



HAL
open science

Convertisseur d'alimentation DC/DC embarqué sur satellite : applications aux projets ARCAD 3 et PICPAB

M. Auger

► To cite this version:

M. Auger. Convertisseur d'alimentation DC/DC embarqué sur satellite : applications aux projets ARCAD 3 et PICPAB. [Rapport de recherche] Note technique CRPE n° 77, Centre de recherches en physique de l'environnement terrestre et planétaire (CRPE). 1979, 44 p. hal-02191395

HAL Id: hal-02191395

<https://hal-lara.archives-ouvertes.fr/hal-02191395>

Submitted on 23 Jul 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

RP 182

(37)

**CENTRE NATIONAL D'ETUDES
DES TELECOMMUNICATIONS**

**CENTRE NATIONAL DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

**CENTRE DE
RECHERCHES
EN PHYSIQUE DE
L'ENVIRONNEMENT
TERRESTRE
ET PLANETAIRE**

CRPE

**NOTE TECHNIQUE
CRPE / 77**

*Convertisseur d'alimentation DC/DC
embarqué sur satellite*

*Applications aux projets ARCAD 3
et PICPAB*

par
M. AUGER



NOTE TECHNIQUE CRPE/77

CONVERTISSEUR D'ALIMENTATION
DC/DC EMBARQUE SUR SATELLITE

Applications aux projets ARCAD 3
et PICPAB

par

M. AUGER

CRPE/ETE

38-40 rue du Général Leclerc

92131 - ISSY-les-MOULINEAUX

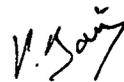
Le Directeur adjoint du CRPE



I. REVAH

L'Ingénieur en Chef
chargé du département ETE

m



P. BAUER

SOMMAIRE

INTRODUCTION

I - FONCTION

II - SPECIFICATIONS

- II - 1 - Caractéristiques d'entrée
- II - 2 - Fréquence de fonctionnement - Synchronisation
- II - 3 - Caractéristiques des sorties
- II - 4 - Rendement
- II - 5 - Sécurité
- II - 6 - Température
- II - 7 - Circuits annexes - Contrôles
- II - 8 - Propreté électromagnétique
- II - 9 - Caractéristiques mécaniques

III - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT - GENERALITES

IV - DESCRIPTION DU CONVERTISSEUR ARCAD 3

- IV - 1 - Alimentation à découpage
- IV - 2 - Convertisseur Push-Pull
- IV - 3 - Système de régulation
- IV - 4 - Synchronisation
- IV - 5 - Sécurité

V - REALISATION PRATIQUE

VI - RESULTATS

VI - 1 - Régulation

VI - 2 - Rendement

VI - 3 - Température

VI - 4 - Poids

VI - 5 - Forme des signaux - Photos

VII - PROBLEMES RENCONTRES - AMELIORATIONS POSSIBLES

VII - 1 - Problèmes rencontrés

VII - 2 - Améliorations possibles

Convertisseur PICPAB

CONCLUSION

I N T R O D U C T I O N

Dans le cadre du projet ARCAD-3, le Groupe "Techniques Spatiales" du Département ETE du CNET a eu la charge du développement des convertisseurs d'alimentation des 4 expériences françaises et des synthétiseurs de fréquence de l'expérience ISOPROBE.

Le présent rapport concerne uniquement le convertisseur de l'expérience ISOPROBE (les autres convertisseurs étant identiques dans leur conception). Il décrit les études menées et la réalisation finale. Il indique ensuite les modifications et améliorations possibles, liées en particulier à l'apparition de nouveaux composants. Ces modifications seront introduites dans la conception d'un nouveau type de convertisseur destiné à l'expérience PICPAB embarquée sur le "Spacelab".

Les travaux en laboratoire ont été effectués par M. R. Blondeau en ce qui concerne les convertisseurs ARCAD-3 et M. L. Nissou pour l'étude des modifications apportées aux convertisseurs PICPAB.

I - FONCTION

Le convertisseur a pour fonction de fournir à partir d'une source de tension 28 volts non régulée, les diverses tensions nécessaires au fonctionnement de l'expérience. Il permet également l'isolation électrique de l'expérience et de la source primaire du satellite (cellules solaires et batterie).

II - SPECIFICATIONS

II.1. Caractéristiques d'entrée

Le convertisseur est alimenté en parallèle par

- une tension principale
- une tension de secours

de valeur

$$V_{\text{nominal}} = 28 \text{ volts}$$

$$24 \text{ volts} \leq V \leq 34 \text{ volts}$$

Sur ces tensions peuvent se superposer des parasites dont les caractéristiques sont définies dans le document CNES du 30 janvier 1978 "ARCAD-3 Normes EMC" (note 78/CT/PRT/SL A 3).

II.2. Fréquence de fonctionnement - Synchronisation

Fréquence : $F_0 = 49.371 \text{ kHz}$

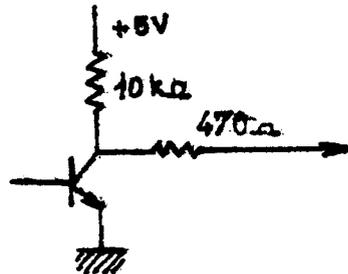
Signal de synchronisation :

$$F = 2.F_0 = 98,742 \text{ kHz}$$

niveau : 0 - 5 V

forme : carré

Ce signal doit être isolé électriquement par rapport au primaire du convertisseur, il est issu du circuit suivant, lui-même alimenté par le convertisseur.



ce qui signifie que le convertisseur doit démarrer en l'absence du signal de synchronisation qui n'est appliqué qu'après un temps d'établissement non défini.

En l'absence de synchronisation, le convertisseur doit fonctionner à une fréquence

$$F = 49,371\text{kHz} \pm 5\%$$

II.3. Caractéristiques des sorties

Le convertisseur fournit les tensions suivantes :

<i>tensions</i>	<i>débit</i>	<i>puissance nominale</i>
+12 V \pm 1%	375 mA	4.5 W
-12 V \pm 1%	250 mA	3 W
+10 V \pm 1%	125 mA	1.25 W
+ 5 V \pm 1%	850 mA	4.25 W
- 5 V \pm 1%	100 mA	0.5 W
		<i>total</i> : 13.5 W

Ces tensions doivent être isolées électriquement de la tension d'entrée.

Toutes les caractéristiques de sorties sont définies pour une puissance P fournie par chaque sortie telle que

$$1/4 \cdot P_{\text{nominale}} \leq P \leq P_{\text{nominale}}$$

Régulation

- en fonction de la tension d'entrée

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} < \pm 1\%$$

pour $V_{\text{entrée}}$ variant de 24 à 34 Volts

- en charge

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} < \pm 2\%$$

pour une puissance variant de $P_{\text{ nominale}}$ à $P_{\text{ nominale}}/4$

- en température

$$\frac{\Delta V_s}{V_s} < \pm 1\% \text{ entre } -5 \text{ et } +45^\circ\text{C}$$

Ondulation résiduelle

Ondulation crête à crête à la fréquence $F_o = 49,371 \text{ kHz}$

< 0.4 % de la tension de sortie considérée (par exemple < 50 mV_{CC} sur la sortie 12 V)

II.4. Rendement

$$\eta \geq 75 \%$$

II.5. Sécurité

Le convertisseur est protégé contre les surcharges et courts-circuits en sortie.

II.6. Température

Le convertisseur doit fonctionner avec ses caractéristiques nominales entre -5 et +45°C.

II.7. Circuits annexes; contrôles

Un certain nombre de circuits annexes qui nous ne détaillerons pas ici permettent :

- a/ la mesure de la température au niveau du convertisseur
- b/ la mesure du courant au primaire du convertisseur
- c/ la mesure des températures des sondes de l'expérience.

II.8. Propreté électromagnétique

Le convertisseur doit satisfaire aux normes EMC définies dans le document CNES du 30 janvier 1978 "ARCAD-3 Normes EMC" (note 78/CT/PRT/SLA 3). Ces normes s'apparentent aux normes MIL STD 462.

II.9. Caractéristiques mécaniques

taille boîtier :

180 x 100 x 35 mm (1/2 module ARCAD-3)

poids : ~ 500 gr.

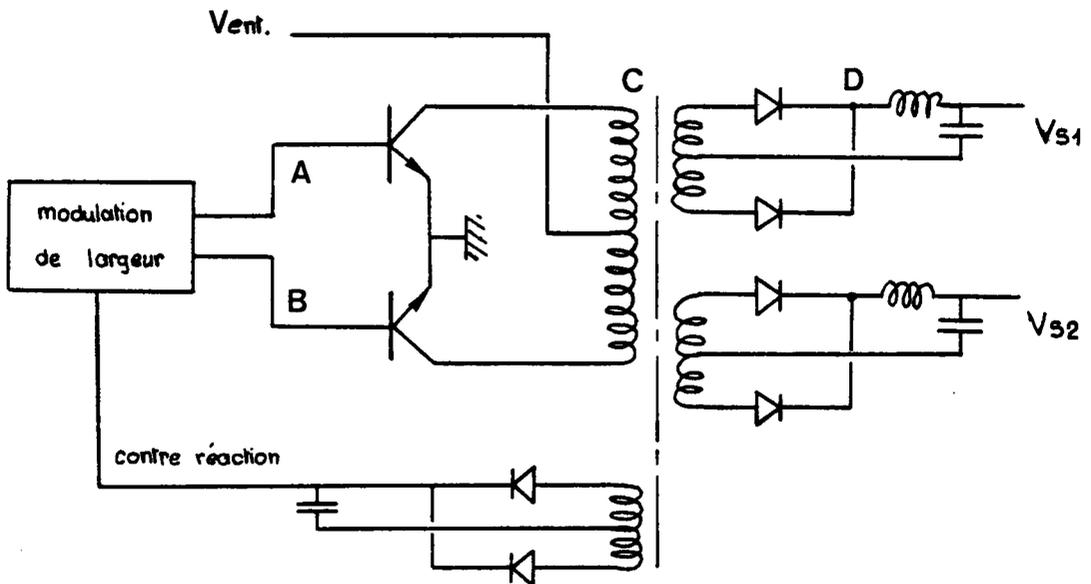
N.B. Rappelons qu'au début du projet, il n'était pas prévu de synchronisation ni de spécifications particulières sur la propreté électromagnétique, ce qui a influé sur le choix de certaines solutions.

III - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT - GENERALITES

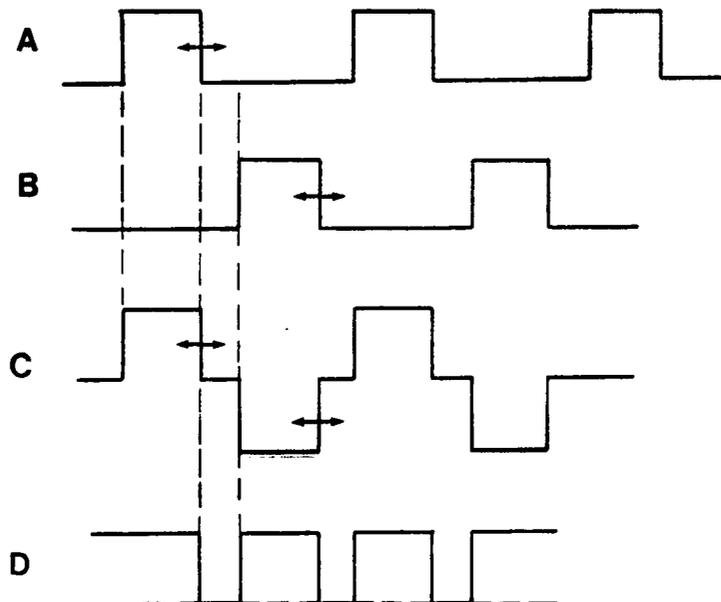
Pour obtenir un bon rendement, et vu la grande plage de variation de la tension d'entrée, il est impératif d'utiliser un système fonctionnant en commutation.

Deux solutions principales sont envisageables :

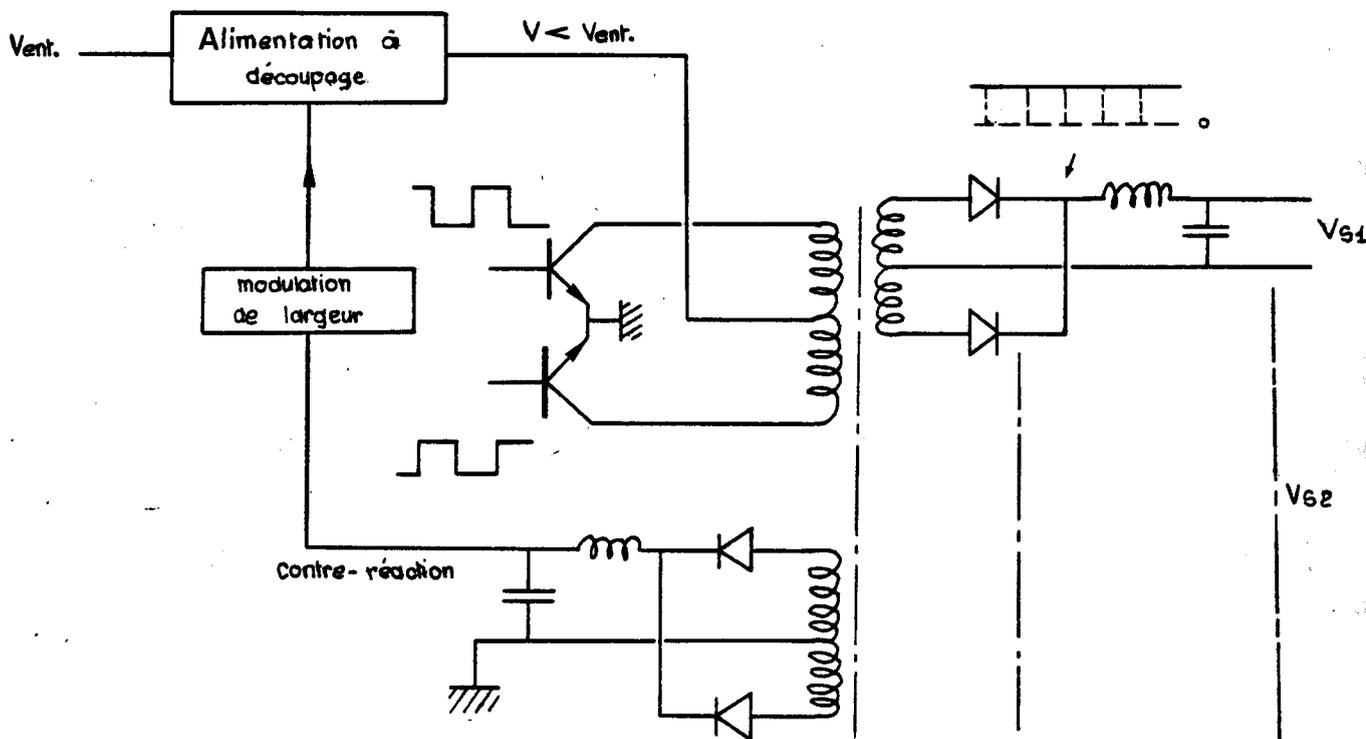
a/ Convertisseur DC/DC régulé par modulation de largeur. Le schéma de base est le suivant :



Forme des signaux



b/ Alimentation à découpage contrôlée par modulation de largeur, suivie d'un convertisseur symétrique (convertisseur Push-Pull)



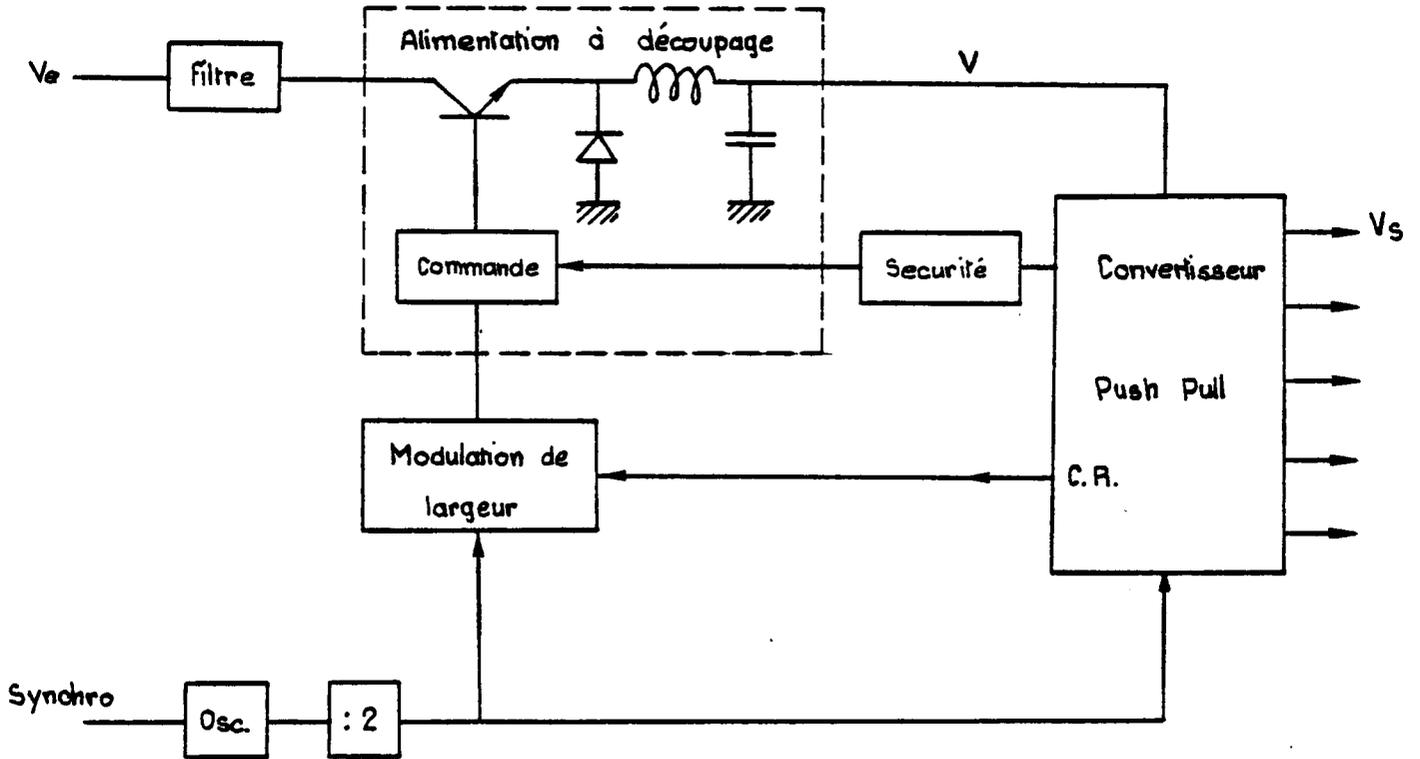
Le 1er système semble plus simple et devrait permettre d'obtenir un meilleur rendement ; en effet, il n'y a qu'un élément de commutation dans le circuit, alors que dans le 2ème système, nous avons des pertes dans l'alimentation à découpage et dans le convertisseur symétrique.

Mais, par ailleurs, le 1er système présente les inconvénients suivants :

- à filtrage identique en sortie, ondulation plus importante du fait du "retour à zéro" du potentiel après redressement ;
- les transistors doivent supporter une tension plus importante ;
- enfin et surtout, pour obtenir une bonne régulation des tensions de sortie, il faudrait un filtrage sur chaque sortie donnant très exactement la valeur moyenne du signal après redressement et ceci quels que soient la charge, l'amplitude et le rapport cyclique de ce signal, ce qui est très difficile à obtenir. Notre choix s'est donc porté sur le 2ème système, que nous allons décrire en détail.

IV - DESCRIPTION DU CONVERTISSEUR ARCAD-3

Le schéma synoptique est le suivant :



Les sous-ensembles principaux sont :

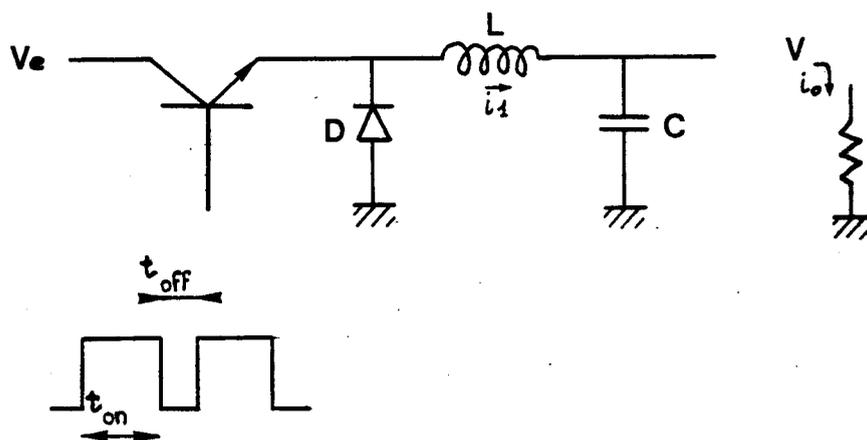
- l'alimentation à découpage générant une tension $V < 24$ Volts
- le convertisseur Push-Pull permettant de générer les diverses tensions isolées du primaire
- le système de régulation par modulation de largeur

- le circuit de synchronisation et l'oscillateur interne
- le système de sécurité

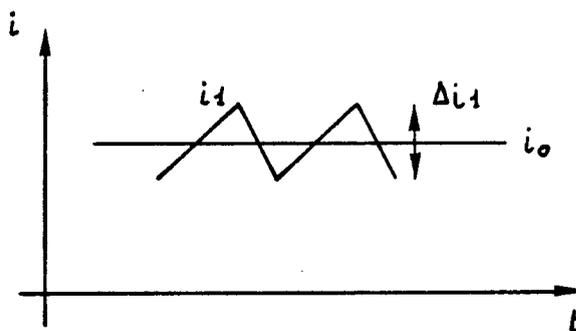
IV.1. Alimentation à découpage

Le principe des alimentations à découpage est abondamment décrit dans la littérature. En particulier, on pourra se reporter aux documents (1), (2) et (3).

Le schéma de base est le suivant :



Quand le commutateur est fermé (t_{ON}) la tension V_e est appliquée à l'entrée du filtre LC, le courant i_1 croît. Quand le commutateur est ouvert (t_{OFF}) un courant continue à être fourni à la charge grâce à l'énergie accumulée dans la self ; ce courant se referme par la diode ; i_1 décroît.



La tension V doit être prise inférieure à la plus faible valeur admise pour V_e , diminuée de la tension de saturation du commutateur, des pertes dans L ... Si V est choisie de valeur élevée, les transistors de commutation du convertisseur symétrique alimenté par V supporteront une tension élevée ($2 \times V$), mais à puissance égale, les courants sont plus faibles, d'où moins de pertes.

Pour ARCAD-3, on a pris

$$V \sim 19 \text{ V}$$

Calcul de L :

On détermine L à partir de l'expression ci-dessous

$$\Delta i_1 = \frac{V}{L} t_{\text{OFF}}$$

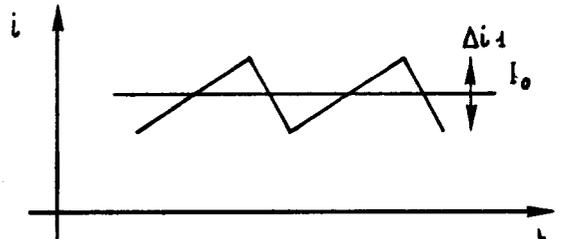
→

$$L = \frac{V \cdot t_{\text{OFF}}}{\Delta i_1}$$

avec

$$t_{\text{OFF}} = \left(1 - \frac{V}{V_e}\right) \frac{1}{F} \quad (F = \text{fréquence de commutation})$$

Il reste à déterminer Δi_1 . Reprenons la figure donnant le courant dans L :



Le courant instantané dans L est compris entre $I_0 + \frac{\Delta i_1}{2}$ et $I_0 - \frac{\Delta i_1}{2}$. Si $\frac{\Delta i_1}{2} > I_0$, le courant s'annule (il ne peut s'inverser, le transistor de commutation et la diode ne pouvant être conducteurs dans ce cas); on obtient alors un mode de fonctionnement mal défini. La régulation en particulier devient assez mauvaise. Mais précisons que ce mode est sans danger pour le système.

On se fixera donc comme critère

$$\frac{\Delta i_1}{2} \leq I_0 \text{ min}$$

→

$$L \geq \frac{V t_{\text{OFF max}}}{2 I_0 \text{ min}}$$

Si d'autre part P_{min} est la puissance minimum que doit fournir l'alimentation à découpage :

$$I_{O \min} = \frac{P_{\min}}{V}$$

et

$$L \geq \frac{V t_{\text{OFF max}}}{2 \frac{P_{\min}}{V}}$$

L étant déterminé, on peut calculer C pour une ondulation ΔV admise de la tension de sortie V, en se reportant aux références (1) (page 296) ou (3) (page 29). On trouvera :

$$C = \left(\frac{V_e - V}{2 L \Delta V} \right) \left(\frac{V}{V_e F} \right)^2$$

En fait ici, davantage que l'ondulation (puisque'il y aura un filtrage supplémentaire au niveau du convertisseur Push-Pull), ce qui est important c'est la constante de temps de la boucle du système global .

Calcul numérique :

$$t_{\text{OFF max}} = \left(1 - \frac{V}{V_{e \max}} \right) \frac{1}{F}$$

$$V = 19 \text{ V}$$

$$V_{e \max} = 34 \text{ V}$$

→

$$t_{\text{OFF max}} = 8.9 \mu\text{s}$$

La puissance minimum que doit fournir le convertisseur est le quart de la puissance nominale, soit 13.5 W : 4 . Pour l'alimentation à découpage il faut tenir compte du rendement du convertisseur Push-Pull qui suit (environ 90%), et donc

$$P_{\min} = \frac{13.5}{4} \cdot \frac{1}{0.9} = 3.75 \text{ W}$$

$$L \geq \frac{19 \cdot 89 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot \frac{3.75}{19}} = 420 \mu\text{H}$$

On a pris avec une légère marge

$$L = 450 \mu\text{H}$$

On utilise des tores en poudre de molypermalloy "Magnetics" (voir documentation Magnetics, catalog. MPP.303 S)/

Tore 55310

$$A_L = 90 \text{ mH pour } 1000 \text{ spires}$$

$$N = \sqrt{10^6 \frac{0.45}{90}} \sim 70 \text{ spires}$$

Il faut vérifier que cette self supporte le courant continu qui la traverse,

en se reportant à la documentation Magnetics (pages 30 et 31)

$$H = 0.221 \times N \times I$$

$$I_{\text{nominal}} = \frac{13.5}{0.9} : V = 0.8 \text{ A}$$

$$H = 12.4 \text{ oersteds}$$

La chute de perméabilité pour un tel champ est inférieure à 5%, ce qui est correct.

On prend du fil de 90/100 (AWG 19) (70 spires de 90/100 sont logeables dans le tore choisi).

La résistance du bobinage est de l'ordre de 80 mΩ, soit, avec un courant de 0.8 A, une perte ohmique de 50 mW (0.4 % de la puissance nominale à fournir).

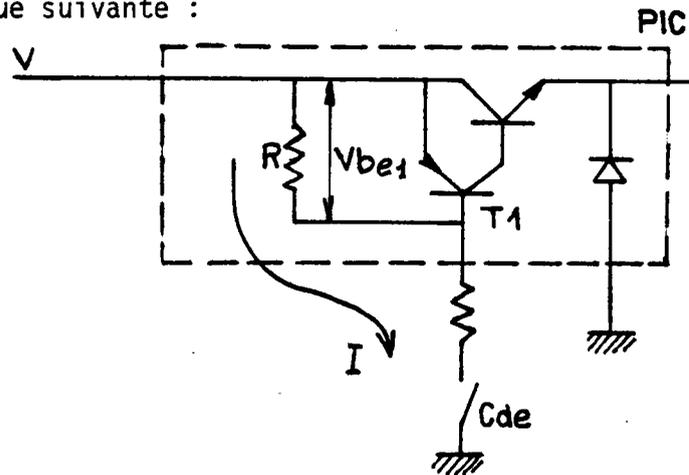
Commutateur :

Le courant nominal à commuter est de 0.8 A. Avec un simple transistor, un courant base de l'ordre de 80 mA serait nécessaire, ce qui est très élevé et entrainerait une diminution sensible du rendement, un montage Darlington est donc préférable malgré une tension de saturation supérieure. On utilise un circuit intégré Unitrode PIC 601, ce circuit incorpore un étage Darlington et la diode de commutation. Ses caractéristiques sont bien adaptées à un fonctionnement à 50 kHz. Le courant maximum admissible est de 5 A, on a donc une bonne marge de sécurité.

Faisons toutefois la remarque suivante :

la résistance R interne au circuit est de l'ordre de 80 Ω pour débloquent le transistor T₁, il faut

$$V_{be1} > 600 \text{ mV}$$



donc il faut un courant I de l'ordre de 10 mA minimum ; dans ce cas, la puissance de commande est assez importante :

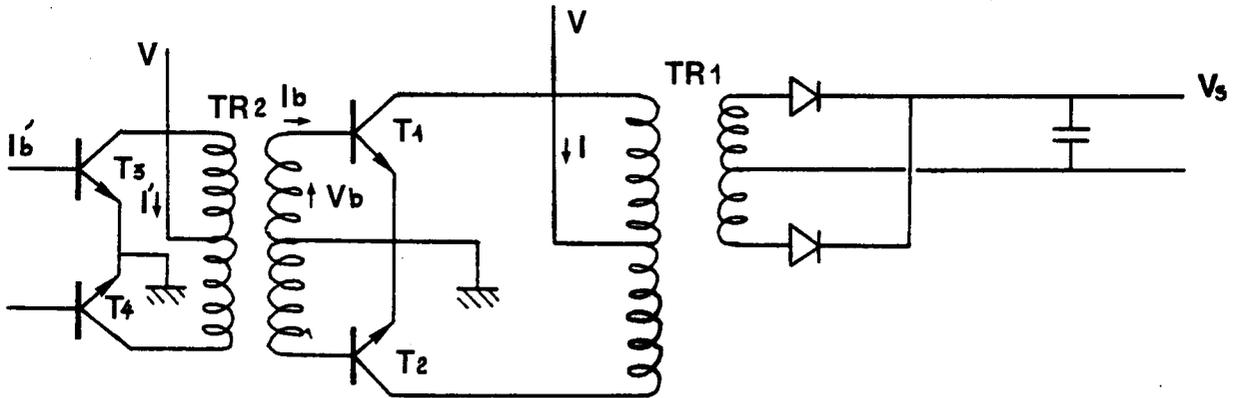
$$P = V \cdot I \cdot \frac{t_{ON}}{t_{ON} \cdot t_{OFF}}$$

$$\approx 200 \text{ mW}$$

Pour commuter un courant de l'ordre de 1 A, 10 mA est une valeur correcte, mais dans le cas d'un convertisseur faible puissance, il serait intéressant d'avoir un courant I plus faible donc il faudrait une résistance R plus grande ce qui imposerait de ne pas utiliser le PIC 601, mais par exemple de prendre un commutateur en composants discrets.

IV.2. Convertisseur Push-Pull

Le principe de fonctionnement d'un tel convertisseur est bien connu.



Avec un courant dans les transistors de puissance T_1 T_2 de 0.8 A il faut un courant base de l'ordre de 80 m A, un étage "Driver" est donc nécessaire.

Il faut ramener sur les bases de T_1 T_2 une tension ≥ 1 V.

Avec $V = 19$ Volts et un rapport de transformation de TR2 égal à 15

$$V_b \sim 1.2 \text{ V}$$

$$I_b \sim 80 \text{ m A}$$

$$I' \sim 5 \text{ m A}$$

$$I'_b \sim 0.5 \text{ m A}$$

cette dernière valeur est suffisamment faible pour qu'on puisse attaquer directement T_3 et T_4 avec un circuit CMOS.

Calcul du transformateur de puissance

On a choisi d'utiliser des tores à ruban de Supermalloy de 1/2 mil d'épaisseur bien adapté à notre application (grande perméabilité, faibles pertes).

La méthode de calcul est décrite dans la Documentation "Magnetics" TWC 300 R "Design Manual Featuring Tape Wound Cores"

$$N \phi_t = \frac{0.5 V}{F \times 10^{-8}}$$

N nombre de spires

ϕ_t flux

V tension (19 Volts au primaire)

F = 50 kHz

donc $N \phi_t = 19\ 000$

Le courant primaire est de 0.8 A, on prendra un fil de 70/100 (AWG 21)

$$W_a \phi_t = \frac{19\ 000 A_w}{k}$$

avec

W_a surface de la fenêtre du tore

A_w section du fil

k coefficient de remplissage du demi primaire
(k = 0.1 est un bon point de départ)

donc

$$W_a \phi_t = 190 \cdot 10^6$$

$$W_a A_c = \frac{W_a \phi_t}{2 B_m}$$

A_c section effective de fer

B_m induction qui sera prise à 4 000 G (bon compromis en ce qui concerne les pertes)

$$W_a A_c \approx 23 \cdot 10^3$$

En ce reportant au tableau 7 du document Magnetics on choisit la taille du tore.

On prend un tore

$$52 \cdot 134 \cdot 1/2 \text{ F}$$

et on vérifie que pour ce tore

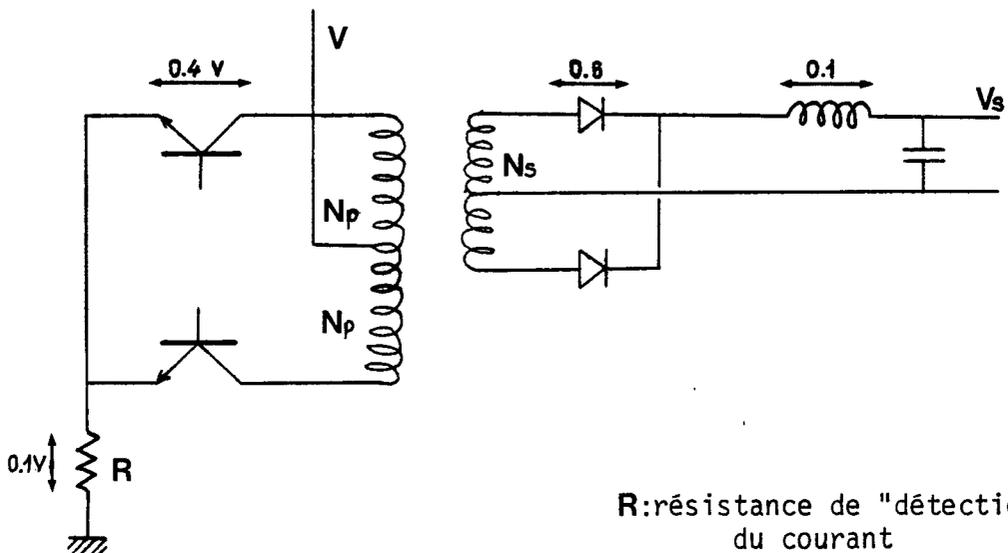
$$W_a A_c \approx 23 \cdot 10^3$$

$$\varnothing_t = 2 B_m A_c$$

et

$$N_p = \frac{V}{2 \varnothing_t F 10^{-8}}$$

$$\approx 47$$



Pour calculer le nombre de spire des enroulements secondaires, il faut tenir compte des chutes de tensions primaire et secondaire dans les diodes, les transistors, R ...

$$N_s \approx N_p \frac{V_s + 0.7}{V - 0.5}$$

d'où par exemple pour la sortie 10 Volts

$$N_s = 47 \frac{10.7}{18.5} \approx 27$$

En règle générale, le calcul ne donne pas un nombre entier de spire pour les enroulements secondaires, on pourra jouer légèrement sur le choix de la tension $V = 19 \text{ V}$ pour s'adapter au mieux ou fonctionner à induction légèrement différente donc modifier N_p .

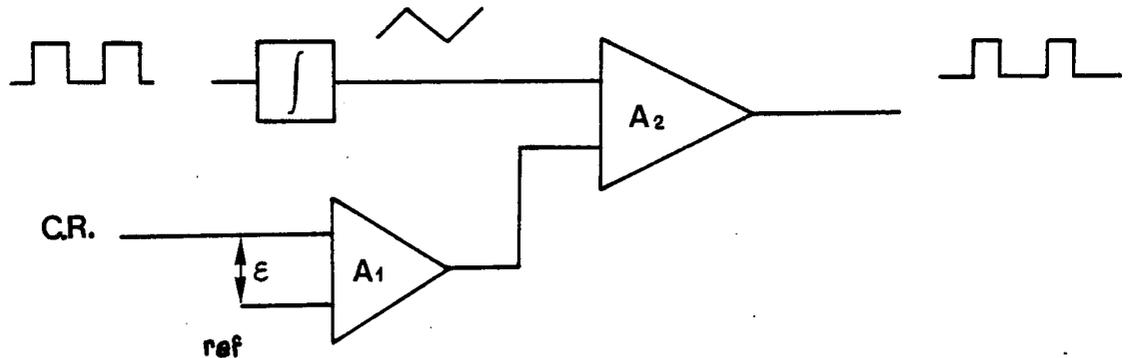
C'est également une raison pour choisir un tore avec une fenêtre assez grande et une section de fer relativement faible de façon à ne pas trouver dans le calcul un nombre de spire très faible.

En fonction des courants secondaires, il faut ensuite déterminer la section des fils utilisés, calculer les résistances, les pertes ohmiques... enfin vérifier que l'on arrive à un coefficient de remplissage correct. On ne fera pas ici ces calculs.

Du fait de la contrainte sur l'isolement électrique entre primaire et secondaire, il faut utiliser un enroulement séparé pour la contre réaction ; par conséquent, on ne compense pas les pertes dans les enroulements secondaires, les diodes et les selfs de filtrage (ce qui peut être important si on a de grande variation de courants secondaires). On aura intérêt à minimiser ces pertes.

IV.3. Système de régulation

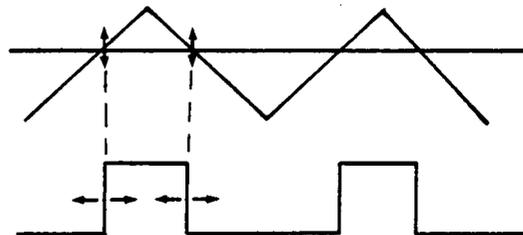
La régulation est obtenue par un système à modulation de largeur.



L'amplificateur A_1 amplifie la tension d'erreur ϵ .

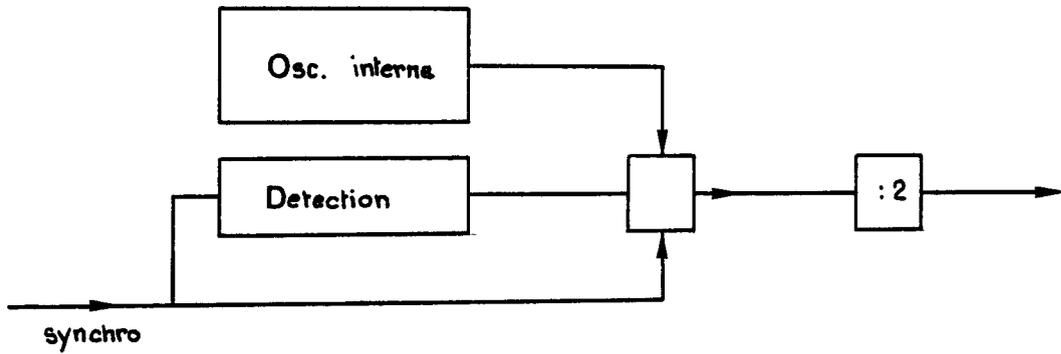
L'amplificateur A_2 compare cette tension d'erreur amplifiée à une dent de scie obtenue par intégration d'un signal carré à 49.371 kHz (signal de synchronisation divisé par 2).

Si la tension d'erreur varie, la largeur du signal de commande de l'alimentation à découpage varie.



IV.4. Synchronisation - Oscillateur interne

A la mise sous tension du convertisseur, le signal n'est pas présent, le convertisseur démarre sur un oscillateur interne. Quand le signal de synchronisation apparaît, un circuit détecte la présence de ce signal et commande le convertisseur sur synchro externe.



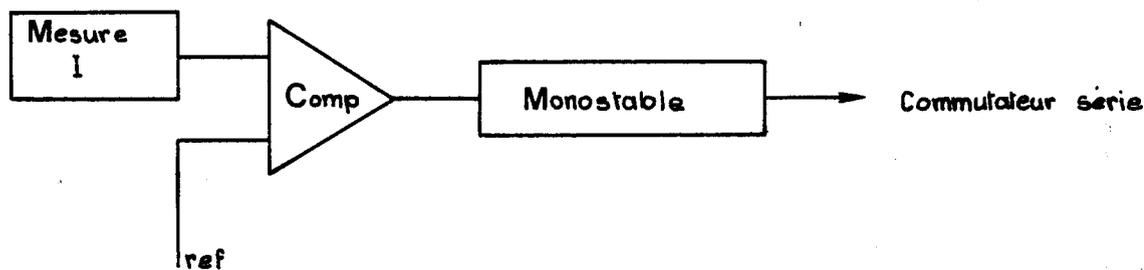
le signal de synchronisation interne ou externe est ensuite divisé par deux.

L'oscillateur interne peut être réalisé très simplement avec des portes logiques CMOS.

Un transformateur est nécessaire pour isoler le signal de synchronisation externe du primaire du convertisseur.

IV.5. Système de sécurité

Le courant au primaire du convertisseur est mesuré : si sa valeur dépasse un certain seuil, le comparateur change d'état et déclenche un monostable qui bloque l'alimentation à découpage. Au bout de la période du monostable, si la surcharge a disparu, le convertisseur redémarre normalement ; sinon, le monostable redéclenche. On a dans ce cas un fonctionnement intermittent tel que les puissances consommées dans les différents éléments, les surintensités... restent inférieures aux maxima autorisés.



V - REALISATION PRATIQUE

Le schéma de principe, les schémas d'implantation, le schéma mécanique sont ci-joints.

On identifiera facilement les différents sous-systèmes :

T₁ T₂ Z₁ Z₂ Z₉ système de synchronisation, oscillateur interne

Z₅ amplificateur d'erreur

Z₃ intégrateur générateur de dent de scie

Z₄ comparateur

Z₆ Z₇ T₈ sécurité

T₉ Z₈ alimentation régulée

Signalons quelques points particuliers :

- Circuits d'entrée

Les diodes D9, D10 permettent l'alimentation du convertisseur par les deux tensions

+ 28 V principal

+ 28 V secours

Le filtre constitué par

L₁ L₂ C₃₄ C₃₅ C₃₆ C₃₇

permet de respecter les normes concernant l'ondulation de courant sur la ligne d'alimentation.

La diode zener D13 écrete les surtensions courtes éventuelles en entrée.

- Protection du commutateur série T

La diode D_6 protège le circuit T de tension inverse éventuelle, en cas de court circuit en entrée par exemple.

- Diodes D_2, D_3, D_4, D_5

Ces diodes montées en inverse sur les bases des transistors T_3, T_5, T_4, T_6 limitent la tension inverse appliquée sur les bases.

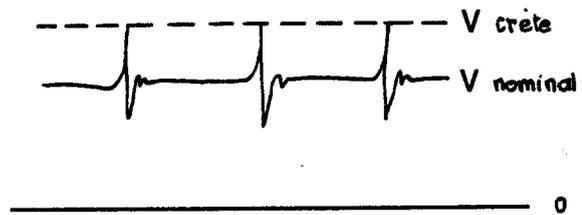
- Diodes zeners D_{32}, D_{33}, D_{34}

Ces diodes limitent la tension maximum appliquée sur les transistors T_3, T_5, T_4, T_6 en cas de suroscillations importantes au niveau de ces transistors.

- Diodes zeners $D_{25} \dots D_{29}$

A vide, les capacités de filtrage se chargent aux valeurs crêtes des pointes de commutation existant sur les tensions redressées.

Les tensions de sorties peuvent alors nettement dépasser les valeurs nominales. Les zeners $D_{25} \dots D_{29}$ (en série avec les résistances de limitation de courant $R_{68} \dots R_{72}$) limitent les tensions de sorties à vide.



- E.M.C.

Différents composants :

- C_{10} C_{11}
- R_{66} C_{50}
- C_{12} ... C_{15}

ont été ajoutés (et déterminés empiriquement) pour diminuer au maximum les suroscillations sur les collecteurs des transistors de puissance, tout en gardant des fronts raides de manière à garder un bon rendement et minimiser l'échauffement des transistors.

VI - RESULTATS

VI.I. Régulation

$$V_s = f(V_e) \quad \text{à} \quad P \text{ max}$$

$\begin{matrix} V_s \text{Volts} \\ V_e \\ \text{Volts} \end{matrix}$	+ 12	- 12	+ 10	+ 5	- 5
24	12,11	-12,13	10,12	4,90	-5,24
28	12,12	-12,15	10,14	4,91	-5,25
34	12,14	-12,17	10,16	4,92	-5,26
$\Delta V/V$ %	$\pm 0,12$	$\pm 0,16$	$\pm 0,2$	$\pm 0,2$	$\pm 0,2$

$$V_s = f(P) \quad \text{avec} \quad V_e = 28 \text{ V}$$

$\begin{matrix} V_s \\ P \end{matrix}$	+ 12	- 12	+ 10	+ 5	- 5
P max	12,12	-12,15	10,14	4,91	-5,25
Pm/4	12,26	-12,29	10,32	5,17	-5,32
0	12,75	-13,86	10,45	5,85	-5,71
$\Delta V/V$ entre Pmax et Pm/4 %	$\pm 0,55$	$\pm 0,55$	$\pm 0,85$	$\pm 2,5$	$\pm 0,65$

Ondulation résiduelle

$$\text{à } F_0 = 49.371 \text{ kHz}$$

$$P = P_{\text{max}}$$

+ 12 V	ondulation \leq 7 mV _{CC}
- 12 V	ondulation \leq 7 mV _{CC}
+ 10 V	ondulation \leq 3 mV _{CC}
+ 5 V	ondulation \leq 4 mV _{CC}
- 5 V	ondulation \leq 2 mV _{CC}

VI.2. Rendement

$$\text{à } P_{\text{max}} \quad \eta = 74 \%$$

$$\text{à } P_{\text{max}}/4 \quad \eta = 64 \%$$

$$\text{pertes à vide} = 1.5 \text{ W}$$

Signalons que l'introduction de diodes en entrée, pour pouvoir être alimenté soit par le 28 V principal soit par le 28 V secours, entraîne une diminution du rendement de 2 à 3 % à P_{max} . Ce système n'était pas prévu en début de projet lors de l'établissement des spécifications.

VI.3. Température

Le convertisseur a été testé entre - 20° et + 50° C.

$$\text{Régulation} \quad P = P_{\text{max}} \quad V_e = 28 \text{ V}$$

θ °C \ V_s	+ 12	- 12	+ 10	+ 5	- 5
- 20	12,13	-12,15	10,15	4,89	-5,19
0	12,13	-12,15	10,16	4,90	-5,21
+ 20	12,12	-12,15	10,14	4,91	-5,21
+ 50	12,10	-12,13	10,15	4,91	-5,22
$\Delta V/V$ %	$\pm 0,12$	$\pm 0,08$	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,3$

Fréquence de synchronisation interne de - 20°C à + 50°C.

$$\frac{\Delta F}{F} = \pm 0,7 \%$$

VI.4. Poids

Le convertisseur occupe un demi-module ARCAD-3. Le poids du module complet, incluant le convertisseur et le fréquencemètre, est de

1265 gr

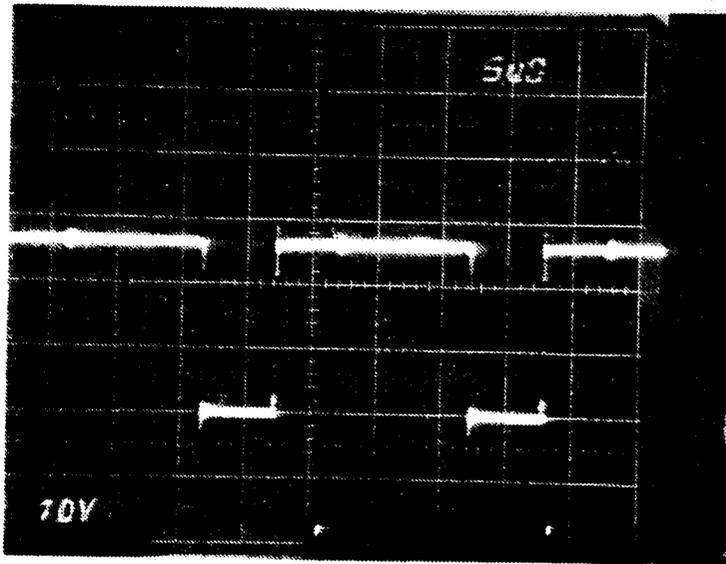
Ce module est l'élément de base d'un des blocs électroniques; il est alourdi par les pieds de fixation, par des renforts mécaniques, et par une épaisseur de fond supérieure aux autres modules. Signalons que le convertisseur destiné à l'expérience du C.E.S.R. ne pèse que 495 gr (sans "coating") pour une puissance délivrée de 15 W.

VI.5 Forme des signaux - Photos

Les photos ci-dessous montrent la forme des signaux relevés en trois points caractéristiques.

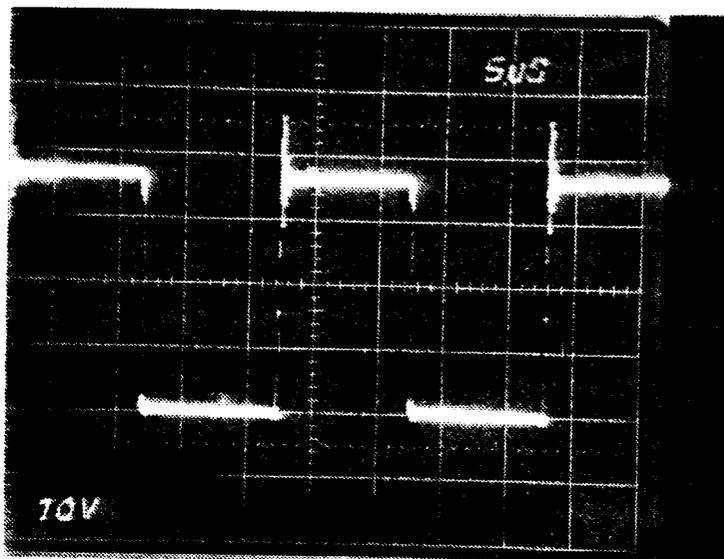
- alimentation à découpage

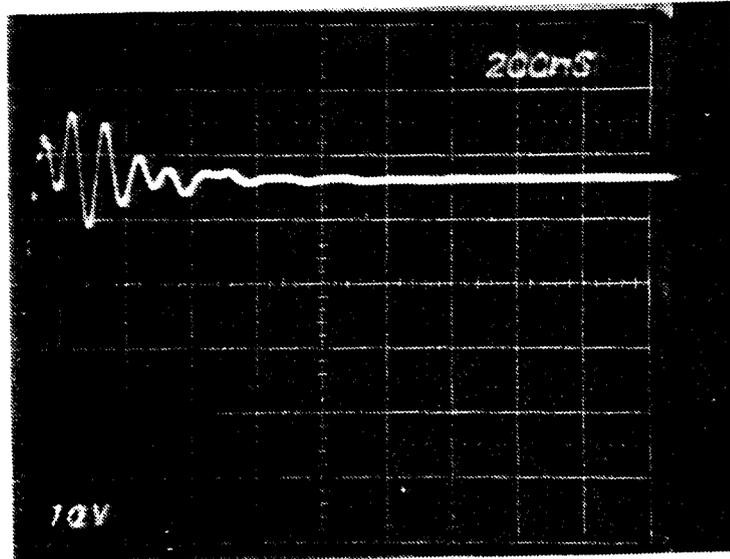
broche 1 du circuit PIC 601



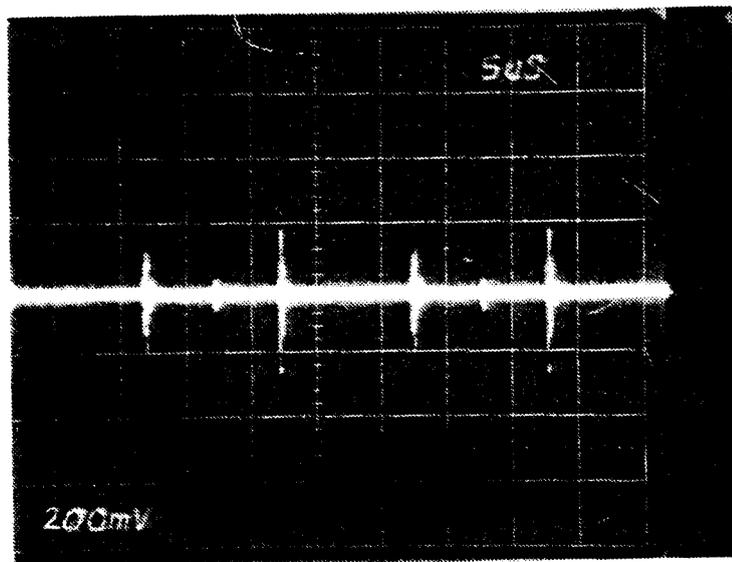
- convertisseur Push-Pull

collecteur d'un transistor de puissance





- Tension de sortie + 12 V



VII - PROBLEMES RENCONTRES - AMELIORATIONS POSSIBLES - CONVERTISSEUR PICPAB

VII.1. Problèmes rencontrés

Ci-dessous sont listés brièvement les principaux problèmes rencontrés lors de la mise au point ainsi que quelques réflexions.

a) Stabilité de la boucle

De nombreuses constantes de temps sont à prendre en compte dans l'étude de la stabilité du système, ce qui complique fortement l'étude théorique et a nécessité une mise au point assez longue.

Un point en particulier est à signaler : le système de synchronisation est lui-même un système bouclé puisque la synchre externe n'est appliquée que si le convertisseur délivre ses tensions de sortie. En cas de court circuit, on peut avoir un système qui "oscille" si les différentes constantes de temps du système de sécurité et du système de synchronisation interne/externe ne sont pas correctement choisies.

b) Système de sécurité

Ce système nécessite un réglage très précis des tensions à l'entrée de Z_6 et donc également un réglage très précis et stable de la tension régulée 12 V.

D'autre part, dans le monostable, si on désire avoir une durée de blocage longue, ce qui est souhaitable, la constante de temps doit être longue et la pente du signal à l'entrée de la 2e porte du circuit Z_7 est faible. Dans ce cas, pendant un certain temps, les deux transistors MOS de la porte peuvent être conducteurs, ce qui entraîne un extra courant tiré sur l'alimentation régulée 12 V qu'il faut donc dimensionner en conséquence. Ce qui nous pénalise en ce qui concerne le rendement, la puissance dissipée dans le transistor T_9 ... (Rappelons que le 12 V doit être très stable, une chute de 12 V en cas de court circuit peut entraîner le non redémarrage du convertisseur).

On a donc pris une durée de bloquage assez faible (~ 50 ms) ; il aurait été préférable d'utiliser par exemple, pour Z_7 , un circuit CD 4093 (portes 2 entrées trigger de schmitt).

c) Démarrage sur charges capacitives

Sur charges capacitives importantes, le courant d'appel peut être très élevé et le système de sécurité se déclenche. Il faut donc dimensionner ce système en conséquence : seuil, constante de temps d'intégration du courant de court-circuit.

L'introduction d'un système de montée en tension programmée serait intéressante.

d) Fréquence de commutation

Le choix de la fréquence de commutation résulte d'un compromis entre la propriété électromagnétique de l'expérience et les performances du convertisseur.

Une fréquence élevée permet une diminution des dimensions des transformateurs et selfs, donc également une diminution des pertes ohmiques dans les bobinages. Par contre, les pertes dues aux temps de commutation des transistors augmentent ainsi que les pertes "fer" dans le transformateur.

Avec le système actuel, les transistors utilisés et le type de matériau magnétique du transformateur, le meilleur compromis rendement/volume semble être entre 30 et 40 kHz, à 50 kHz, nous avons perdu 1 à 2 % sur le rendement.

Nous verrons plus loin qu'il sera possible de monter assez nettement en fréquence en utilisant comme élément de commutation des transistors VMOS. Au-dessus de quelques dizaines de kHz, l'utilisation pour le transformateur de tore de ferrite devient préférable pour minimiser les pertes.

e) Effet de peau

A 50 kHz, la profondeur de pénétration dans le cuivre est

$$\delta \approx 0.3 \text{ mm}$$

or au primaire du transformateur, on utilise du fil de 70/100. L'augmentation de résistance du fil par effet de peau commence à se faire sentir.

Pour une fréquence de commutation plus élevée, et/ou une puissance plus élevée il pourrait être préférable, pour une même section de fil, d'utiliser 2 (ou plus) fils de section plus faible, mais attention le coefficient de foisonnement est alors plus important.

f) Propreté électromagnétique.

Les essais avec l'expérience complète ont montré que le convertisseur perturbait l'expérience.

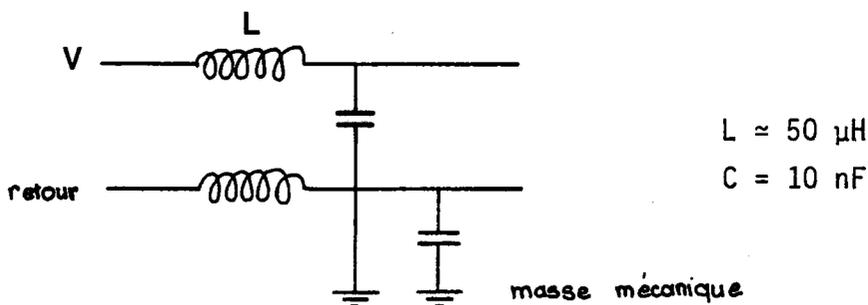
Le spectre du bruit sur les tensions de sortie s'étend très loin en fréquence, jusqu'à plusieurs dizaines de MHz. Certaines actions limitées, telles que

- réseau RC entre les collecteurs
- optimisation de l'attaque des transistors de puissance
- blindage de la self de commutation

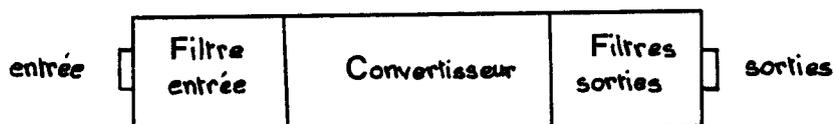
.....

n'ont pas apporté d'améliorations significatives.

D'après les essais qui ont pu être effectués (y compris sur une maquette d'un nouveau type de convertisseur décrit plus loin), il est apparu nécessaire de rajouter sur l'entrée et sur chaque sortie des filtres du type suivant



Il est également important que ces filtres soient placés dans des compartiments blindés, isolés du convertisseur proprement dit



Vu la place disponible dans le module convertisseur ARCAD, ceci était impossible dans notre cas.

Un blindage de la self de commutation et des transformateurs permet également de diminuer le bruit; ces blindages doivent être ramenés à la masse mécanique.

Enfin, un amortissement important des fronts de commutation des transistors du convertisseur Push-Pull est également favorable, mais au détriment du rendement (et des courants de "cross -conduction") : les performances données précédemment sont celles mesurées avant ces modifications.

Signalons toutefois que dans la maquette décrite plus loin, il semble (les essais ne sont pas terminés) que l'on obtienne de bons résultats avec des fronts très raides, un ajustement du "temps mort", et l'utilisation de filtre de traversée ERIE pour les sorties. La self primaire du transformateur bobiné sur tore de ferrite est plus élevée que dans le cas d'ARCAD-3; ce dernier point, qui mériterait d'être approfondi, paraît avoir un effet favorable.

En conclusion, pour des projets ultérieurs, le point fondamental est de prévoir un volume important pour filtrages et blindages divers.

NB L'expérience ISOPROBE est une expérience de mesure de champ dans la gamme 100 kHz - 10 MHz. C'est une expérience très susceptible aux bruits électromagnétiques générés, en particulier, par les convertisseurs (y compris ceux des autres expériences). Mais signalons ici que l'expérience DVCTION du L.G.E. et l'expérience du C.E.S.R. ne sont pas perturbées par les convertisseurs.

VII.2. Améliorations possibles - Convertisseur PICPAB

a) Circuits intégrés

Récemment sont apparus sur le marché de nombreux circuits intégrant dans un même boîtier toutes les fonctions nécessaires à la réalisation d'une alimentation à découpage ou au pilotage d'un convertisseur.

En particulier nous avons testé le circuit SG 1524 (Silicon General, Texas). On y trouve un amplificateur d'erreur, un oscillateur programmable, une alimentation de référence, un étage de sortie et un circuit de contrôle du courant. Le principe de fonctionnement est identique à celui décrit précédemment, la régulation est obtenue par la modulation en largeur du signal de commande, cette modulation étant obtenue par comparaison entre la tension d'erreur et une dent de scie. Ce circuit permet donc une simplification du convertisseur et un gain en volume. Nous verrons plus loin son utilisation dans un convertisseur destiné à l'expérience PICPAB.

Notons simplement que pour pouvoir synchroniser extérieurement ce circuit, il faut nécessairement que la fréquence extérieure de synchronisation soit supérieure à la fréquence propre d'oscillation du circuit, ce qui peut nécessiter une différence assez importante ($\geq 10\%$) entre les fréquences de commutation en fonctionnement "interne" et "externe". Il faut tenir compte de la stabilité dans le temps, en fonction de la température.....de la fréquence propre du circuit.

Couplé avec des transistors VMOS comme dans le convertisseur PICPAB, on notera également que le système de sécurité intégré dans ce circuit n'est pas utilisable.

b) Transistors VMOS

Ces nouveaux composants (réf. 5) ont des caractéristiques de sortie assez similaires à celles des MOSFET's conventionnels, mais avec des courants "drain" admissibles beaucoup plus élevés, des résistances "ON" très faibles.. Utilisés en commutation, ces éléments

présentent des avantages importants par rapport aux transistors bipolaires. Citons :

- une très haute impédance d'entrée, donc la possibilité de commander ces transistors avec une très faible puissance, une porte CMOS par exemple sera suffisante; cette possibilité rend très facile la création de "temps morts" pour éviter la "cross-conduction" dans les transistors du convertisseur "Push-Pull",

- des temps de commutation très faibles, donc la possibilité de fonctionner à plus haute fréquence,

- une résistance "ON" très faible entraînant une faible dissipation.

Par exemple le VMOS Siliconix VN64GA a une résistance ON typique de 0.3Ω , un courant admissible de 12.5 A, des temps de montée et descente de 45 ns. Par contre, un transistor VMOS comme le VN64GA a une grande capacité d'entrée, environ 700 pF, donc si on veut profiter des temps de commutation intrinsèquement faibles, il faut attaquer le VMOS sous faible impédance pour permettre à cette capacité de se charger et se décharger rapidement; une solution consiste à prendre plusieurs portes CMOS en parallèle.

Signalons enfin que plus récemment sont apparus des transistors HEXFET (International Rectifier) présentant des caractéristiques similaires, avec cependant un avantage, actuellement, sur la tension Drain-Source maximum (100 V) et sur la résistance ON (0.2Ω).

c) Convertisseur PIC.PAB

Une nouvelle maquette de convertisseur incorporant un circuit SG1524 et des transistors VMOS a été construite. Cette maquette a permis de tester la validité du système et de figer le schéma des convertisseurs destinés à l'expérience Pic.Pab.

La puissance de sortie est d'environ 20 W, les fréquences de commutation sont de 150 kHz pour le commutateur série, de 75 kHz pour le convertisseur Push-Pull.

On retrouve sur le schéma ci-joint les éléments suivants :

- T₁ VMOS VN64GA

Ce transistor est attaqué par un montage "bootstrap" formé par D₁, R₁, R₂, C₅; ce système permet de fournir à la "gate" du VMOS un signal V_{entrée} + ~ 12 Volts; dans ce cas

$$V_s = V_{ent.}$$

$$V_{GS} \sim 12 \text{ Volts}$$

et le VMOS est "ON". R₁ et R₂ doivent être suffisamment faibles pour obtenir un temps de montée court, donc une puissance non négligeable est consommée. Ce point serait à améliorer.

- T₄, T₅ transistors HEXFET IRF130

- Z₁ régulateur 12 Volts

- Z₆ circuit intégré SG1524

- Z₄ division par 2 du signal issu de l'oscillateur du SG 1524

- Z₃, Z₅ obtention du temps mort

- Z₂ protection court-circuit

- Z₁₀, Z₁₁, Z₁₂ régulations secondaires sur certaines tensions de sortie

- TR1A Transformateur

Sur la maquette préliminaire, nous avons utilisé un tore de ferrite, pour PICPAB nous avons, pour des raisons de disponibilité, utilisé comme pour ARCAD des tores de supermalloy.

Nous ne donnerons pas ici de résultats précis sur ce convertisseur, qui n'a pas été à ce jour complètement testé; mais les premiers résultats obtenus sur la maquette sont bons.

C O N C L U S I O N

Les résultats obtenus sur ARCAD-3 sont satisfaisants, sauf en ce qui concerne la propreté électromagnétique qui était une spécification en partie contradictoire avec le rendement demandé et le volume alloué.

Les modifications apportées pour PICPAB semblent prometteuses et par ailleurs simplifient notablement les circuits. Signalons enfin qu'il serait très facile, simplement en ayant un transformateur propement dimensionné, de réaliser un convertisseur de puissance bien supérieure (une cinquantaine de watts semble tout à fait réalisable).

RÉFÉRENCES

- (1) "Switching and linear power supply, power convecter design"
Abraham I. Pressman
Hayden Book Compagny INC,
Rocheille Park New Jersey

- (2) "Switching regulator design guide"
Publ. N° U 68 Unitrode

- (3) "Les régulateurs de tension"
Manuel d'application C.I.L.
Sescosem Tome 2

- (4) Documentations "Magnetics"
TWC - 300 R : "Design Manual
Featuring : Tape wound
Cores
MPP - 3035 : "Molypermalloy
Powder cores

- (5) Note d'application Siliconix
AN 76-3 : "VMOS - Un nouveau concept dans le
domaine de la puissance".

- (6) "Spacecraft Power Conditioning"
Textes de séminaires organisés par l'ASE

ESRO SP 84 Juillet 1972
ESRO SP 103 Septembre 1974
ESA SP 126 Septembre 1977

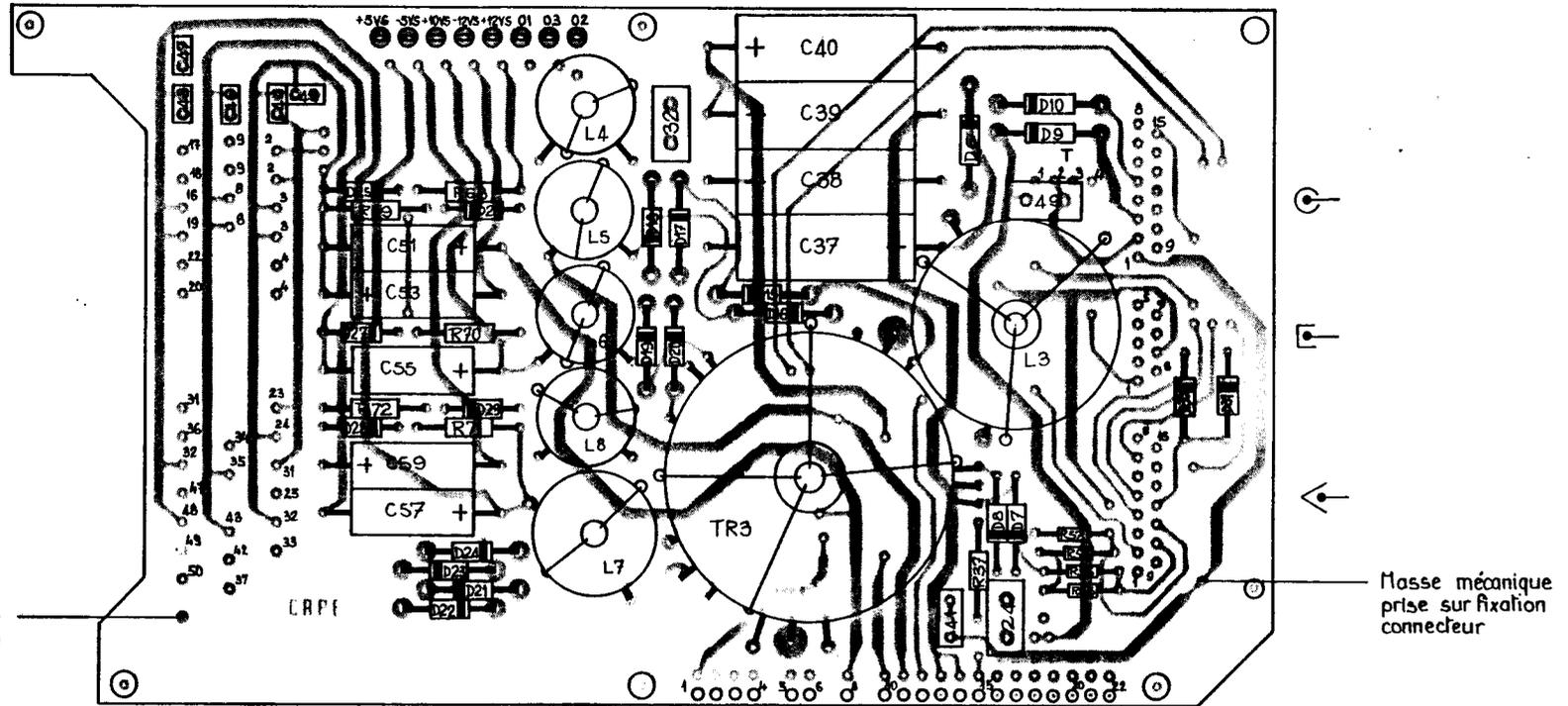


Figure 2

		5 4 3 2 1			
Approuvé par: Ed. Date		Objet des modifications successives			
1		Usage		Nombre Ech 2/1	
Tolérances		Métrique		Dessé SETHIE	
CONVERTISSEUR CRPE					
CARTE_1					
Utilisation					
PTT				cnet	
Département				RPE/ETE	

CRPE
*Centre de Recherches
en Physique de l'Environnement
terrestre et planétaire*

*Avenue de la Recherche scientifique
45045 ORLEANS CEDEX*

Département PCE
*Physique et Chimie
de l'Environnement*

*Avenue de la Recherche scientifique
45045 ORLEANS CEDEX*

Département ETE
*Etudes par Télédétection
de l'Environnement*

*CNET - 38-40 rue du général Leclerc
92131 ISSY-LES-MOULINEAUX*