condensateur C2 se charge alors à travers le redresseur D^2 sous une tension de 2 Vcrê. Le principal inconvénient de ce type de montage est que le condensateur C1 subit le passage d'un courant alternatif. Il en résulte que la tension d'ondulation est plus importante que dans le montage Latour.

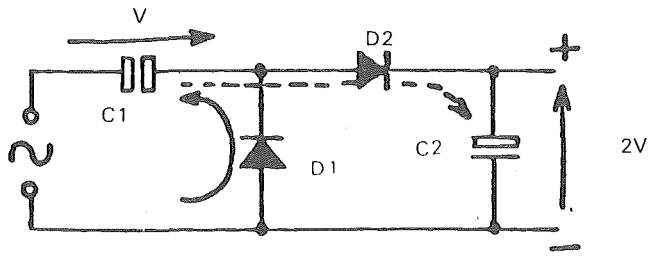


Fig. 3: Doubleur de tension Schenkel

4/6.1.5.2
Tripleur de tension (Fig. 4)

On réalise un tripleur de tension en assemblant un doubleur de tension Schenkel avec un redresseur simple.

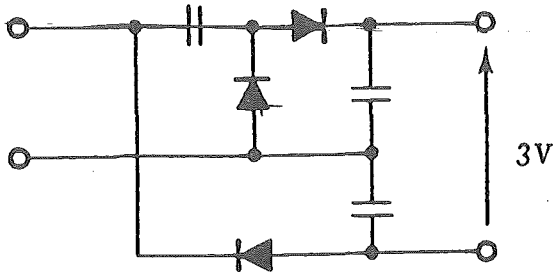


Fig. 4 : Tripleur de tension

4/6.1.5.3
Multiplicateur de tension (montage Greinacher Fig. 5)

Le montage Greinacher, également appelé multiplicateur en échelle, est constitué par une succession de montages Schenkel en cascade. La tension inverse égale à 2 Vcrê aux bornes du redresseur D2 sert à charger un troisième condensateur et ainsi de suite, jusqu'à 6.Vcrê par exemple dans le montage de la figure 5.

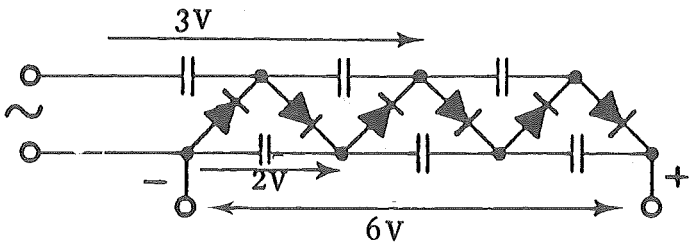


Fig. 5 : Montage Greinacher

4/6.1.6

Stabilisation

4/6.1.6.1

Stabilisation d'une tension alternative (secteur)

Pour certaines applications, il est souhaitable, sinon indispensable que la valeur de la tension alternative obtenue à partir du secteur soit stable quelles que soient les variations du secteur. Par extension, ces montages peuvent être utilisés chaque fois que l'on a besoin d'une tension alternative stable.

Les variations de secteur peuvent être de l'ordre de 10 à 15 %, mais l'on peut également utiliser certains montages pour que les appareillages fonctionnent aussi bien en 110 V qu'en 220 V (par exemple pour des applications SNCF) soit une variation de 50 %.

Le principe utilisé est toujours identique : on modifie les caractéristiques d'un transformateur pour que même si la tension au primaire varie la tension au secondaire reste la même.

Transformateur à fer saturé (Fig. 1)

On ajoute au transformateur un bobinage supplémentaire dans lequel un courant continu va être envoyé (fig. 1). Ce courant va engendrer un flux magnétique unidirectionnel qui se superpose au flux alternatif créé par le courant alternatif du secteur. Le transformateur travaille alors au voisinage de la saturation ; le courant est limité, ainsi que la tension au secondaire. Le rapport de transformation n = n2/ni = U2/U1 n'est pas constant puisqu'à partir de U1 sat. U2 reste constant même si U1 augmente. La puissance nécessaire pour la commande est relativement

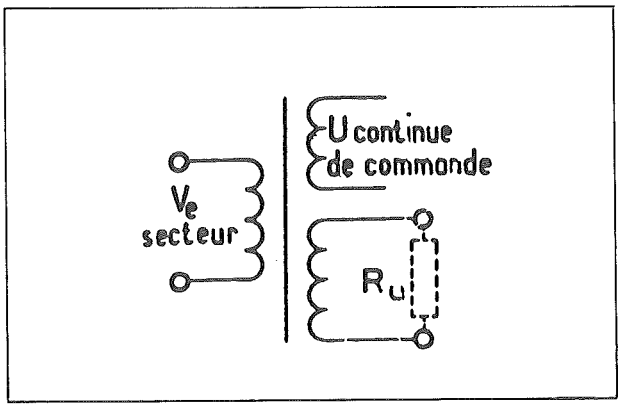


Fig. 1 : Transformateur à fer saturé par bobinage supplémentaire

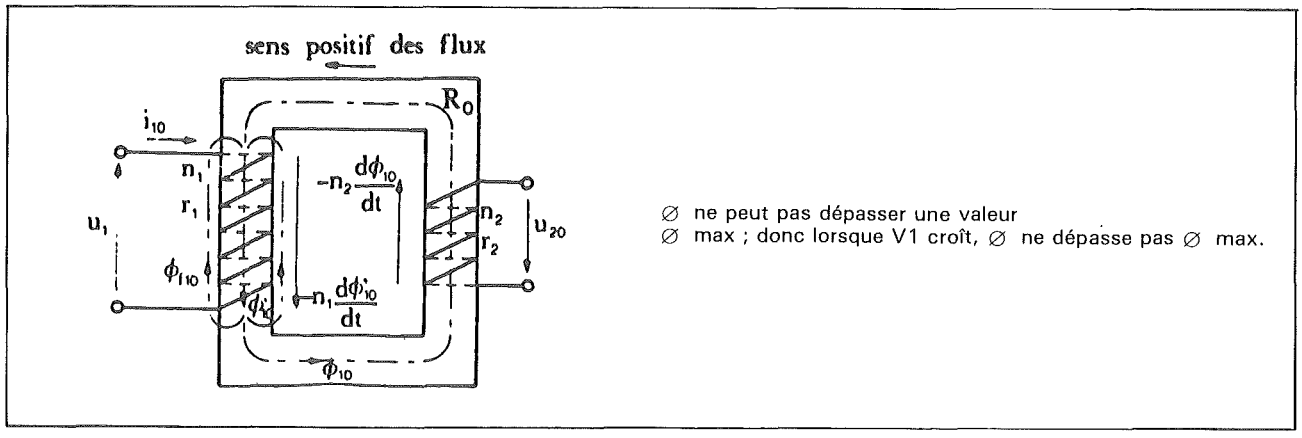


Fig. 2 : Transformateur à circuit magnétique saturé

faible, elle est comprise entre 0,3 et 3 % de la valeur de la puissance totale utile.

On peut également obtenir un résultat du même ordre en utilisant un circuit magnétique saturé, c'est-à-dire qui ne peut pas transmettre un flux magnétique supérieur à une valeur limite. Si cette valeur est celle de la tension minimale de U1 (par exemple 190 V crête au lieu de 220 V) alors même quand U1 augmente, U2 ne dépasse pas sa valeur initiale (fig. 2).

Transformateur a ferro-résonance (Fig. 3)

Comme son nom l'indique, ce type de transformateur utilise les caractéristiques de la résonance d'un circuit RLC à sa fréquence propre. En déterminant les valeurs de L et de C en fonction de la fréquence du secteur, on réalise un circuit dont le courant atteint sa valeur limite à la résonance ; cette valeur du courant est alors quasi indépendante de la valeur de la tension au primaire. Pour une variation de tension de 30 % au primaire par exemple la variation au secondaire est inférieure à 3 % (fig. 3).

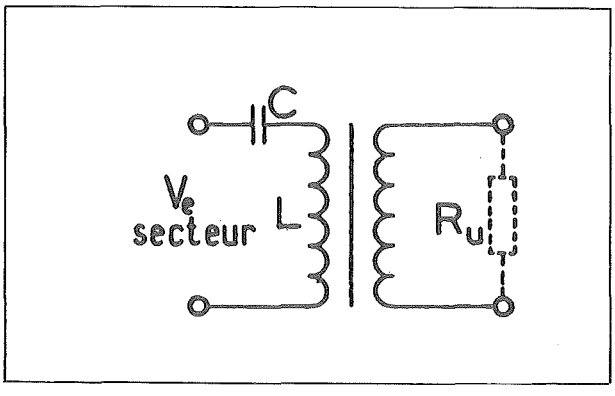


Fig. 3 : Transformateur à ferro-résonance

Réguvolt (Fig. 4)

En combinant les deux techniques exposées ci-dessus : circuit magnétique saturé et ferrorésonance, l'on réalise un montage communément appelé réguvolt.

On ajoute un enroulement compensateur bobiné sur le primaire, qui crée une tension qui va être en opposition de phase par rapport aux variations du secondaire entre A et B. Le rôle du shunt magnétique S est de dériver le flux magnétique quand le secondaire est près de la saturation.

Le condensateur C complète le réseau RLC pour réaliser la résonance et améliorer encore la stabilisation.

On arrive par cette combinaison particulière à limiter les variations au secondaire à 1 % alors que la tension au primaire peut varier de 30 %.

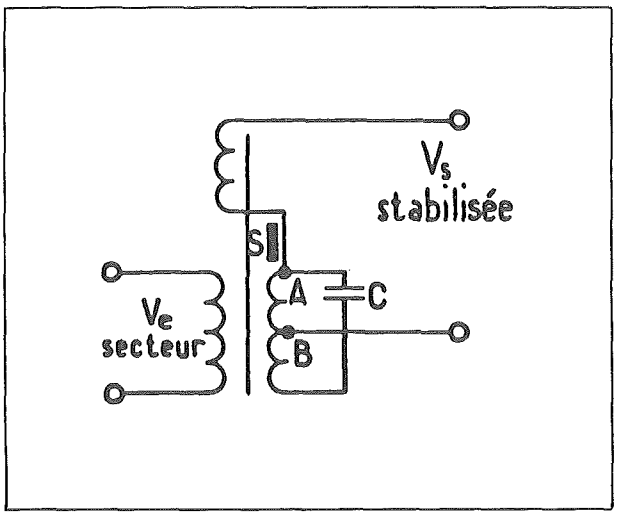


Fig. 4 : Réguvolt

4/6.1.6.2
Stabilisation de tension continue

Stabilisation par diode Zener

1) Rappel sur les Diodes Zener

Les diodes Zener sont des diodes au silicium dont on utilise la caractéristique inverse. Leur principale caractéristique est de maintenir à leurs bornes une tension constante même quand le courant qui les traverse varie. On peut claquer la jonction sans la détruire à condition que sa température ne dépasse pas la valeur de température maximale de la caractéristique, ce qui revient à dire que tant que Ir n'est pas supérieur à I max, la diode n'est pas détruite même si elle ne régule plus la tension à ses bornes.

Il existe de nombreux modèles de diodes Zener ; les tensions qu'elles stabilisent vont de 2 V à 75 V avec un courant inverse pouvant varier de 5 mA à 2 A suivant le modèle choisi.

La variation de température entraîne une légère dérive des caractéristiques de stabilisation des diodes Zener. Ces variations sont de l'ordre de quelques mV/° C en plus ou en moins par rapport à la tension théorique (fig. 1).

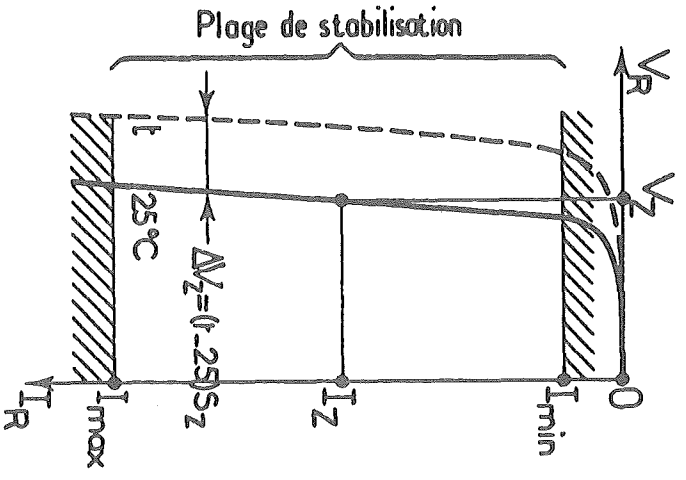


Fig. 1 : Caractéristique d'une diode Zener

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (25°C Ambient)

SYMBOL	V_Z		Z_Z	I_{ZT}	Z_{ZK}	I_{ZK}	I_R	V_{RT}	TC	
CHARACTERISTICS	Zener Voltage @I_{ZT}		Maximum Zener Impedance @I_{ZT}	Test Current	Maximum Zener Knee Impedance @I_{ZK}	Test Current	Maximum Reverse Current @V_{RT}	Test Voltage	Temperature Coefficient of V_Z @I_{ZT}	
	MIN	MAX							MIN	MAX
UNIT	V	V	Ω	mA	Ω	mA	μA	V	%°C	%°C
BZX85C3V3	3.1	3.5	20	80	400	1.0	40	1.0	−0.080	−0.050
BZX85C3V6	3.4	3.8	15	60	500	1.0	20	1.0	−0.080	−0.050
BZX85C3V9	3.7	4.1	15	60	500	1.0	10	1.0	−0.070	−0.020
BZX85C4V3	4.0	4.6	13	50	500	1.0	3.0	1.0	−0.060	+0.010
BZX85C4V7	4.4	5.0	13	45	600	1.0	3.0	1.5	−0.030	+0.040
BZX85C5V1	4.8	5.4	10	45	500	1.0	1.0	2.0	−0.010	+0.040
BZX85C5V6	5.2	6.0	7.0	45	400	1.0	1.0	2.0	0	+0.045
BZX85C6V2	5.8	6.6	4.0	35	300	1.0	1.0	3.0	+0.010	+0.055
BZX85C6V8	6.4	7.2	3.5	35	300	1.0	1.0	4.0	+0.015	+0.060
BZX85C7V5	7.0	7.9	3.0	35	200	0.5	1.0	4.5	+0.020	+0.065
BZX85C8V2	7.7	8.7	5.0	25	200	0.5	1.0	5.0	+0.030	+0.070
BZX85C9V1	8.5	9.6	5.0	25	200	0.5	1.0	6.5	+0.035	+0.075
BZX85C10	9.4	10.6	7.0	25	200	0.5	0.5	7.0	+0.040	+0.080
BZX85C11	10.4	11.6	8.0	20	300	0.5	0.5	7.7	+0.045	+0.080
BZX85C12	11.4	12.7	9.0	20	350	0.5	0.5	8.4	+0.045	+0.085
BZX85C13	12.4	14.1	10	20	400	0.5	0.5	9.1	+0.050	+0.085
BZX85C15	13.8	15.6	15	15	500	0.5	0.5	10.5	+0.055	+0.090
BZX85C16	15.3	17.1	15	15	500	0.5	0.5	11.0	+0.055	+0.090
BZX85C18	16.8	19.1	20	15	500	0.5	0.5	12.5	+0.060	+0.090
BZX85C20	18.8	21.2	24	10	600	0.5	0.5	14.0	+0.060	+0.090
BZX85C22	20.8	23.3	25	10	600	0.5	0.5	15.5	+0.060	+0.095
BZX85C24	22.8	25.6	25	10	600	0.5	0.5	17.0	+0.060	+0.095
BZX85C27	25.1	28.9	30	8.0	750	0.25	0.5	19.0	+0.060	+0.095
BZX85C30	28.0	32.0	30	8.0	1000	0.25	0.5	21.0	+0.060	+0.095
BZX85C33	31.0	35.0	35	8.0	1000	0.25	0.5	23.0	+0.060	+0.095

Fig. 2 : Tableau de caractéristiques de diodes Zener

Il est à noter qu'il est extrêmement difficile de réaliser des diodes Zener dont les tensions sont quelconques. Pour des raisons technologiques, l'on est conduit à utiliser des diodes de : 5,1, 6,2, 8,2, 9,1 V...

Les diodes comprises entre 7 V et 10 V sont celles qui présentent les meilleures caractéristiques de régulation.

Le tableau de la figure 2 montre différentes valeurs de tensions de Zener normalisées. Il est intéressant de remarquer que le coefficient de température peut être positif ou négatif suivant la diode.

2) Stabilisation par Zener

Compte tenu des caractéristiques décrites ci-dessus, ce type de stabilisation ne peut être utilisé que pour des courants relativement faibles (inférieurs à 2 Ampères pour les diodes les plus puissantes). De plus, la dérive en température de ces montages exclut toute utilisation pour des besoins de tensions extrêmement précises.

Le montage élémentaire est celui de la figure 3. La résistance R doit être déterminée pour qu'Iz reste dans les caractéristiques de la diode même si I_L varie (modification de la charge) ou si V_B augmente. Dans la plupart des applications on calcule R pour que Iz soit le Iz max. admissible par la diode (absence de charge) et pour qu'à charge minimale (I_L important) le courant Iz soit suffisant pour polariser la diode Zener.

$$V_B = Vr + V_L \qquad Ir = Iz + I_L$$

Pour avoir un facteur de stabilisation correct, on prend en général $V_B = 2\ V_L$

A partir de ce montage élémentaire on peut construire différents montages dérivés.

Il est possible par exemple de monter en série plusieurs diodes Zener et de recueillir à leurs bornes des tensions différentes (fig. 4). Ce montage sera utilisé soit pour obtenir plusieurs tensions, soit pour obtenir une tension unique V_L 1 à partir d'une tension initiale V_B trop importante.

Il est également possible de combiner en cascade des cellules élémentaires, ce qui permet d'obtenir non seulement différentes tensions régulées, mais également par l'adjonction d'un potentiomètre une tension régulée réglable (fig. 5). Dans ce cas la tension que l'on récupère est comprise entre les deux tensions de Zener Vz 1 et Vz 2.

Enfin comme il n'existe pas de diode Zener de très faible valeur on peut, en combinant deux cellules, obtenir une tension qui sera la

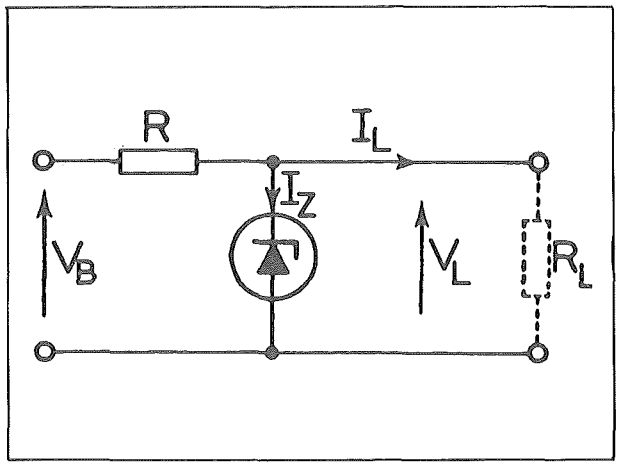


Fig. 3 : Régulation par diode Zener

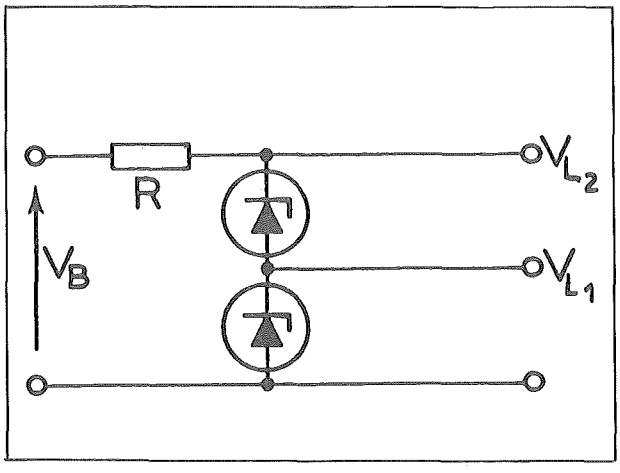


Fig. 4 : Diodes Zener en série

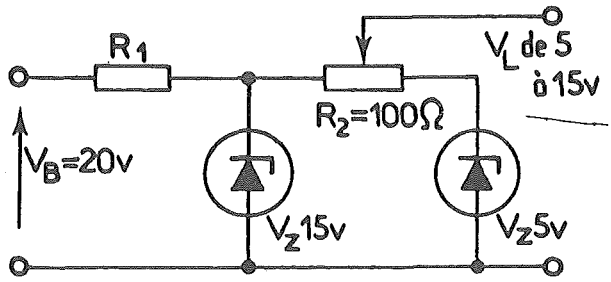


Fig. 5 : Cellules en cascade.

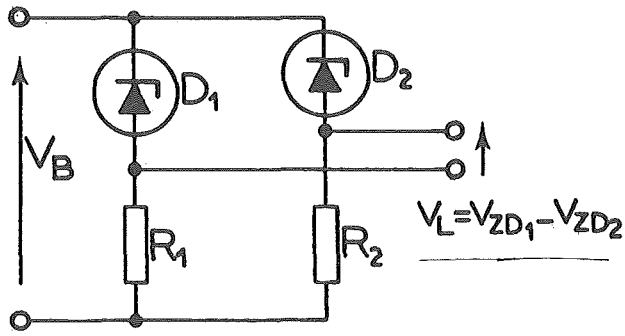


Fig. 6 : Montage faible tension.

différence des deux tensions de Zener de chaque cellule (fig. 6).
Dans la pratique, on n'utilise que très rarement les montages à stabilisation par Zener pure, mais par contre ils sont souvent utilisés en conjonction avec des transistors montés en ballast, ou des montages à ampli-op. Les montages de stabilisations par Zener servent alors de générateurs de tension de référence.

Stabilisation par transistor

Pour compenser le principal inconvénient de la stabilisation par diode Zener, la limitation en courant, on ajoute un ou plusieurs transistors. De plus, ces montages à transistors ont un meilleur facteur de stabilisation (inférieur à 1 %).

L'on regroupe tous ces montages de stabilisation à transistors dans deux grandes familles : la stabilisation parallèle et la stabilisation série.

1) Stabilisation parallèle (fig. 1)

Elle est utilisée essentiellement pour des alimentations de fortes puissances.

Nous dissocions la stabilisation amont (stabilisation quand V_B varie) de la stabilisation aval (quand V_L varie).

a) Stabilisation amont

Quand la tension V_B augmente, Vbe augmente également, les courants Ib et Ic augmentent aussi ; puisque R est constante, la chute de tension à ses bornes augmente et donc V_L reste presque constante.

b) Stabilisation aval

Dans le cas par exemple où l'on place une Zener sur la base, la tension de base est cons-

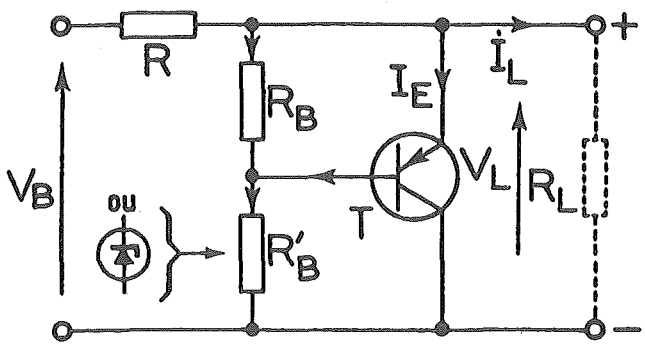


Fig. 1 : Stabilisation à transistor parallèle

tante (aux variations de température près). Supposons que V_L augmente : Vbe augmentera également ainsi que Ie ; donc la tension aux bornes de R augmente et la tension V_L diminue. La boucle est fermée et la régulation est assurée.

2) Stabilisation série (fig. 2)

C'est ce type de montage qui est le plus souvent utilisé en raison de ses caractéristiques acceptables et de sa simplicité.

a) Stabilisation amont

On peut assimiler le montage du transistor à un montage émetteur commun. La variation de Vbe est déterminée par la variation de V_B divisée par le gain du transistor.

b) Stabilisation aval

Puisque V_B est considéré comme constante, le montage du transistor peut alors être assimilé à un montage collecteur commun. L'ensemble se comporte alors comme un générateur de courant dont la résistance interne est très faible. V_L reste donc constante quand I_L varie (variation de la valeur de la charge).

3) Stabilisation avec tension réglable

Il est toujours possible, aussi bien dans le montage série que dans le montage parallèle, de substituer à la tension de référence fixe une tension de référence ajustable. Ce résultat peut être obtenu soit par un montage potentiométrique en parallèle sur une diode Zener (fig. 3), soit par la réalisation d'un montage à ampli-op avec une entrée de tension réglable (fig. 4).

4) Stabilisation asservie

Il existe également des montages qui fournissent une tension de référence asservie à la tension de sortie (fig. 5 par exemple). Une fraction de la tension de sortie est réinjectée

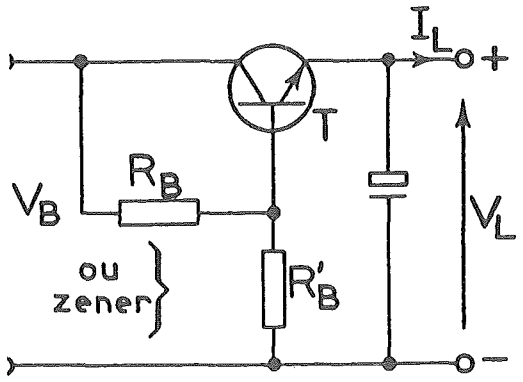


Fig. 2 : Stabilisation à transistor série

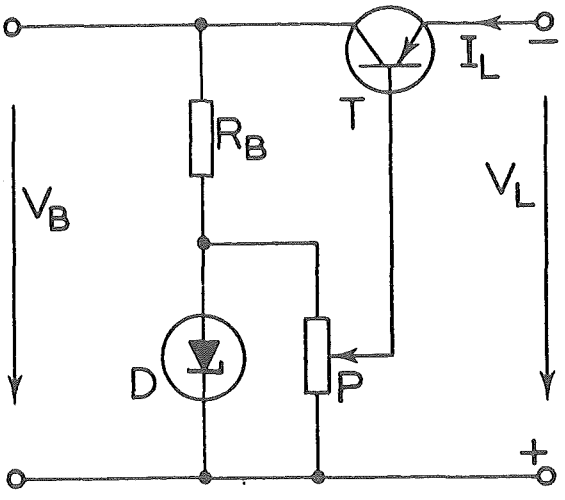


Fig. 3 : Stabilisation par tension de référence ajustable (Zener et potentiomètre)

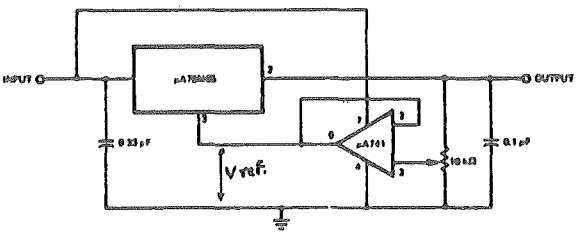


Fig. 4 : Stabilisation par tension de référence ajustable (montage à ampli-op)

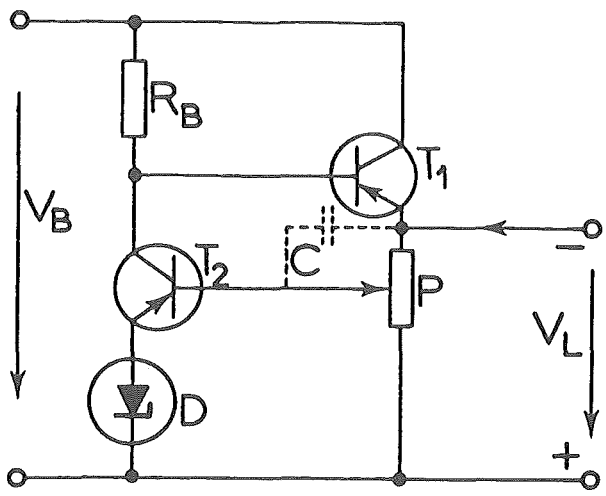


Fig. 5 : Stabilisation asservie.

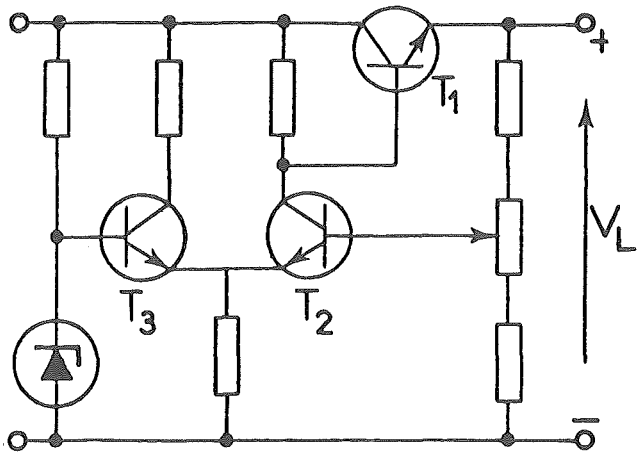


Fig. 7 : Montage réduisant la dérive thermique.

dans le montage pour contribuer à la régulation. Dans ce montage à deux transistors, T1 joue le rôle de transistor ballast amplifiant en courant et T2 permet de mesurer la variation de la tension V_L et de faire varier la tension de référence pour l'ajuster à la valeur correcte.

Ce type de montage présente de nombreux avantages : la variation de V_L est réduite à 1/1000 de la variation de V_B, la résistance interne de l'alimentation est divisée par l'amplification de T2, la valeur de V_L est ajustable par le potentiomètre P, le facteur de stabilisation est divisé par l'amplification de T2. En ajoutant le condensateur C, on rend le montage moins sensible aux parasites hautes fréquences.

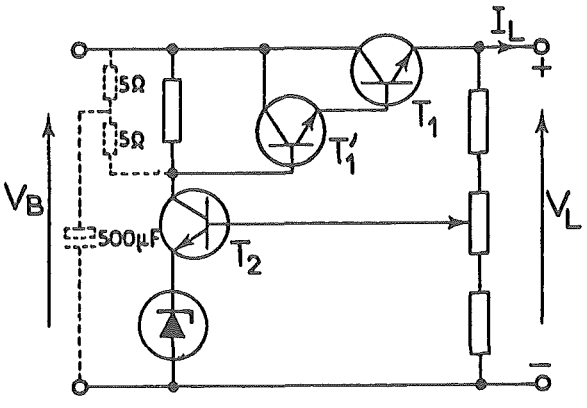
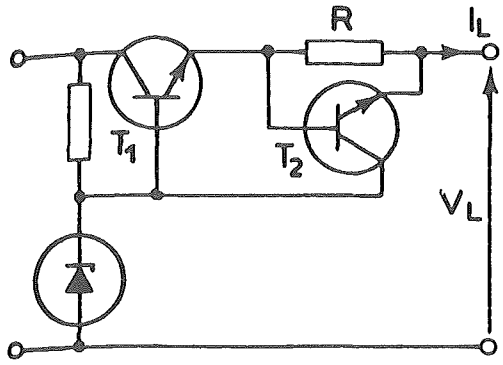


Fig. 6 : Augmentation du courant de sortie par l'utilisation d'un Darlington.

Dans ce montage, comme dans les autres, il est possible de substituer au transistor ballast un montage Darlington (fig. 6), et ce dans le but d'augmenter le courant maximal de sortie dans la charge tout en réduisant la résistance de sortie de montage.

On peut également, en ajoutant un filtre RC (en pointillé dans le schéma) réduire le taux d'ondulation de l'alimentation.

Le montage de la figure 5 est relativement dépendant des variations de température (en particulier par le transistor T2 et la tension de référence qu'il fournit). Pour résoudre ce problème, on remplace ce transistor par un amplificateur différentiel (fig. 7). Les transistors T3 et T2 sont affectés identiquement par les variations de température. La tension de référence résultant de la comparaison des deux tensions est alors affranchie du problème de température (dérive thermique inférieure à 10 μ V/°C).



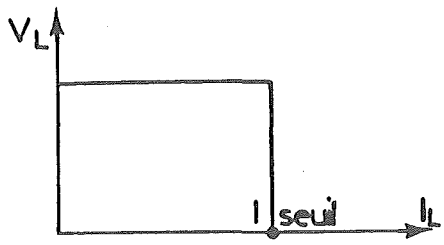


Fig. 8 : Montage limitateur de courant.

5) Limitation en courant (fig. 8)

Il est utile et même primordial de prévoir (en particulier pour des alimentations de laboratoire) une protection en cas de charge trop forte (I_L trop important). Pour réaliser cette protection, on utilise des montages basés sur le principe de celui décrit par la figure 8.

Lorsque I_L atteint un certain niveau, V_R atteint la tension de seuil, ce qui rend T2 conducteur. La tension Vce de T1 augmente et la tension V_L s'effondre en sortie. On peut adapter ce principe à tous les schémas décrits ci-dessus.

4/6.1.6.3

Montages des régulateurs

Pour simplifier la réalisation des alimentations de puissance réduite (courant de sortie inférieur à 10 A), les fabriquants de composants ont réalisé des montages intégrés que l'on appelle régulateurs de tensions. Ces composants permettent d'obtenir facilement des tensions allant de − 45 V à + 45 V avec des courants de sortie de 10 mA à 10 A et une ondulation de sortie inférieure à 1 % de la tension nominale. Il existe donc un grand nombre de modèles de régulateurs suivant la tension et le courant désirés. Ils peuvent fournir soit une tension constante soit une tension ajustable. Le tableau de la figure 1 donne quelques références et caractéristiques de régulateurs.

Ces régulateurs intègrent dans un boîtier unique plusieurs modules de fonctions différentes. On retrouve, comme dans une alimentation classique : un transistor de puissance, une source de tension de référence, un circuit de détection de variation de la tension de sortie, un circuit de protection (limitateur de courant et de tension)... comme le montre le synoptique de la figure 2.

DEVICE NO.	Output Voltage V (Typ)	Temperature (1)	Line Regulation mV (Max)	Load Regulation mV (Max)	Ripple Rejection dB (Min)	Quiescent Current mA	Input Voltage Range V	Dropout Voltage V (Typ)
Fixed Positive 1.0 A								
μA7805	5.0	M	50	50	68	6.0	8.0 to 35	3.0
μA7805	5.0	C	100	100	62	8.0	7.5 to 35	2.5
μA309	5.0	C	50	100	—	10	—	—
μA109	5.0	M	50	100	—	10	—	—
μA209	5.0	V	50	100	—	10	—	—
μA7806	6.0	M	60	60	65	6.0	9.0 to 35	3.0
μA7806	6.0	C	120	120	59	8.0	8.5 to 35	2.5
μA7808	8.0	M	80	80	62	6.0	11 to 35	3.0
μA7808	8.0	C	160	160	56	8.0	10.5 to 35	2.5
μA7885	8.5	M	85	85	60	6.0	11.5 to 35	3.0
μA7885	8.5	C	170	170	54	8.0	11 to 35	2.5
μA7812	12	M	120	120	61	6.0	15 to 35	3.0
μA7812	12	C	240	240	55	8.0	14.5 to 35	2.5
μA7815	15	M	150	150	60	6.0	18 to 35	3.0
μA7815	15	C	300	300	54	8.0	17.5 to 35	2.5
μA7818	18	M	180	180	59	6.0	21 to 35	3.0
μA7818	18	C	360	360	53	8.0	20.5 to 35	2.5
μA7824	24	M	240	240	56	6.0	27 to 40	3.0
μA7824	24	C	480	480	50	8.0	26.5 to 40	2.5
Fixed Negative 1.0 A								
μA7905	-5.0	M	50	50	54	2.0	-7.8 to -35	2.8
μA7905	-5.0	C	100	100	54	2.0	-7.3 to -35	2.3
μA7906	-6.0	M	60	60	54	2.0	-8.8 to -35	2.8
μA7906	-6.0	C	120	120	54	2.0	-8.3 to -35	2.3
μA7908	-8.0	M	80	80	54	2.0	-10.8 to -35	2.8
μA7912	-12	M	120	120	54	3.0	-14.8 to -35	2.8
μA7912	-12	C	240	240	54	3.0	-14.3 to -35	2.3
μA7915	-15	M	150	150	54	3.0	-17.8 to -35	2.8
μA7915	-15	C	300	300	54	3.0	-17.3 to -35	2.3
μA7918	-18	M	180	180	54	3.0	-20.8 to -35	2.8
μA7918	-18	C	360	360	54	3.0	-20.3 to -35	2.3
μA7924	-24	M	240	240	54	3.0	-26.8 to -40	2.8
μA7924	-24	C	480	480	54	3.0	-26.3 to -40	2.3

Fig. 1 : Tableau de caractéristiques de régulateurs

Suite du tableau de caractéristiques de régulateurs

DEVICE NO.	Output Current (mA)	Output Voltage Range V	Temperature (1)	Line Regulation $\%V_{OUT}$	Load Regulation $\%V_{OUT}$	Ripple Rejection dB	Quiescent Current mA	Input Voltage Range V	Dropout Voltage V
Positive Adjustable									
μA105	12	4.5 to 30	M	0.06	0.1	1.0	2.0	8.5 to 50	3.0
μA305	12	4.5 to 30	C	0.06	0.1	1.0	2.0	8.5 to 40	3.0
μA376	25	5.0 to 37	C	0.1	0.5	1.0	2.5	9.0 to 40	3.0
μA305A	45	4.5 to 40	C	0.06	0.4	—	2.0	8.5 to 50	3.0
μA723	150	2.0 to 37	M	0.3	0.15	58	3.5	9.5 to 40	3.0
μA723	150	2.0 to 37	C	0.5	0.2	58	4.0	9.5 to 40	3.0
μA78MG	500	5.0 to 30	M	1.0	1.0	62	5.0	7.5 to 40	3.0
μA78MG	500	5.0 to 30	C	1.0	1.0	62	5.0	7.5 to 40	2.5
μA78G	1000	5.0 to 30	M	1.0	1.0	68	5.0	7.5 to 40	2.5
μA78G	1000	5.0 to 30	C	1.0	1.0	62	5.0	7.5 to 40	3.0
μA78HG	5000	5.0 to 24	C	1.0	1.0	60	10	8.5 to 25	3.5
Negative Adjustable									
μA104	25	-0.015 to -40	M	0.1	5mV	1.0	5.0	-8.0 to -50	2.0
μA304	25	-0.035 to -30	C	0.1	5mV	1.0	5.0	-8.0 to -40	2.0
μA79MG	500	-2.23 to -30	M	1.0	1.0	50	2.5	-7.0 to -30	2.5
μA79MG	500	-2.23 to -30	C	1.0	1.0	50	2.5	-7.0 to -30	2.3
μA79G	1000	-2.23 to -30	M	1.0	2.0	50	2.0	-7.0 to -40	2.8
μA79G	1000	-2.23 to -30	C	1.0	2.0	50	2.0	-7.0 to -40	2.3
μA79HG	5000	-2.25 to -24	C,M	1.0	1.0	50	5.0	-7.0 to -40	2.0

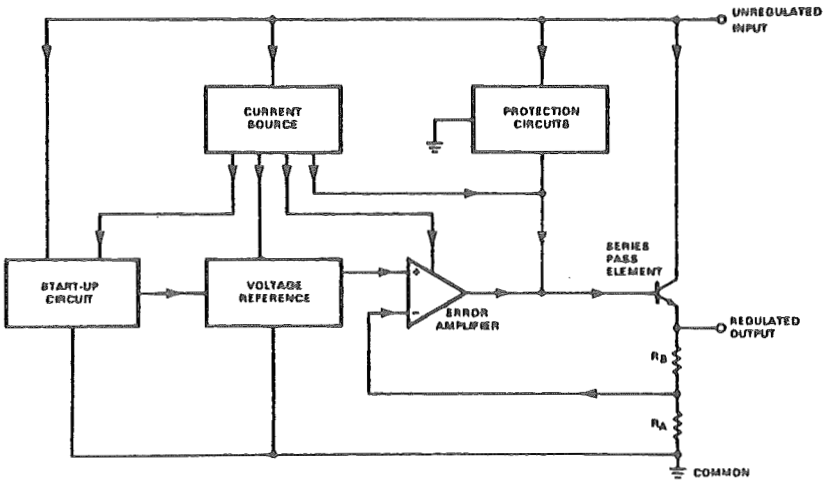


Fig. Synoptique d'un régulateur intégré

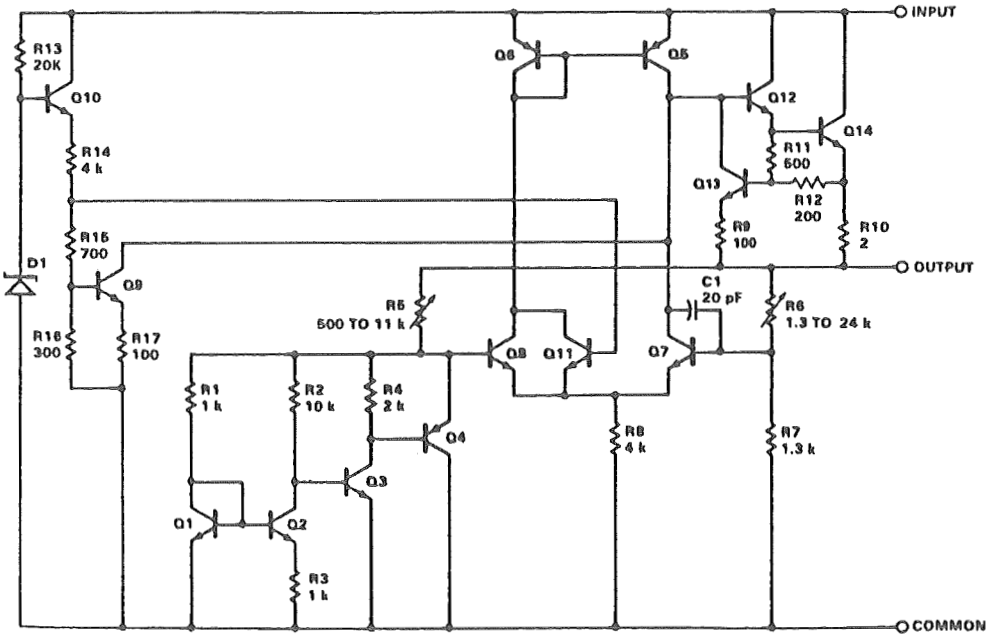


Fig. 3 : Schéma équivalent d'un régulateur 78L00

En fait pour réaliser ce type de montages, un nombre important de transistors sont utilisés et intégrés dans le boîtier du régulateur comme on le voit par exemple dans le schéma équivalent du régulateur 78L00.

Montages des régulateurs

Il est particulièrement facile de monter les régulateurs dans les alimentations. Pour une alimentation à tension fixe il suffit de connecter, à la sortie de l'étage de filtrage l'entrée Vin du régulateur, de connecter le « common » à la masse et l'on recueille sur la broche Vout la tension régulée. Il convient toutefois d'ajouter des condensateurs de découplage (fig. 1).

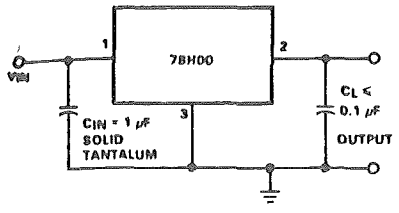


Fig. 1 : Montage élémentaire d'un régulateur à tension fixe

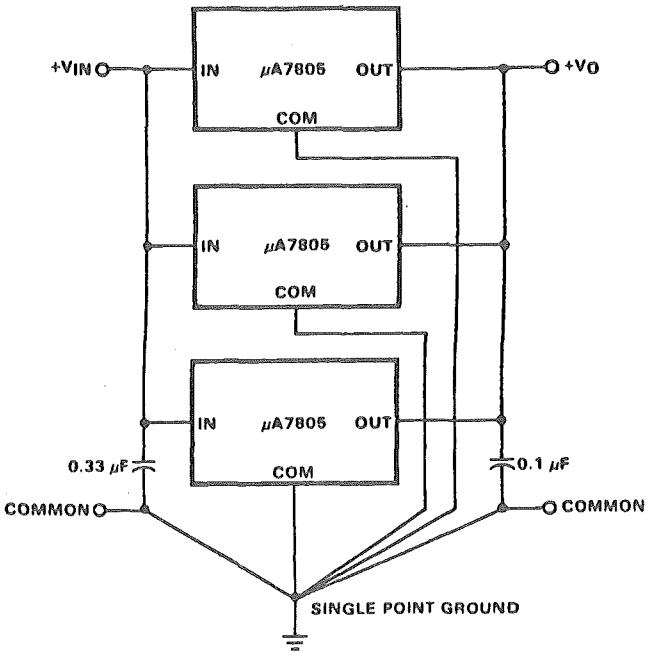


Fig. 2 : Montage de plusieurs régulateurs en parallèle pour augmenter le courant de sortie

Si l'on veut augmenter le courant de sortie, il est possible de connecter plusieurs régulateurs en parallèle (fig. 2) ou d'intégrer le régulateur dans un montage à transistors (fig. 3).

Dans le cas d'un régulateur à tension ajustable, il faut en plus fournir sur la broche « control » la tension qui va déterminer la tension de sortie. Cela peut être fait par un pont diviseur, ou par un montage potentiométrique.

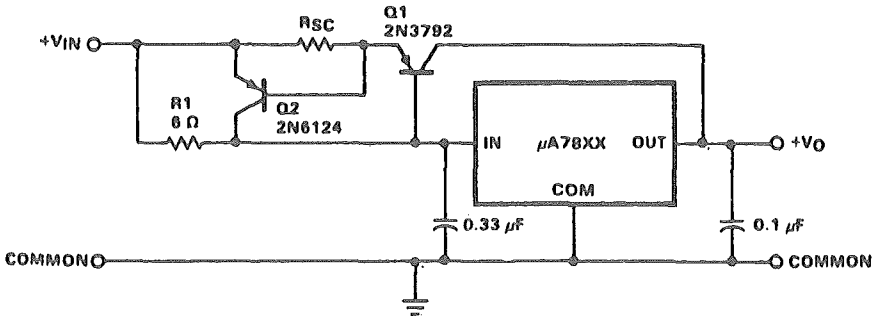


Fig. 3 : Montage d'un régulateur en relation avec un transistor de puissance pour augmenter le courant de sortie

6.1 Alimentation
et circuits annexes

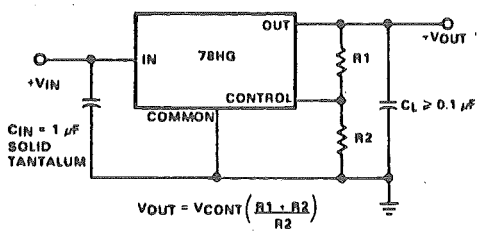


Fig. 4 : Montage d'un régulateur à tension ajustable.

4/6.1.7

Exemples d'alimentations

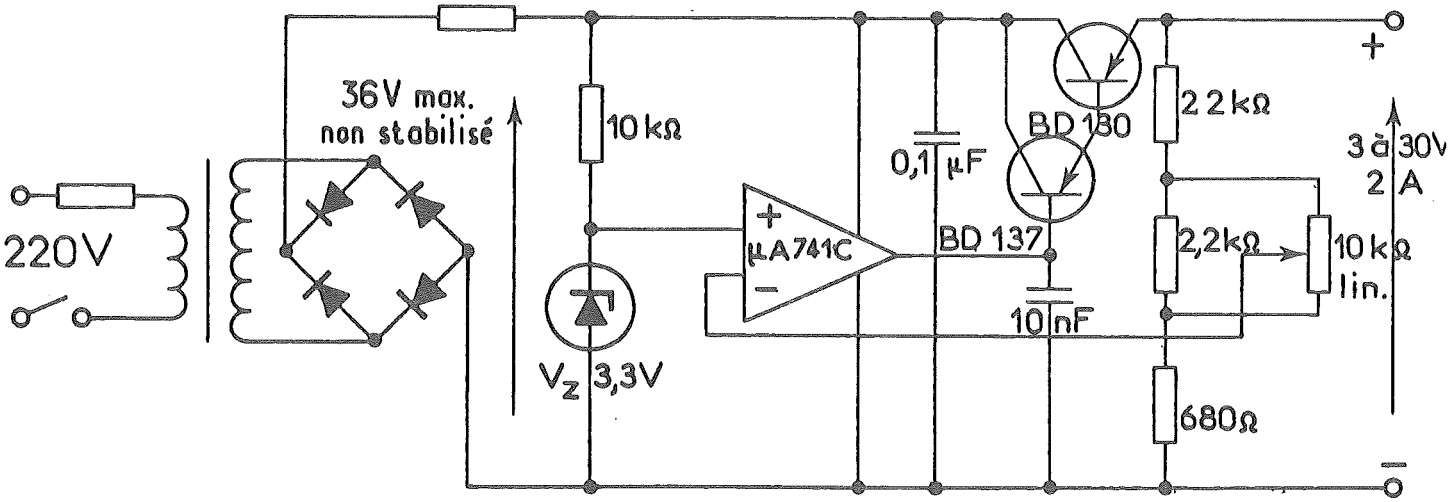


Fig. 1 : Alimentation stabilisée avec circuit intégré

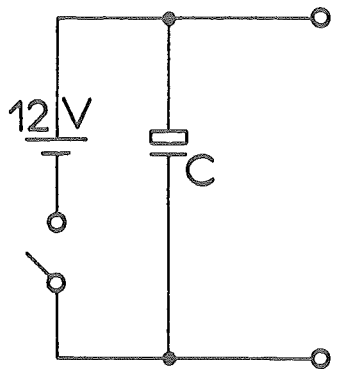


Fig. 2 : Alimentation sur pile

6.1 Alimentation et circuits annexes

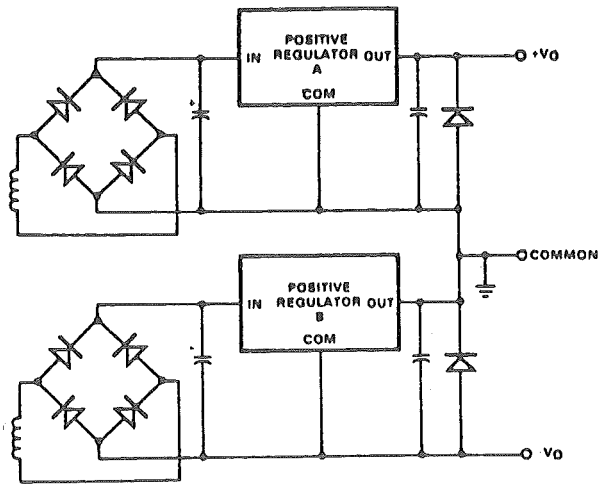


Fig. 3 : Alimentation symétrique.

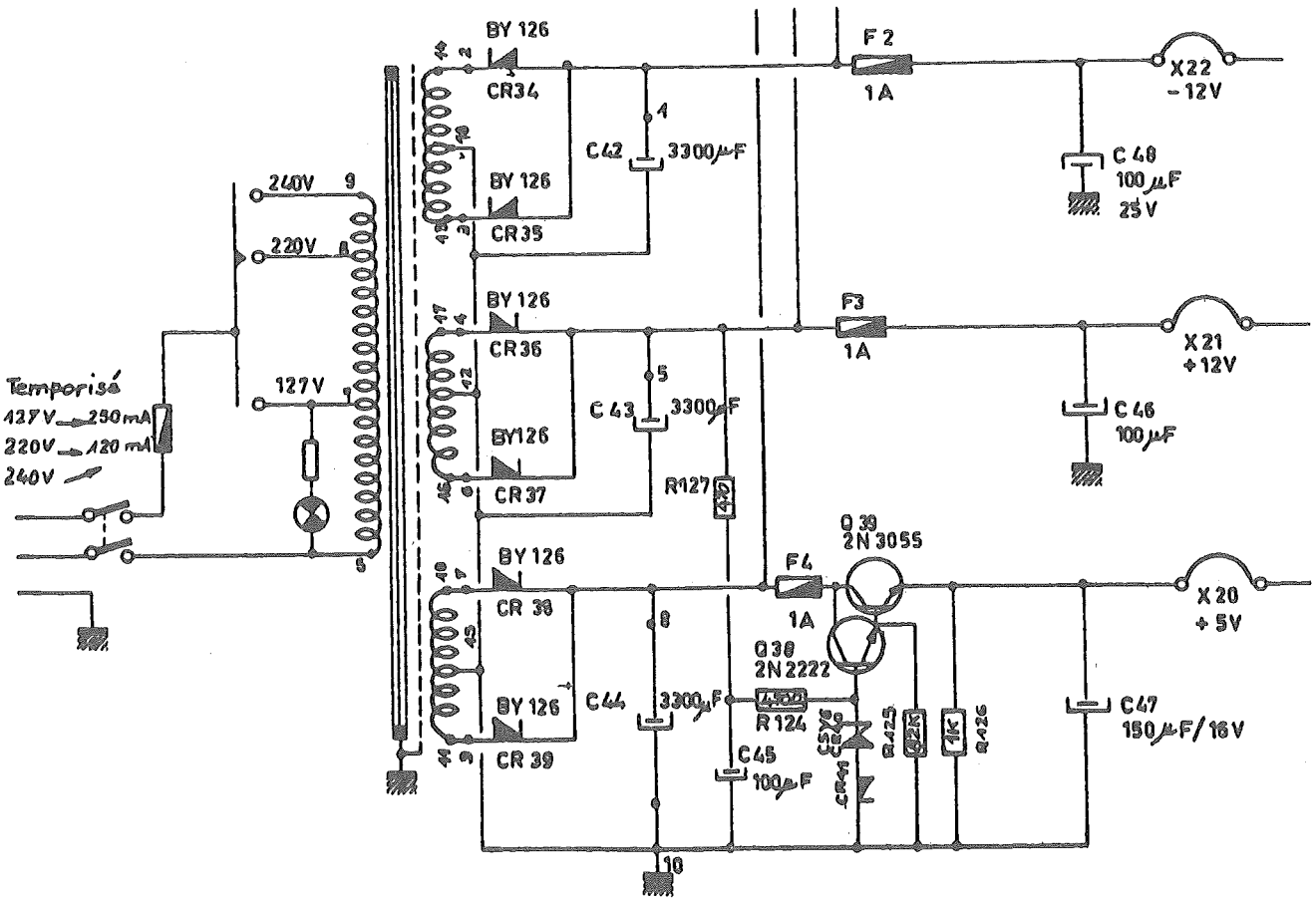


Fig. 4 : Alimentation triple, 5V, + 12V et − 12 V

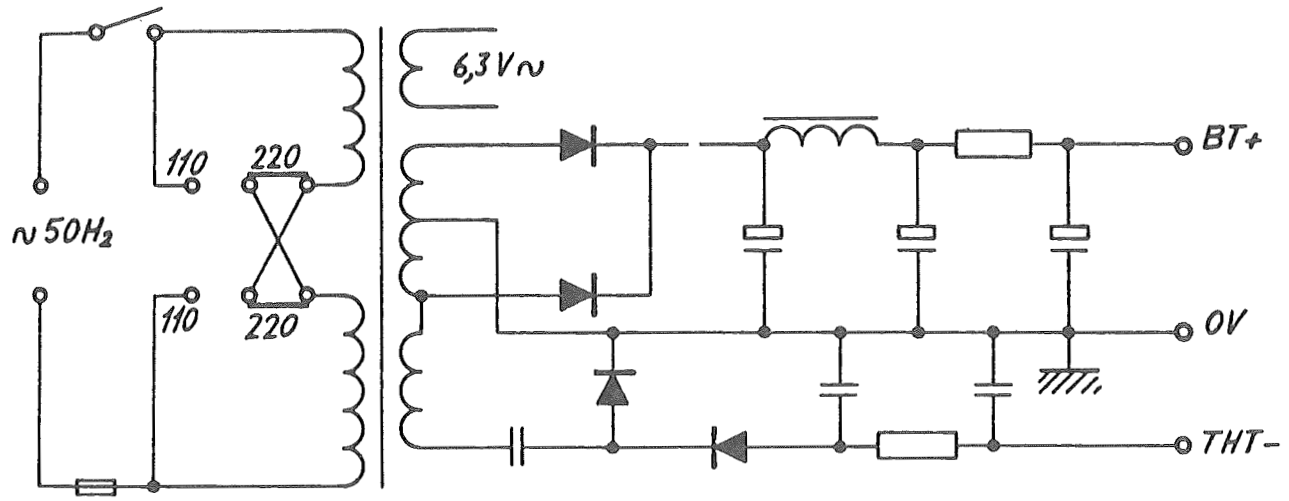


Fig. 5 : Alimentation THT par doubleur Schenkel.

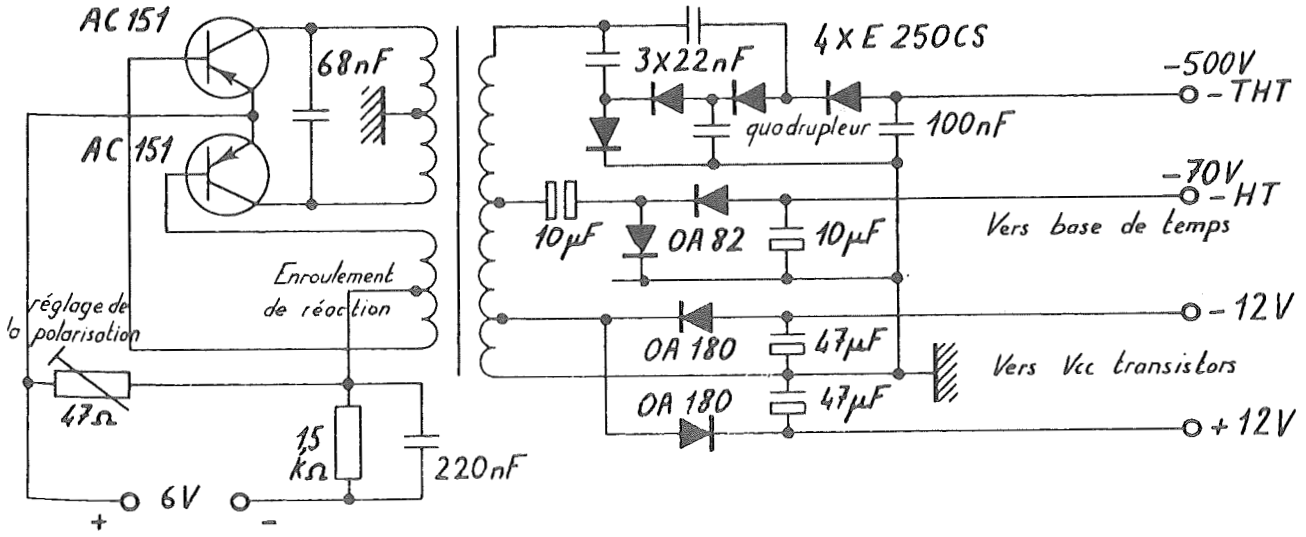


Fig. 6 : Alimentation sur batterie.

6.1 Alimentation et circuits annexes

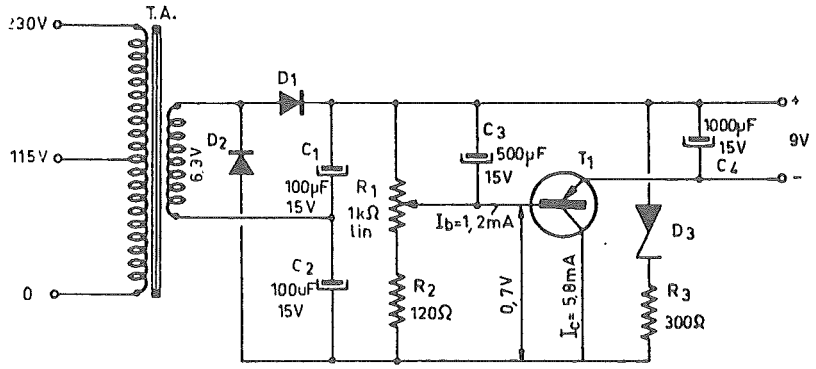


Fig. 7 : Alimentation stabilisée simple (9 V - 200 mA)

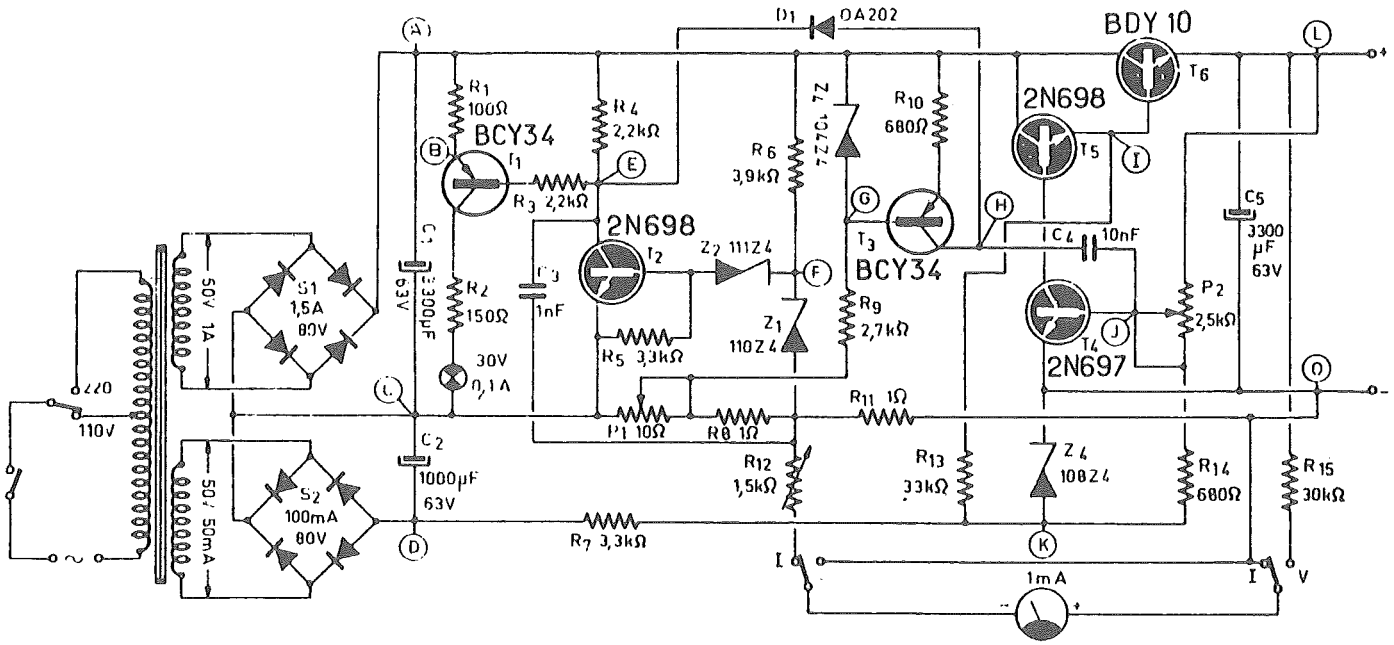


Fig. 8 : Alimentation stabilisée réglage 0 à 30 V - 1 A avec dispositif de sécurité

4/6.1.8

Les alimentations à découpage

4/6.1.8.1

Principe de fonctionnement des alimentations à découpage

Depuis plusieurs années les alimentations classiques du type ballast ont de plus en plus tendance à être remplacées par des alimentations à découpages ; l'on estime qu'à l'heure actuelle ces dernières représentent à peu près 70 à 80 % des alimentations électroniques professionnelles et grand public. Cette progression spectaculaire s'explique par les qualités de ce type d'alimentation (qui seront décrites dans cet article) ainsi que par l'apparition sur le marché de composants conçus pour cette application dont la fiabilité est excellente, et qui simplifient considérablement le travail du concepteur.
La figure 1 permet de comparer les schémas de principe d'une alimentation à découpage par rapport à une alimentation classique.

L'alimentation classique se compose :

— d'un transformateur 50 Hz en tôles orientées qui assure l'obtention de la valeur de tension de sortie désirée ainsi que l'isolation par rapport au secteur,
— d'un étage de redressement et de filtrage,
— enfin d'un étage de régulation qui stabilise la tension de sortie à la valeur souhaitée.

Le rendement de ce type d'alimentation dépend essentiellement de la valeur de stabilisation souhaitée, et descend souvent au dessous de 50 % parfois même 30 %.

Dans le cas d'une alimentation à découpage, le schéma de principe est différent :

— on commence par redresser et filtrer la tension 220 V fournie par le secteur,
— la tension continue ainsi obtenue est hachée par un transistor de puissance à une fréquence inaudible pouvant varier de 20 à 50 kHz, afin d'obtenir une tension alternative quasi rectangulaire,
— l'obtention de la tension de sortie désirée ainsi que l'isolation par rapport au secteur sont assurées par l'utilisation d'un transformateur à noyau de ferrite,
— la tension pseudo rectangulaire est redressée puis filtrée,
— un circuit de régulation commande le transistor de puissance pour obtenir la valeur de tension de sortie souhaitée, soit en modifiant la fréquence de découpage (pour une durée des impulsions constantes), soit en modifiant la durée de conduction (longueur de l'impulsion) tout en gardant une fréquence de hachage constante.

Le transistor de puissance étant alternativement bloqué ou conducteur, il en résulte que la puissance qu'il dissipe est particulièrement

6.1 Alimentation et circuits annexes

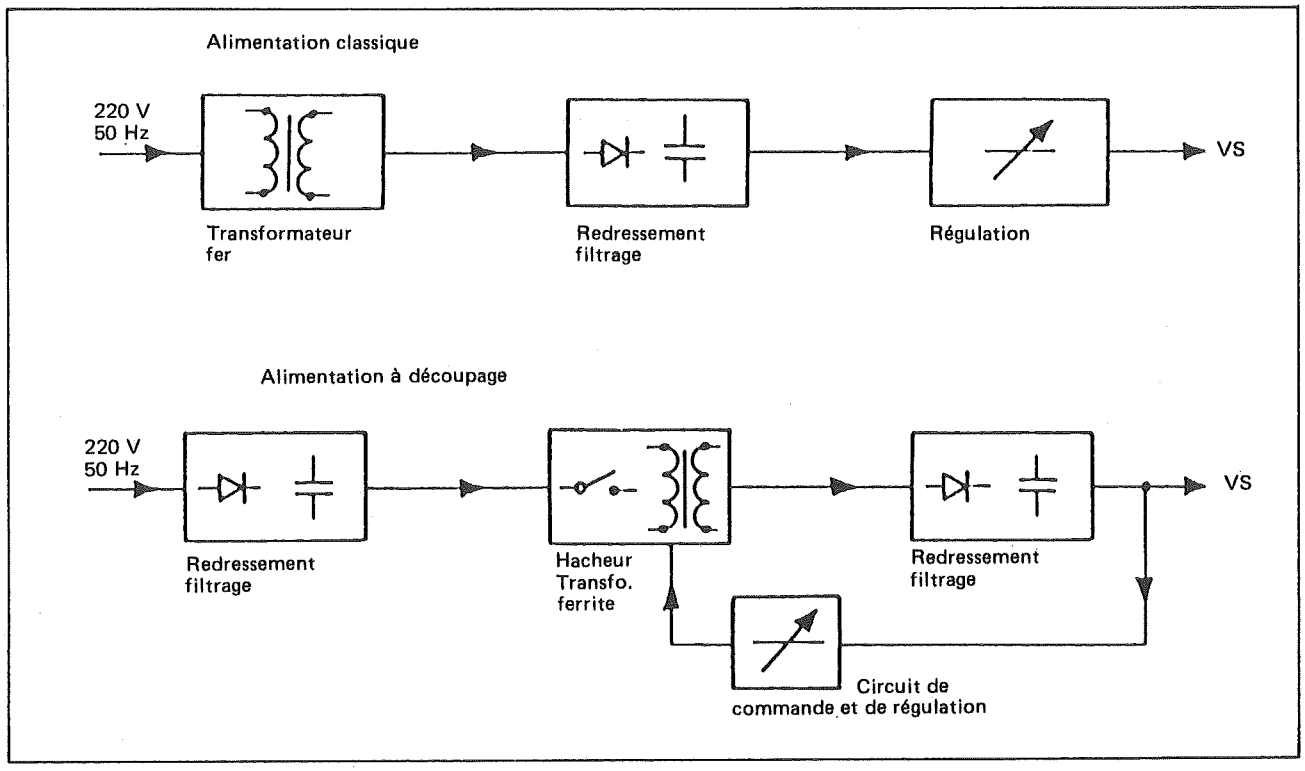


Fig. 1 : Schémas de principe d'une alimentation à découpage et d'une alimentation classique

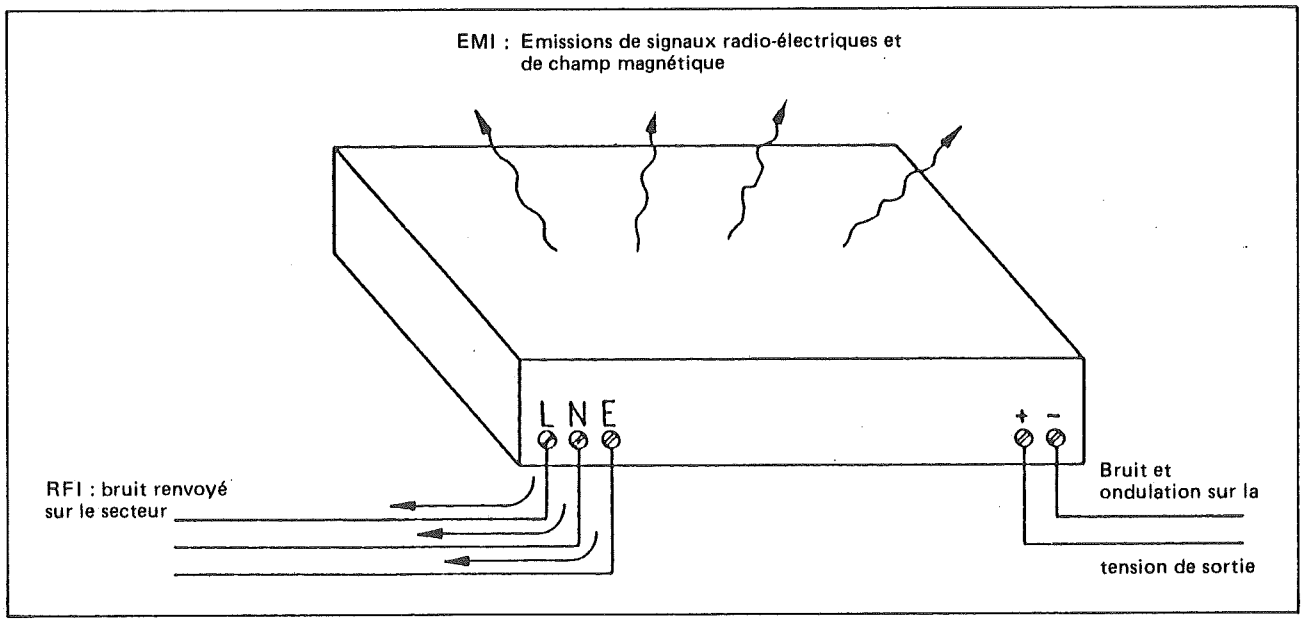


Fig. 2 : Types de parasites émis par une alimentation à découpage

faible en comparaison de celle dissipée, par un transistor ballast par exemple, dans une alimentation classique. Les pertes obtenues dans le transformateur à noyau de ferrite sont elles aussi très faibles (de l'ordre de 1 à 2 %). Ce résultat est obtenu grâce à la fréquence de travail élevée et à l'utilisation de noyaux tout particulièrement développés pour ce type d'applications. Grâce entre autre à ces deux facteurs, il est facilement possible d'obtenir des rendements égaux ou supérieurs à 80 %, avec une excellente régulation même quand la charge et la tension d'entrée varient (régulation aval et amont).
Un autre avantage tout à fait appréciable est la réduction de poids et de volume que permet la technologie à découpage par rapport aux alimentations classiques (dans des rapports de 1 à 10 sinon plus). Cette réduction de poids et de volume est fonction de la fréquence de hachage et augmente avec elle. Il est permis de penser qu'avec les progrès obtenus sur les transistors de puissance, les fréquences de hachages vont encore augmenter, et donc le poids et le volume être encore réduits.

Les alimentations à découpage ont cependant deux principaux inconvénients :
Tout d'abord le schéma ; l'étude et la réalisation d'une alimentation à découpage sont plus complexes que ceux d'une alimentation classique. Il en résulte qu'elles sont d'un prix de revient plus élevé. Cependant cette différence tend à diminuer d'année en année en partie par l'introduction de nouveaux composants de plus en plus performant et dont les prix sont réduits d'année en année. L'augmentation de la fréquence de hachage rendue possible par le progrès des transistors de puissances, permet par exemple de diminuer la taille des transformateurs à noyaux en férrite et donc leur prix.
Le second inconvénient est lié à leur principe même de fonctionnement. Par suite de la fréquence élevée de hachage, ainsi que de la forme rectangulaire de la tension de découpage, les alimentations à découpage ont une fâcheuse tendance à rayonner sur une plage de fréquences très étendue (Fig. 2). Ces parasites sont composés de bruit qui est renvoyé sur la tension de secteur, d'un bruit et d'une ondulation sur la tension de sortie et enfin de l'émission d'un champ magnétique et de signaux radios-électriques.
Ces parasites de toutes natures doivent être réduits afin de correspondre aux différentes normes. Il faut donc prévoir entre autre des filtres secteur, ainsi qu'un blindage sérieux et efficace.

4/6.1.8.2
Principaux schémas de base

Les convertisseurs à accumulation ou en phase bloquée (Fig. 3)

Pendant la phase de conduction du transistor (τ) l'énergie est stockée dans le transformateur sous la forme d'une énergie magnétique à cause de la polarité du secondaire et de la présence de la diode D qui empêche le passage du courant.
En revanche quand le transistor est bloqué ($T-\tau$) alors cette énergie est transmise, à travers la diode D qui permet maintenant le passage du courant, au condensateur C qui se

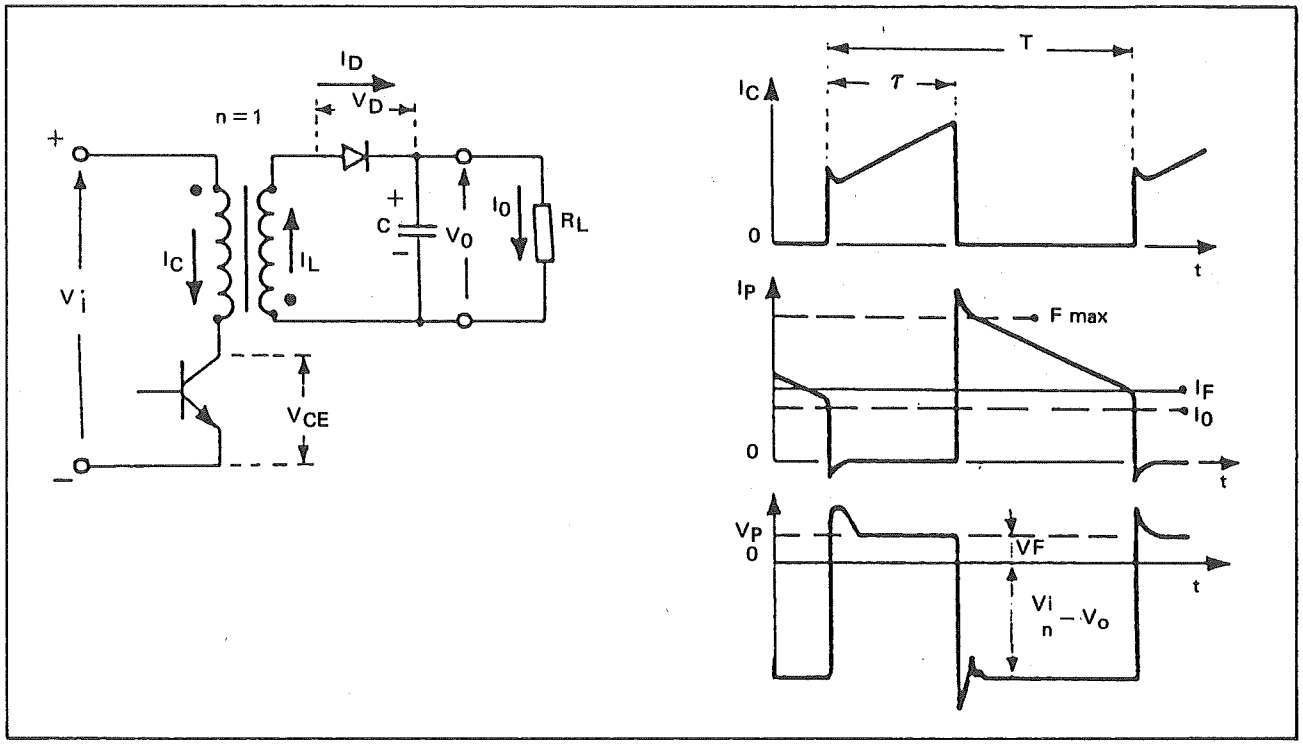


Fig. 3: Montage en phase bloquée

charge. Pendant la période de conduction suivante, le condensateur C maintient une tension constante aux bornes de la charge.

Remarques :
Il faut que le noyau de férrite ait un entrefer suffisamment grand pour éviter la saturation. Si le rapport cyclique est de 1/2, c'est-à-dire que $\tau = 0.5T$, alors la tension Vce max. supportée par le transistor est égale au double de la tension d'entrée.
Le courant instantané dans la diode peut atteindre 5 fois le courant dans la charge ; il faut donc qu'elle ait une très faible chute de tension directe et qu'elle admette des pointes importantes de courants.

Ce type de montage est le plus simple est le moins onéreux. Il est généralement utilisé pour des puissances faibles (inférieures à 200 W) et des tensions inférieures à 10 V. Ses applications sont cependant limités par l'exigence sur le transformateur d'avoir un couplage très serré entre primaire et secondaire. Il est cependant énormément utilisé malgré l'ondulation résiduelle plutôt importante et surtout dans des alimentations comportant plusieurs tensions de sorties.

Les montages série-directs à phase passante (Fig. 4)

Quand le transistor de puissance, l'énergie est stockée dans l'inductance Lo et transmise à la charge (τ) à travers la diode D1. Quand le transistor est bloqué une partie de l'énergie stockée est transmise à la charge à travers la diode D2. Le rôle du condensateur Co est de limiter l'ondulation dûe au découpage. Quand le transistor est bloqué, l'enroulement de démagnétisation P' renvoie à travers la diode D3 l'énergie magnétique stockée dans le transformateur. Cette astuce permet de

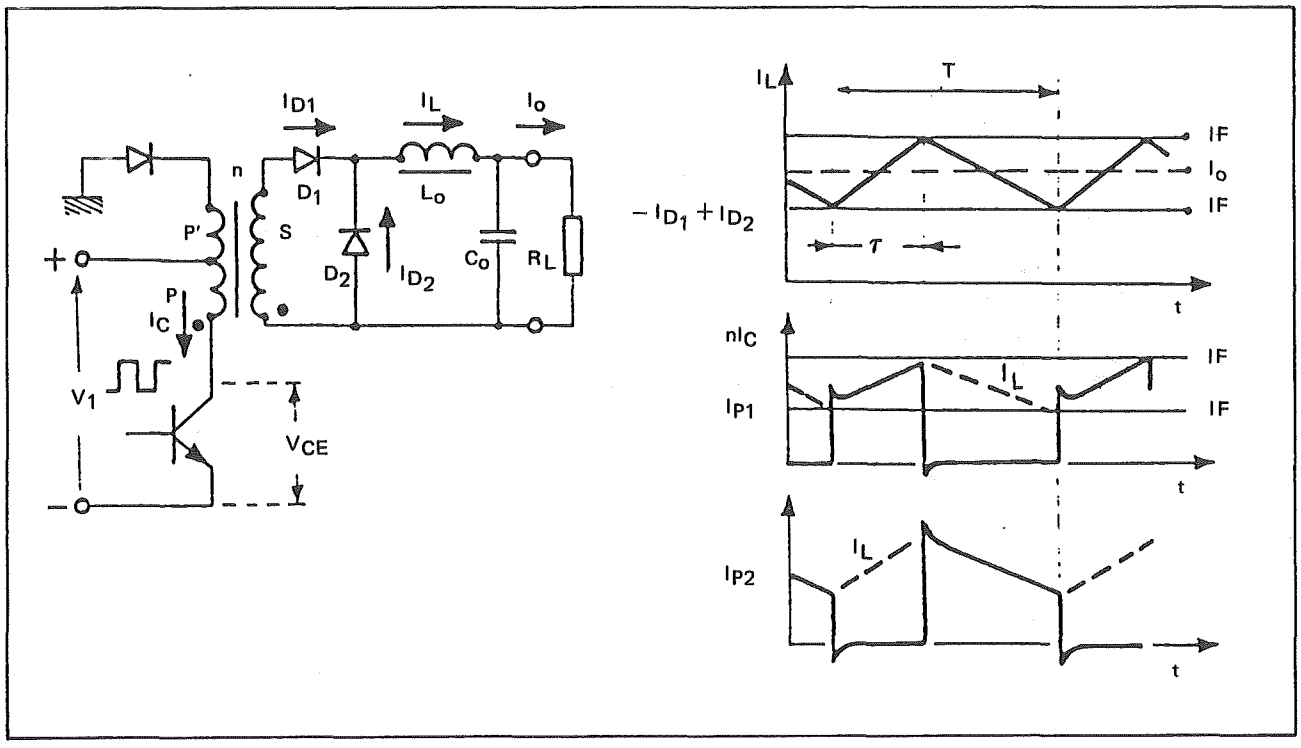


Fig. 4 : Montage série-direct à phase passante

limiter la tension Vce du transistor à deux fois la tension d'entrée V1. Il est possible de substituer à un transformateur dont le primaire est à point milieu (comme celui de la figure 4), un primaire à deux enroulements distincts. Dans ce cas il est indispensable que le couplage de l'enroulement de démagnétisation et de l'enroulement du primaire soit très serré.

Remarques :

— contrairement au montage en phase bloquée, l'entrefer du circuit magnétique doit être très faible pour limiter au maximum l'énergie de magnétisation,

— la valeur de l'inductance de lissage Lo doit être calculée pour éviter la saturation du noyau de ferrite,

— le courant maximal traversant les diodes D1 et D2 ne dépasse pas 2 Io (ce qui est nettement inférieur à la valeur obtenue dans le montage en phase bloquée).

Ce montage présente un bon compromis entre la complexité et les caractéristiques. L'ensemble Lo, Co constitue un excellent filtre qui limite considérablement l'ondulation résiduelle de sortie. Il est généralement utilisé pour des applications inférieures à 1 kW.

Montages symétriques en push-pull ou en pont (Fig. 5 et 6)

Pour des puissances supérieures à 700 W l'emploi de montages symétriques est recommandé. Le schéma de principe du montage push-pull est donné par la figure 5. Il est en fait constitué par l'assemblage de deux montages à phase passante fonctionnant en opposition de phase. Les transistors T1 et T2 sont commandés alternativement; la fréquence du courant au secondaire du transformateur est doublée ce qui permet d'obtenir la même tension d'ondulation de sortie tout en réduisant

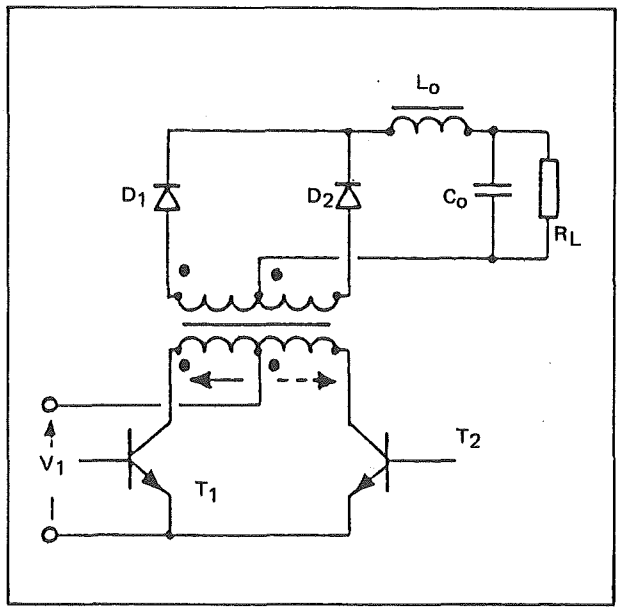


Fig. 5 : Montage symétrique en push-pull

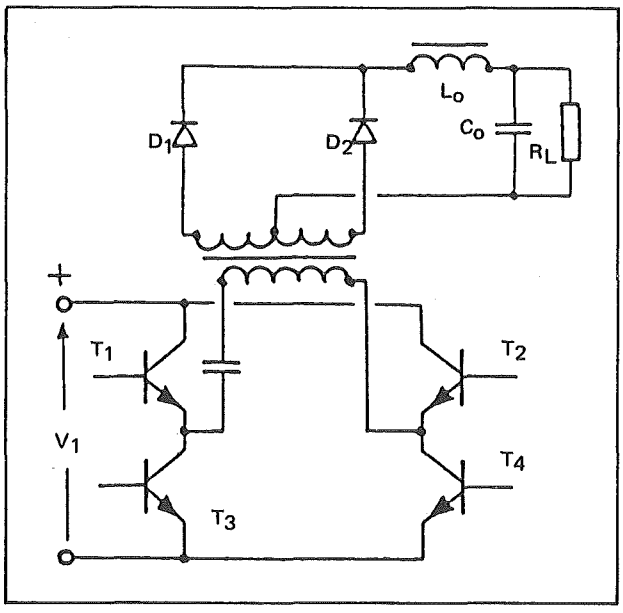


Fig. 6 : Montage symétrique en pont

les valeurs de Lo et Co. Les diodes D1 et D2 redressent le signal carré généré par T1 et T2. Les transistors supportent une tension maximale Vce égale à deux fois V1.

Quand on souhaite obtenir des puissances encore plus importantes, on utilise un montage en pont (Fig. 6). Les transistors T1 et T3 sont commandés simultanément en alternance avec T2 et T4. Comme dans le montage push-pull, la fréquence de commande est doublée. La tension maximale Vce supportée par chaque transistor est égale à V1.

Il n'est pas immédiat de choisir le type d'alimentation à utiliser ; la figure 7 montre quel est le meilleur choix en fonction de la tension de sortie et de la puissance de sortie.

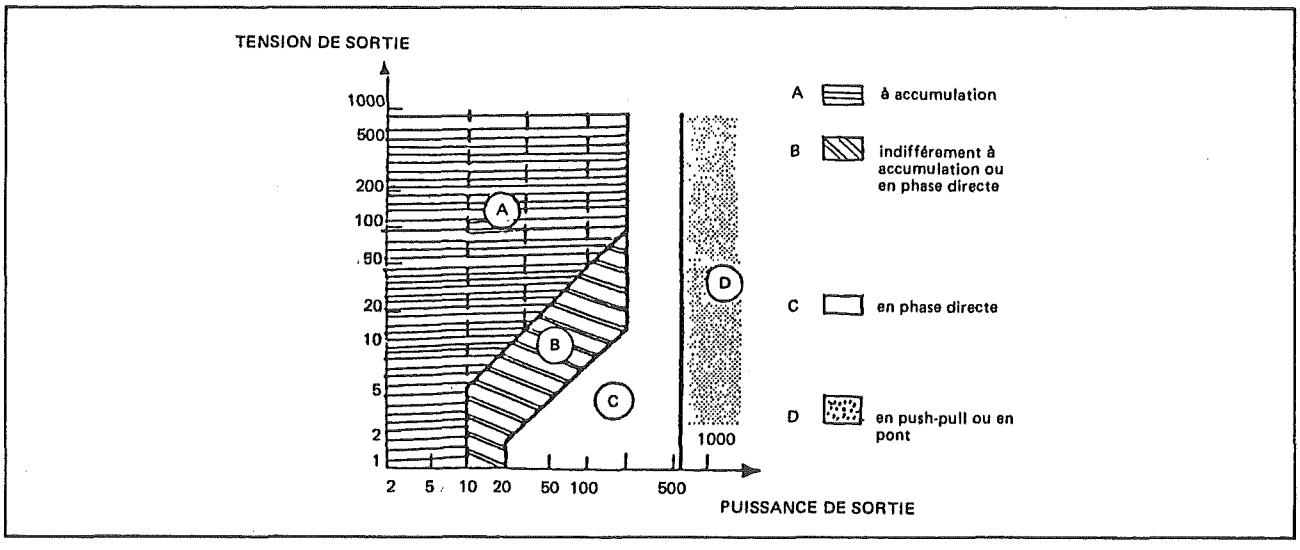


Fig. 7 : Choix du type de montage

4/6.1.8.3
Détail du fonctionnement d'une alimentation à découpage

Pour mieux comprendre la réalisation et le fonctionnement d'une alimentation à découpage, nous allons étudier en détail un exemple (Fig. 8).

Généralités

Ce montage est du type à accumulation ou en phase bloquée (également appelé "fly-back"); ce nom dérive du fait qu'à un moment donné dans le cycle le flux "cesse" à la fois dans les enroulements primaires et secondaires. La conception de ce type de montage est relativement simple. L'oscillateur obéit à la règle suivante: la sortie est proportionnelle au courant traversant l'interrupteur électronique ("chopper") quand il est inactif, c'est-à-dire que la tension de sortie et proportionnelle à la quantité d'énergie stockée dans le circuit magnétique. Plus le champ magnétique est élevé, plus la tension de sortie est importante.
La boucle de contre réaction permet de réguler la tension de sortie en ajustant les moments où l'interrupteur électronique va être activé et désactivé. La fréquence de hachage est approximativement de 25 kHz à puissance maximale, et elle est inversement proportionnelle à la tension de sortie. Le rapport cyclique est relativement constant pour une tension donnée.

Détail de fonctionnement

Circuit d'entrée (Fig. 9)

a) Le filtre RFI. Il est composé des condensateurs C1, C2, C3 et de l'inductance L1. Son rôle est de filtrer les parasites à 20 kHz résultant du hachage et d'empêcher qu'ils ne soient réinjectés sur le secteur.

b) Fusible F1. Il protège l'alimentation en cas de court-circuit ou de surintensité anormale.

c) Le circuit de doublage de tension.
C'est un artifice qui permet de faire fonctionner cette alimentation soit en 115 V soit en 220 V. En mode 115 V (strap en place) les condensateurs C4 et C5 se chargent alternativement sur chaque demi-alternance. La tension maximale sur chaque condensateur est la tension de pic d'entrée (à peu près 150 V). La tension maximale appliquée à l'interrupteur électronique est de 300 V.

En mode 220 V (strap retiré), le redresseur d'entrée se comporte comme un pont classique, chargeant les condensateurs C4 et C5 à une valeur de 300 V (tension de pic en entrée). Les résistances R14 et R15 obligent les condensateurs à se charger à la même valeur, et déchargent les condensateurs quand l'alimentation est coupée.

d) Limitation de courant au démarrage.
Cette fonction est assurée par la thermistance TR1. Quand elle est froide, sa résistance est élevée. Quand l'alimentation est mise sous tension elle limite le passage d'un courant trop important du fait que C4 et C5 sont déchargés. En fonctionnement normal le courant qui traverse TR1 la réchauffe, et sa résistance diminue dans un rapport de 1 à 10. Comme C4 et C5 sont alors chargés, il n'est plus indispensable d'assurer cette limitation

6.1 Alimentation et circuits annexes

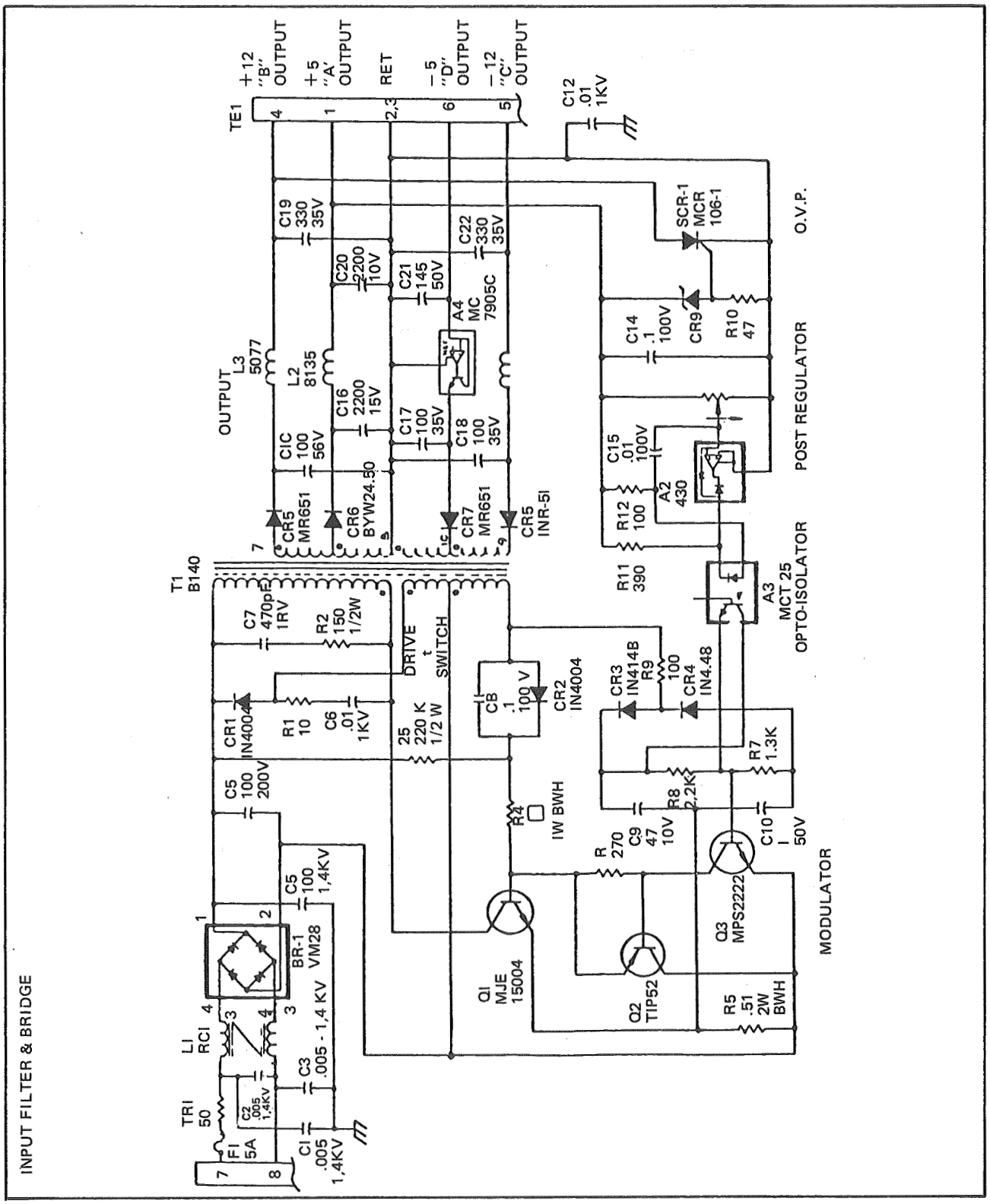


Fig. 8 : Schéma d'une alimentation à découpage à sorties multiples

en surintensité. Quand l'alimentation est de nouveau mise hors tension, C4 et C5 se déchargent et TR1 refroidit; on se retrouve alors dans les conditions initiales. Les composants de ce circuit ont été choisis de telle façon que si l'on remet sous tension l'alimentation avant que TR1 ne soit complètement refroidie, cela n'ait pas d'importance puisque C4 et C5 ne sont pas encore complètement déchargés.

e) Stockage d'énergie

L'énergie contenue dans les condensateurs C5 et C5 permet à l'alimentation de fonctionner normalement pendant 16 mS après une chute de la tension d'entrée. Ce temps peut être utilisé notament pour stocker des informations contenues dans une RAM, avant que l'alimentation ne chute.

Interrupteur électronique (Fig. 10)

Pendant la première moitié du cycle de puissance le transistor Q1 est passant et le transformateur se charge d'énergie magnétique, puis le transistor Q1 est bloqué. La seconde moitié du cycle est décrite dans "circuit de sortie".

Quand la tension (300 v) est appliquée, un faible courant traversant R3 crée une tension sur la base de Q1. La tension aux bornes de W 1 induit une tension de 6 v aux bornes de W2. Cr2 est passante et le courant de réaction créé dans W2 amène Q1 à saturation. Une rampe de courant est alors créé dans W1; il en résulte également une rampe de tension dans R5.

Pendant ce temps, W2 charge le condensateur C9 à approximativement +6 v à travers R9 et CR3. Quand cette tension atteint un seuil, Q3 est alors commandé et commande à son tour le transistor de puissance Q2. Q1 est "coupé" puisque Q2 et Q3 attaquent sa base. La rampe de courant dans W1 s'arrête puisque le Béta de Q1 est limité, et qu'il sort de saturation. Le sens de variation de courant (di/dt) est devenu négatif, par conséquent la polarité dans les enroulements doit changer. La tension de W2 est inversée (le côté marqué d'un point est maintenant positif), et il facilite la "coupure" de Q1 en agissant sur la jonction émetteur base par l'intermédiaire de R4 et C8. Quand Q1 est complètement "coupé", et les tensions dans tous les enroulements des transformateurs inversées, C10 se charge à travers CR4 et R9.

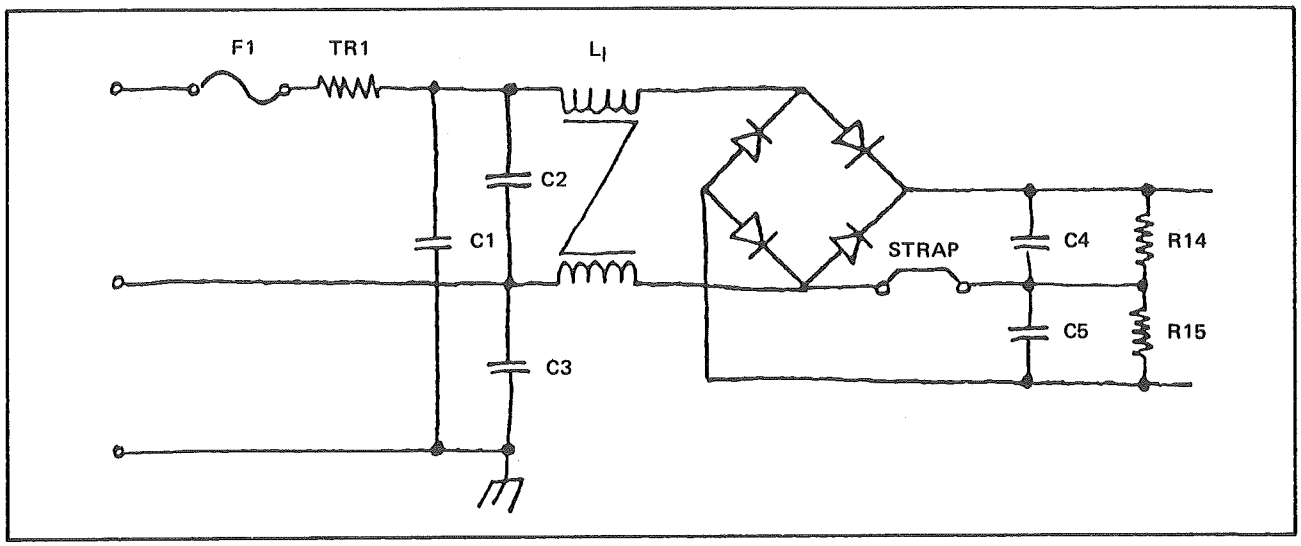


Fig. 9: Circuit d'entrée

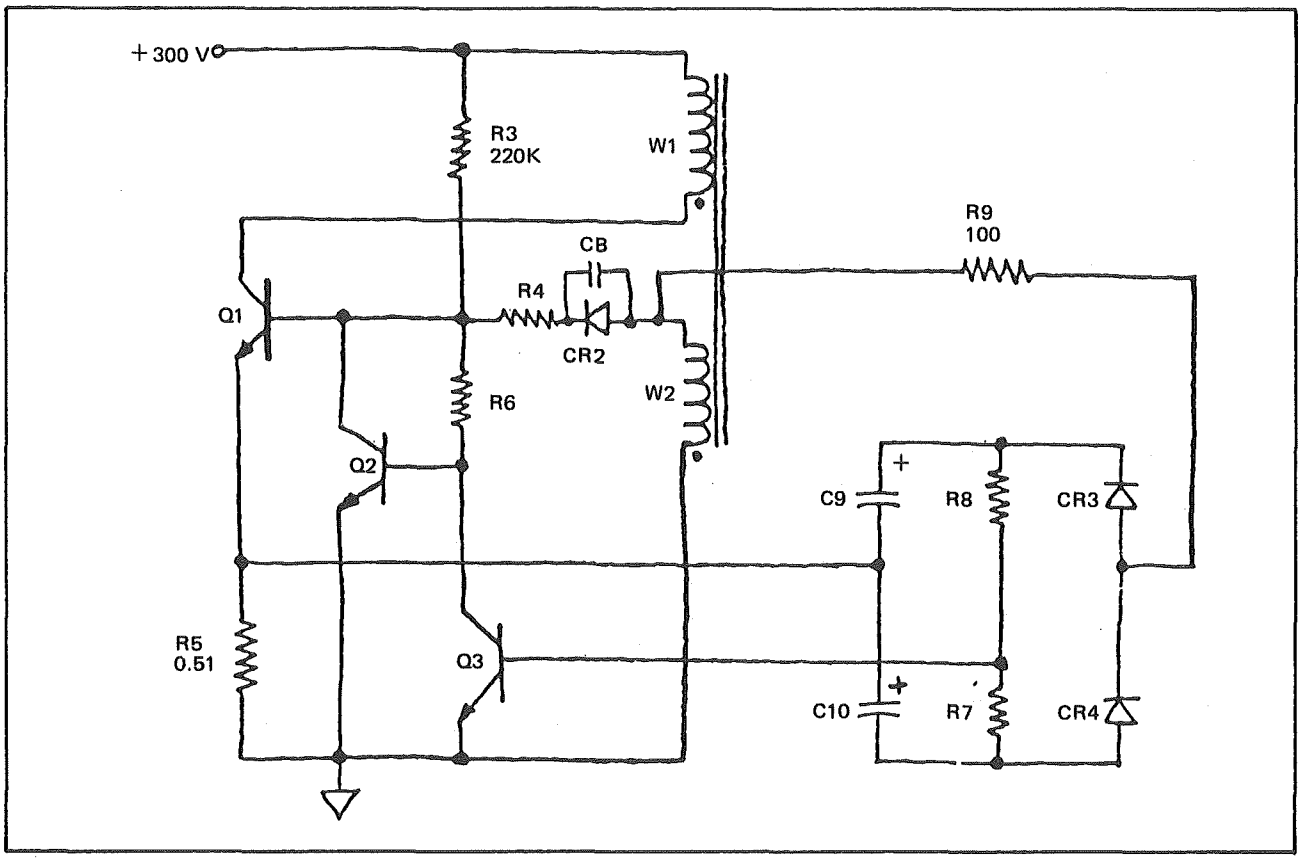


Fig. 10 : Interrupteur électronique de puissance

Circuit de sortie (Fig. 11)

Ceci décrit la seconde partie du cycle de puissance la première étant décrite dans le chapitre 3.3.2.

Dans la première moitié du cycle de puissance, "l'interrupteur" Q1 était "On" et chargeait le transformateur en énergie magnétique (sous la forme d'un champ magnétique). Puis Q1 a été mis "Off" et le champ magnétique en s'écoulant rend positives les extrémités des enroulements marquées d'un point, jusqu'à la décharge complète. Le champ magnétique se décharge assez rapidement dans les sorties. Le filtre en π C-L-C permet de stocker et de filtrer cette énergie. Quand le champ magnétique s'est suffisament déchargé, les diodes CR5 à CR8 cessent de conduire. Il reste assez d'énergie dans le noyau pour réamorcer le processus. Quand le secondaire cesse de conduire du courant par l'action des diodes le di/dt change de signe et le côté des enroulements marqué d'un point devient négatif. Q1 recommence à conduire et un nouveau cycle recommence.

Circuit de modulation (Fig. 12)

Le circuit de modulation permet de déterminer et de faire varier le moment où le transistor Q1 est "coupé" et donc de réguler la valeur de la tension de sortie.

En l'absence de boucle de contre-réaction, Q1 chargerait continuellement de l'énergie dans le noyau jusqu'à ce qu'une certaine valeur soit

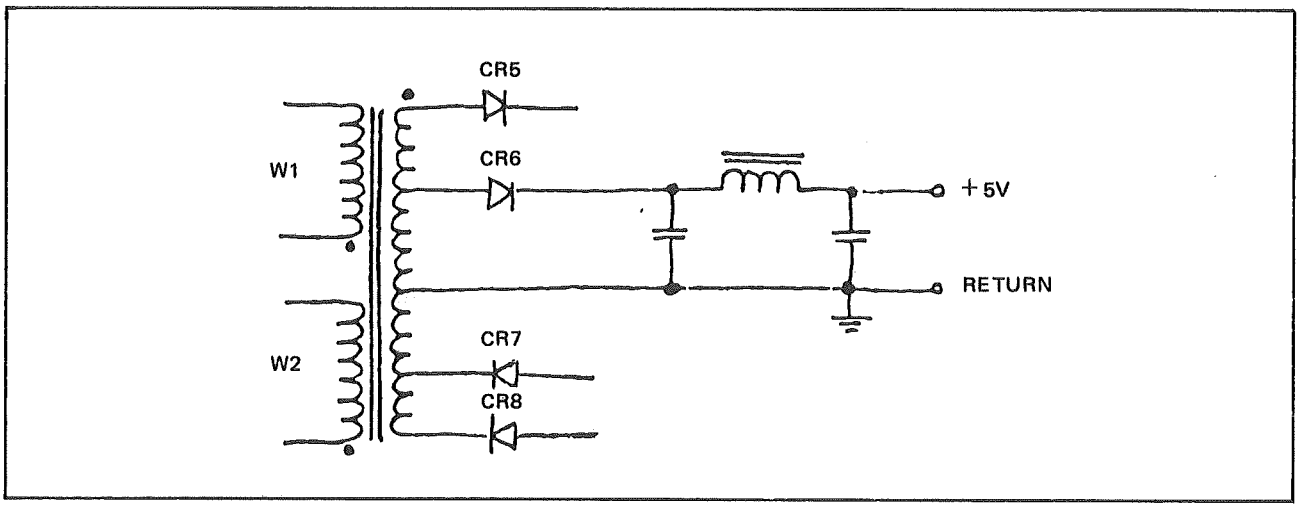


Fig. 11 : Circuit de sortie

atteinte. Cette quantité d'énergie fixe serait alors déchargée dans la charge. Si la charge est modifiée, la tension de sortie varie elle aussi puisque Q1 continue à charger une valeur constante d'énergie dans le transformateur.

Pour compenser ces variations de charge, la boucle de contre-réaction fait varier le moment où Q1 est activé. Il en résulte donc que la quantité d'énergie emmagasinée dans le noyau du transformateur varie et que donc la tension de sortie reste constante. Plus la charge est importante (faible) plus la quantité d'énergie doit être élevée, ce qui assure la régulation.

En fonctionnement normal, C9 et C10 sont chargés tous deux à 6 V soit 12 V au total. Le point commun entre C9 et C10 est référencé à la masse via la résistance R5. La base de Q3 est polarisée par le diviseur R7 et R8. Quand Q1 est " On ", la tension monte aux bornes de R5, la tension du modulateur augmente elle aussi jusqu'à ce que Q3 soit commandé et Q1 " coupé ", ce qui termine la première moitié du cycle. Le moment où Q3 est commandé peut varier facilement, il suffit de modifier le

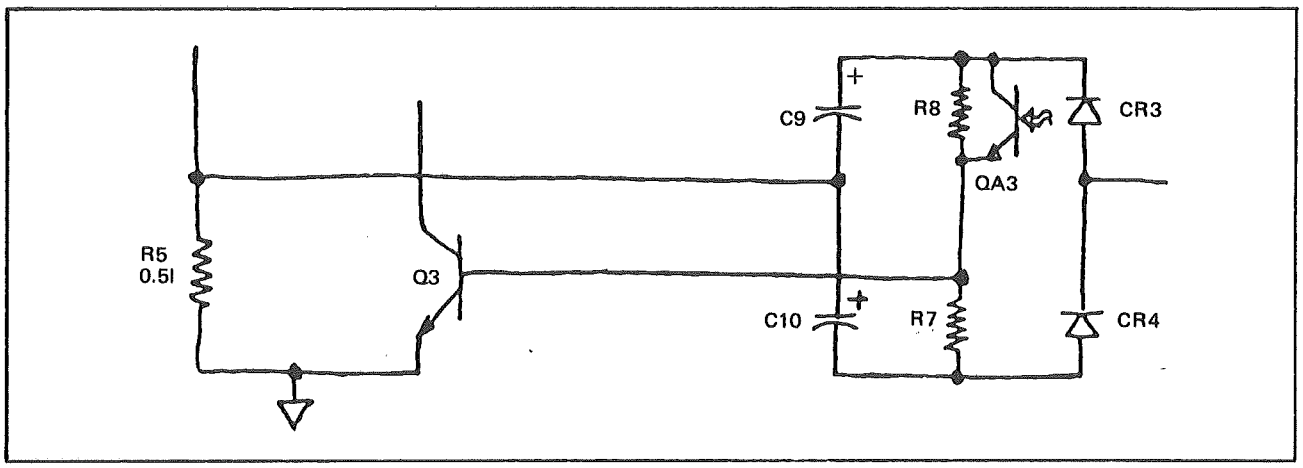


Fig. 12 : Circuit de modulation

rapport entre R7 et R8. L'isolateur optoélectronique QA3 se comporte comme une résistance variable et modifie ce rapport. Si la sortie +5 V tend à diminuer par suite d'une augmentation de la charge par exemple, l'optoisolateur va faire varier la valeur du pont, et la base de Q3 devient plus négative. Il faudra plus longtemps à la rampe de tension dans R5 pour atteindre la valeur ou Q3 est commandé. Plus d'énergie sera stockée dans le transformateur, qui en se déchargeant dans la charge rétablira la valeur de la tension de sortie.

Boucle de contre-réaction (Fig. 13)

Ce circuit permet de maintenir la sortie +5 V à une valeur constante. Cette boucle compare une fraction de la tension de sortie, mesurée aux bornes de R13 à une tension de référence de 2,75 V fournie par le circuit intégré 430. Un courant proportionnel est fourni par le 430 qui attaque la diode de l'optoisolateur via la résistance R12. R11 polarise la 430 et C13 assure la compensation en fréquence.

Les sorties auxiliaires (autres que +5 V) sont "semi-régulées". Comme les différents circuits magnétiques sont étroitement couplés entre eux, une augmentation de la charge d'une des sorties auxiliaires a tendance également à faire diminuer la valeur de la tension de sortie du +5 V; le circuit de contre-réaction rétablit alors la tension pour le +5 V et toujours en raison du couplage étroit, compense la chute de tension de la sortie auxiliaire. Beaucoup de fabricants appellent cette astuce de la "semi-régulation"

Circuit de protection contre les surtensions (Fig. 14)

Le rôle de ce circuit de protection est comme son nom l'indique de protéger la charge de l'utilisateur en cas de surtension causée par une défaillance de l'alimentation. Si toutes les sorties ont leur propre filtre de sortie, il n'en résulte pas moins que du fait du couplage magnétique serré, si une seule sortie a tendance à augmenter pour une raison quelconque, toutes les autres sorties augmenteront aussi. Il suffit donc d'un circuit de contrôle sur une seule sortie.

Si la sortie +5 V dépasse 6.25 V à +/— 0.75 V, le thyristor SCR1 court-circuite la sortie +12 V (à approximativement 1.5 V); le circuit de protection est actif. On utilise le + 12 V pour la protection, car le courant sur cette sortie est limité; faire la même chose avec le +5 V obligerait à avoir un thyristor plus puissant (plus de courant à court-circuiter) sous peine de le détruire.

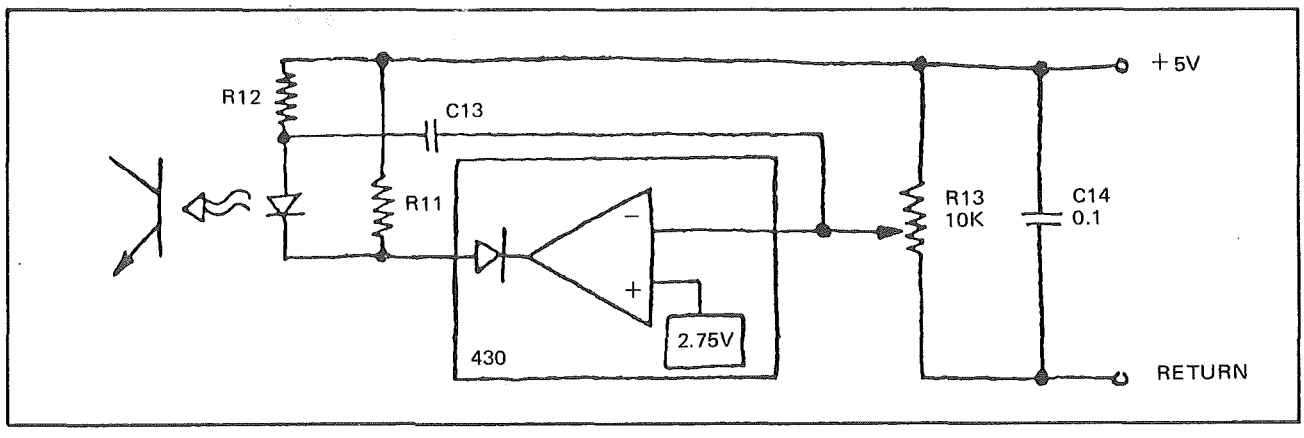


Fig. 13 : Boucle de contre réaction

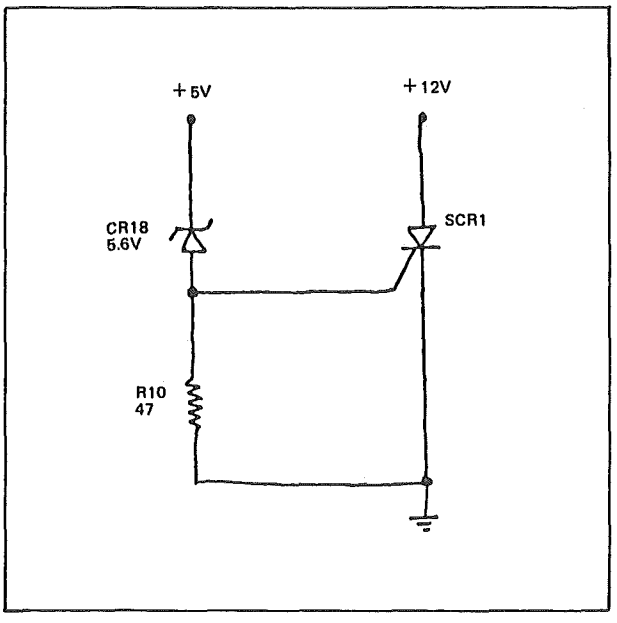


Fig. 14 : Circuit de protection contre les surtensions

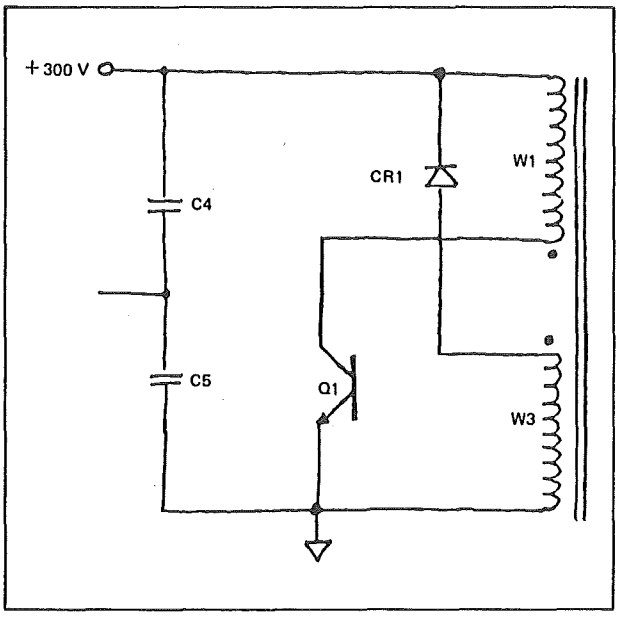


Fig. 15 : Circuit de protection du transistor de puissance

A la mise hors tension de l'alimentation le circuit est réinitialisé, ce qui permet, si le défaut était passager de redémarrer avec une alimentation en ordre de marche.

Circuit de protection du transistor de puissance (spike catcher) (Fig. 15)

Ce circuit sert à protéger le transistor de puissance Q1 contre d'éventuelles hautes tensions transitoires appliquées à son collecteur lors de l'extinction de l'alimentation et qui pourrait le détruire.

C4 et C5 sont les condensateurs d'entrée, chargés aux alentours de 300 V. Quand Q1 a terminé de charger l'énergie dans le noyau du transformateur et qu'il devient "Off", W1 se comporte comme une source de courant. L'extrémité marquée d'un point devient positive et la tension augmente. Bien que la décharge se fasse par la sortie de l'alimentation, l'inductance de W1 est telle que la tension peut atteindre une valeur destructive pour Q1. Si la tension monte trop, CR1 conduit et "clampe" la tension de collecteur à 600 V, ce qui le protège et évite sa destruction.

4/6.1.8.4
Vocabulaire

Comtpe tenu de l'utilisation de termes anglo-saxons ainsi que d'abréviation ésotériques, il semble indispensable de rappeler la signification de ces expressions.

Courant d'appel (inrusch current ou input surge current)

Quand on met sous tension une alimentation à découpage, du fait de la très faible inductance des condensateurs du filtre d'entrée (puisqu'elles sont déchargés elles se comportent comme un court-circuit) un courant d'appel très important est demandé. On utilise différentes techniques pour limiter cette surintensité. On peut ajouter une varistance en série avec la phase. Il est également possible d'ajouter un petit montage composé d'une très faible résistance de puissance et d'un triac qui la court-circuite lorsqu'elle a fini de jouer son rôle.

Régulation de charge (load régulation)

Comme son nom l'indique, il s'agit de la variation de la tension en fonction de la valeur de la charge. Cette valeur doit être exprimée en pourcentage de variation par rapport à la valeur théorique de la tension de sortie.

Filtres secteur (RFI - RMI)

On appelle RFI les parasites renvoyés sur la tension du secteur et RMI, les émissions de type radioélectriques ou champs magnétiques rayonnées par les alimentations à découpage. Ces parasites sont essentiellement créés par le hachage (découpage).
Il est très important quand on réalise ou utilise une alimentation à découpage d'être très attentif à ces parasites, car des normes très précises en limitent l'importance.

Temps de maintien (hold-up time ou carry-over).

Il s'agit du temps pendant lequel la tension de sortie reste régulée après disparition de la tension d'alimentation. Cette valeur tourne généralement aux alentours de 20 mS pour les alimentations à découpage.

Power fail

C'est un signal qui prévient que l'alimentation va avoir un problème. Il doit donc se déclencher avant que les tensions de sorties ne sortent de la plage de régulation. Ce signal permet de sauvegarder les informations essentielles (RAM, stack...).

Derating

C'est la réduction d'un certain nombre de paramètres de l'alimentation en fonction de la température de fonctionnement. Cette réduction concerne essentiellement la puissance de sortie (courant de sortie).

Remote sensing (régulation à distance)

Quand le courant débité par l'alimentation est important et les câbles d'alimentations longs (ou de section trop faible) la chute de tension dans les conducteurs peut être gênante. Pour compenser cette chute de tension, on mesure la tension appliquée réellement au montage et, en fonction de cette valeur, l'on ajuste la tension de sortie de l'alimentation. On appelle cette fonction le " sense ".

Bruit et ondulation (Noise et Ripple)

On dissocie ces deux types de parasites par leurs périodicité. L'ondulation est une déviation de la tension de sortie à fréquence constante, elle résulte de la fréquence de découpage.
Le bruit est une modification de la tension de sortie totalement aléatoire.

Rigidité dielectrique

C'est la faculté pour l'alimentation de supporter des surtensions soit continues soit alternatives. Elle est calculée en fonction de normes très précises (temps de montée, filtre d'entrée...).