



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT: ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UN
AMPLIFICATEUR LINEAIRE
DE PUISSANCE CLASSE D

Proposé par :
F. CHIGARA

Etudié par :
S.DJEZZAR
T.FOUGHALI-ATTI

Dirigé par :
F.CHIGARA

PROMOTION : JUIN 1985

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
RÉPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم والبحث العلمي
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

ETUDE ET REALISATION D'UN
AMPLIFICATEUR LINEAIRE
DE PUISSANCE CLASSE D

Proposé par :
F. CHIGARA

Etudié par :
S. DJEZZAR
T. FOUGHALI-ATTI

Dirigé par :
F. CHIGARA

PROMOTION : JUIN 1985

DEDICACES

- A MES PARENTS
- A TOUTE MA FAMILLE
- A TOUTES MES AMIES
- A TOUS MES AMIS

S.DJEZZAR

- يا هدااء -

هذه خلاصة عمل بذلت فيه جهداً لا أجد له
أجرًا سوى رضا كل من أحبوا وأحبني وإخوتي عبدالرحمن
ومحمد الصالح عليّ فإليهم أهديه -

النّهامي -

R E M E R C I E M E N T S

Nous tenons à exprimer nos plus vifs remerciements à notre promoteur Monsieur F. CHIGARA qui n'a ménagé ni ses efforts, ni son temps, pour nous aider et grâce à qui ce travail s'est réalisé dans de bonnes conditions.

Notre gratitude va aussi à Monsieur Souilamas A. pour son aide considérable.

Que tous les professeurs qui ont contribué à notre formation trouvent ici l'expression de notre profonde gratitude.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION

CHAPITRE 1

ANALYSE SPECTRALE DES SIGNAUX	1
-------------------------------	---

CHAPITRE 2

CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE CLASSE D	7
2.1. MODULATEUR A LARGEUR D'IMPULSION (PWM)	7
2.2. CIRCUIT CORRECTEUR ET CIRCUIT DE PROTECTION CONTRE LES SURINTENSITES	15
2.3. CIRCUITS DE PUISSANCE	21
2.4. LES ALIMENTATIONS	29
2.5. CONSIDERATIONS SUR LE RENDEMENT	35

CHAPITRE 3

REALISATIONS PRATIQUES	42
------------------------	----

CHAPITRE 4

MESURES ET TESTS	47
------------------	----

CHAPITRE 5

FILTRE DE SORTIE	57
------------------	----

CONCLUSION

69

ANNEXES

BIBLIOGRAPHIE

TABLE DES FIGURES

FIGURES	PAGES
1.1. PRINCIPALES COMPOSANTES DU SPECTRE DE FREQUENCE	2
1.2. SIGNAL PWM POUR DEUX VALEURS DIFFERANTES DE L'INDICE DE MODULATION M	4
1.3. SPECTRE D'AMPLITUDE COMPLET D'UN SIGNAL PWM FAISANT APPARAITRE DES COMPOSANTES DE BESSEL	5
2.1. TYPE DE MODULATEUR PWM A COMPAREUR POUR AMPLIFICATEUR CLASSE D.	9
2.2. AMPLIFICATEUR CLASSE D A MODULATEUR PWM A L'INTEGRATEUR MILLER	10
2.3. SYNOPTIQUE DU MODULATEUR UTILISE	14
2.4. EFFETS DE L'UNITE DE RETARD	18
2.5. UNITE DE RETARD ET COMMUTATEUR DE SURINTENSITE	19
2.6. CIRCUIT DE PROTECTION CONTRE LES SURINTENSITES	20
2.7. SYNOPTIQUE DE L'ETAGE DE PUISSANCE	24
2.8. CIRCUIT DE COMMANDE DE BASE POUR LE TRANSISTOR NPN DE SORTIE	24
2.9. SCHEMA DE L'ETAGE DE SORTIE DE COMMUTATION	27
2.10. SCHEMA COMPLET DES CIRCUITS DES ETAGES DE COMMANDE ET DE COMMUTATION DE PUISSANCE	28
2.11. SCHEMA DE L'ALIMENTATION DE PUISSANCE MOYENNE	31
2.12. REGULATEUR DE TENSION DE ± 50 V (ALIMENTATION DE FORTE PUISSANCE)	32
2.13. SCHEMA DE PRINCIPE DE L'ALIMENTATION DE FORTE PUISSANCE DESTINEE AUX ETAGES DE COMMANDE ET DE SORTIE	33
2.15. CIRCUIT REGULATEUR ± 5 V	34

3.1.	SCHEMA-BLOC DE L'AMPLIFICATEUR PWM REALISE	44
3.2.	SCHEMA DU MODULATEUR PWM REALISE	45
3.3.	SCHEMAS COMPLETS DE L'ETAGE DE COMMANDE ET DU CIRCUIT DE COMMUTATION DE PUISSANCE REALISE	46
4.1.	SIGNAUX A L'ENTREE DU COMPAREUR	48
4.2.	SIGNAL A LA SORTIE DU MODULATEUR A LARGEUR D'IMPULSION	48
4.3.	SIGNAUX A LA SORTIE DE L'UNITE DE RETARD	49
4.4a.	TENSION AU COLLECTEUR DU TRANSISTOR Q_2 (DE PUISSANCE) SANS CAPACITE DE DECOUPLAGE	51
4.4b.	TENSION AU COLLECTEUR DU TRANSISTOR Q_2 AVEC CAPACITE DE DECOUPLAGE	51
4.5a.	FORME DU COURANT A L'ENTREE DE L'ETAGE DE COMMANDE	53
4.5b.	FORME DU COURANT A LA BASE DU TRANSISTOR DE SORTIE Q_2	53
4.6.	TENSION AU COLLECTEUR DU TRANSISTOR DE SORTIE Q_2 ET TENSION DE BASE DU MEME TRANSISTOR	54
4.7.	TENSION AU COLLECTEUR ET A LA BASE DU TRANSIS- TOR DE SORTIE Q_2 (MINIMUM RAPPORT CYCLIQUE)	54
4.8a.	RETARD ENTRE LA TENSION D'ENTREE DE L'ETAGE DE COMMANDE ET CELLE AU COLLECTEUR DU TRANSISTOR DE SORTIE	56
4.8b.	RETARD ENTRE LA TENSION D'ENTREE ET CELLE DE SORTIE DU TRANSISTOR DE SORTIE Q_2 .	56

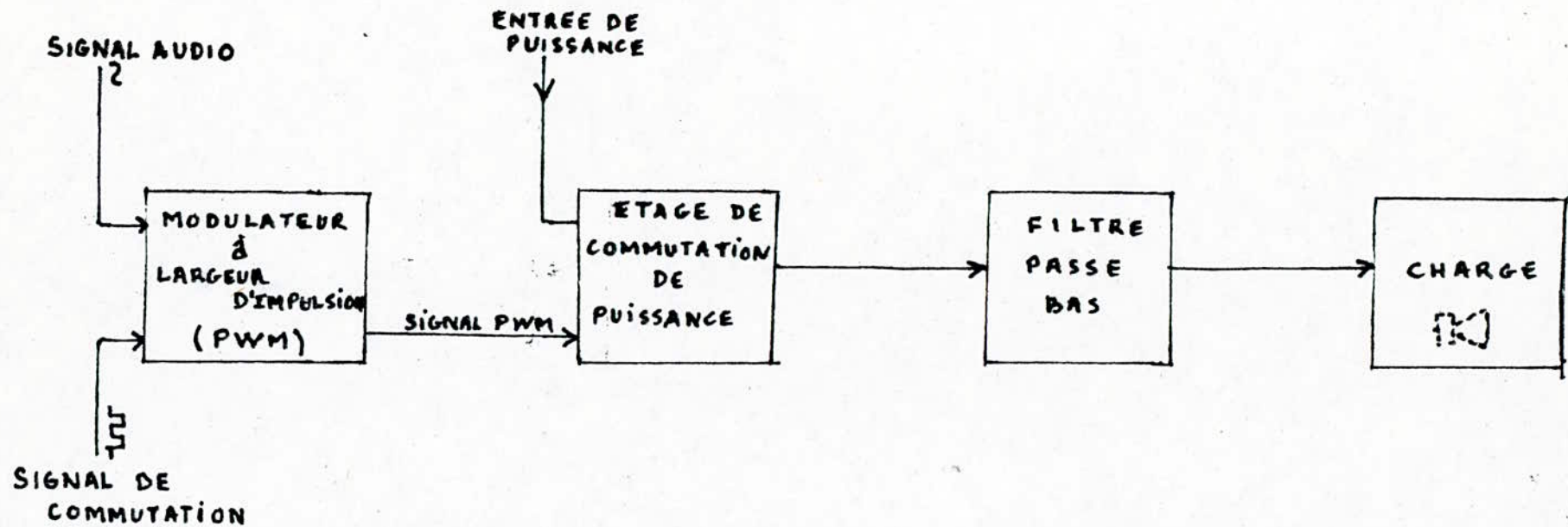


Fig. A.1 : Synoptique du plus simple type d'amplificateur à commutation (classe D)

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

Les amplificateurs sont principalement décrits par leurs modes de fonctionnement qui se définit à partir de la position du point de repos et de l'étendue de la région de la caractéristique utilisées. En conséquence, on trouve donc diverses catégories d'amplificateurs qui, selon leur mode de fonctionnement, s'ordonnent en plusieurs classes. On distingue: La classe A, la classe B, la classe C et la classe D.

L'amplificateur classe A est un amplificateur dans lequel le point de fonctionnement et le signal d'entrée sont choisis tels que le courant dans le circuit de sortie (dans le collecteur ou drain) soit toujours présent. Les amplis classe A fonctionnent essentiellement sur la partie linéaire de leur caractéristique. L'ampli classe A n'est généralement pas utilisé dans des applications audio de puissance, une des raisons étant son faible rendement qui ne peut excéder les 30% dans le meilleur des cas.

La classe B d'amplification fait intervenir un point de fonctionnement qui se situe aux points extrêmes de la caractéristique tel que la puissance absorbée au repos soit très faible. L'amplification, dans ce cas, ne se fait que pour une alternance (positive ou négative) du signal d'entrée. Les résultats obtenus font apparaître un meilleur rendement qu'en classe A.

La classe C d'amplificateur est une classe où le point de repos est choisi de façon que le courant de sortie (ou la tension) soit nulle pendant plus d'une alternance (positive ou négative) du signal d'entrée. Il est possible, dans cette classe, d'obtenir des puissances de sortie relativement grandes ainsi que des rendements élevés. Mais la distorsion du signal y est tellement grande que cela interdit l'utilisation d'amplificateurs classe C pour la reproduction de haute fidélité.

La classe d'amplification D qui sera étudiée dans ce projet a été, à l'origine, suggérée par BAXANDALL (1959). Peu de temps après, un petit nombre d'auteurs sont revenus stimuler l'intérêt de ce sujet (D.R Birt 1963, Turnbull and Tounsed 1965). De la même manière que la classe B, la classe D utilise deux transistors de sortie. Mais, au lieu de permettre à chaque transistor d'amplifier une alternance du signal comme en classe B, la classe D utilise des circuits générateurs d'impulsions hautes fréquences. Ce signal rapide fait commuter les transistors de sortie qui seront, à un instant donné, dans des états antagonistes, c'est-à-dire que, lorsque l'un sera bloqué, l'autre sera saturé, ou réciproquement. La sortie audio est produite en faisant varier la largeur des impulsions de manière à ce que la valeur moyenne du signal de sortie varie proportionnellement avec l'amplitude du signal audio d'entrée, d'où le terme de modulation à largeur d'impulsion. Les hauts parleurs répondant à la valeur moyenne seulement et en introduisant donc un filtre pour éliminer les HF parasites amenés par les impulsions, il sera donc possible d'obtenir sur un haut parleur une version amplifiée de l'information audio d'entrée.

Les avantages de ce genre de système où la puissance est contrôlée par deux états de commutation sont que ces systèmes sont connus depuis très longtemps. Ils sont par conséquent très maîtrisés pour des applications industrielles. Cependant, ce n'est que très récemment que de sérieuses considérations ont été données sur la possibilité d'une amplification de puissance (audio) utilisant cette technique.

Le principal problème est la difficulté d'obtention d'éléments convenables de commutation capables de fonctionner à une fréquence suffisamment grande.

Le plus grand avantage que possèdent les systèmes de ce type, c'est la possibilité de contrôle de grandes puissances par des éléments commutateurs sans qu'eux-mêmes dissipent des puissances importantes. Le rendement en puissance des systèmes amplificateurs se trouve ainsi accru par comparaison avec les systèmes d'amplification de puissance conventionnels à contrôle continu.

Ce type de systèmes possède en outre d'autres avantages très caractéristiques tels que la grande compacité ou le faible encombrement. Ces caractéristiques proviennent essentiellement du fait que ces systèmes ne nécessitent pas de surfaces radiatrices de grandes dimensions au niveau des transistors de sortie (la puissance dissipée à leur niveau étant faible).

La figure 0.1 donne le schéma bloc du plus simple type d'amplificateur audio à commutation. Les chapitres suivants essaieront d'analyser ce schéma bloc en détail et une circuiterie prototype y sera décrite.

C H A P I T R E 1

ANALYSE SPECTRALE DES SIGNAUX

La première démarche à effectuer dans la conception d'un amplificateur à modulation par largeur d'impulsion (PWM) est de sélectionner la fréquence du signal carré. Ce signal doit être capable de porter la largeur de bande de l'information Audio (BF) d'une façon satisfaisante.

Ce chapitre donne brièvement une description du spectre amplitude-fréquence du signal PWM. Sur ce spectre, on remarque les causes de distorsions harmoniques non désirées. On peut en déduire des suggestions sur le choix de la fréquence porteuse en fonction de la largeur de bande utile (c'est-à-dire celle du signal Audio informationnel).

La théorie de la modulation par largeur d'impulsion (PWM) est bien développée (Black 1953, Clarke and Hess). Il est seulement nécessaire de dire que pour le type de modulateur qui a été développé ici, l'analyse spectrale théorique du signal PWM fait apparaître la fréquence modulante (audio), plusieurs autres fréquences modulantes ainsi que des harmoniques de la fréquence de commutation (fig. 1.1.). On peut aussi remarquer des composantes additionnelles données par les composantes de Bessel. Ces composantes additionnelles sont différentes des composantes harmoniques des fréquences audio et de commutation. En outre, celles-ci s'annulent chaque fois qu'une des fréquences audio coïncide exactement avec la fréquence des impulsions de commutation.

Lorsque ces fréquences ne coïncident pas exactement, l'amplitude de la composante de battement dépend de la profondeur de modulation. La profondeur de modulation est exprimée par l'index de modulation (M), qui, dans ce contexte, est défini comme la valeur

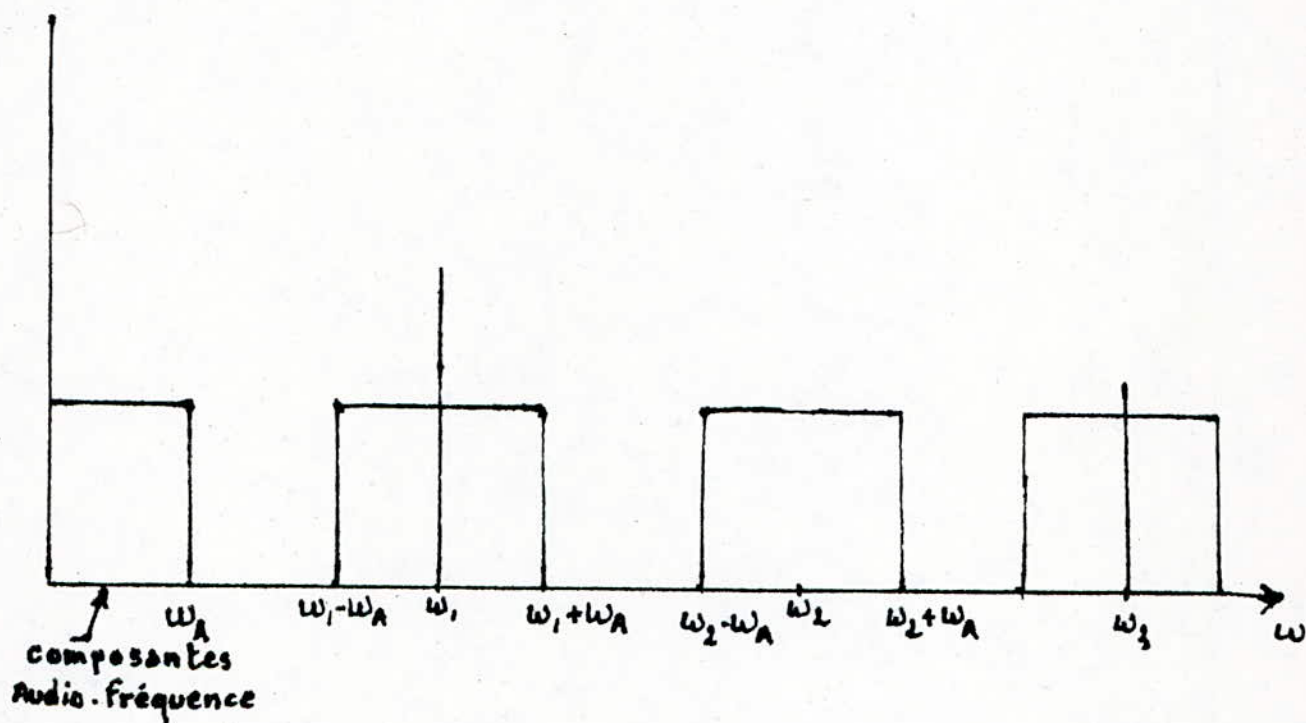


FIGURE 1.1 Principales composantes du spectre en fréquence (en excluant les composantes de Bessel) du signal carré modulé en largeur par un signal audio fréquence (ω_1 est la fréquence de l'impulsion de répétition), ω_A est la fréquence maximale modulante et $\omega_2 = 2\omega_1$, $\omega_3 = 3\omega_1$, etc...

en pourcent du rapport cyclique du signal PWM(fig.1.2)

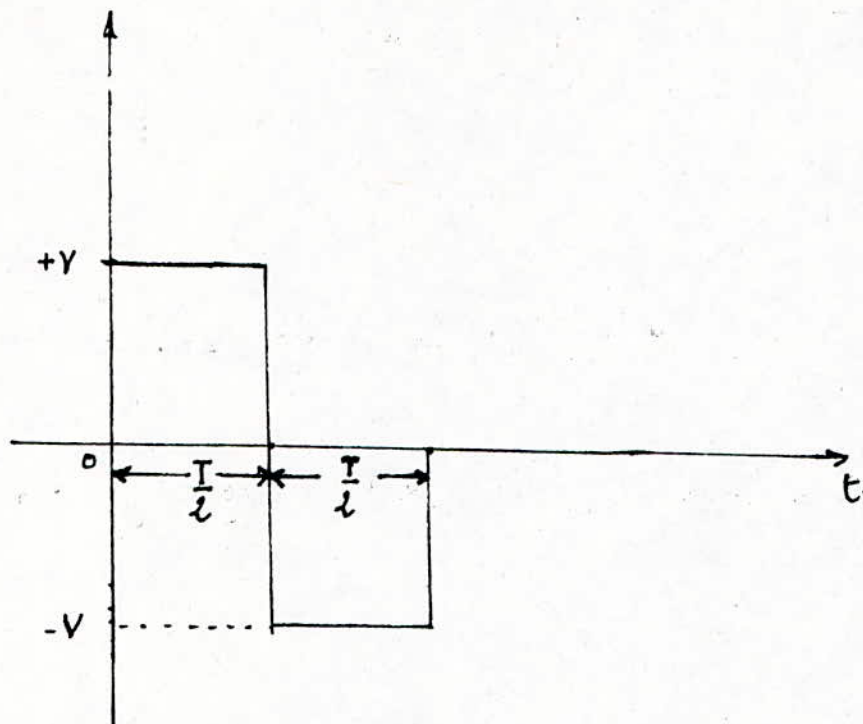
Le spectre de fréquence du signal comprenant les composantes de Bessel additionnelles est donné en figure 1.3(plusieurs harmoniques de la fréquence de commutation ont été omises pour la commodité du schéma). Comme le montre la figure 1.3, les fréquences de la bande inférieure qui sont la cause de distorsions sont $(\omega_1 - 2\omega_A)$, $(\omega_1 - 3\omega_A)$, $(\omega_1 - 4\omega_A)$, etc... où ω_1 est la fréquence porteuse et ω_A la fréquence audio. Les composantes les plus significatives sont généralement les deux premières, c'est-à-dire celles à $(\omega_1 - 2\omega_A)$ et à $(\omega_1 - 3\omega_A)$. Les amplitudes de ces composantes décroissent graduellement jusqu'à atteindre des niveaux négligeables en même temps que le coefficient de ω_A .

Le tableau suivant illustre les variations de niveaux des raies à $(\omega_1 - 2\omega_A)$ et $(\omega_1 - 3\omega_A)$ en fonction de l'index de modulation.

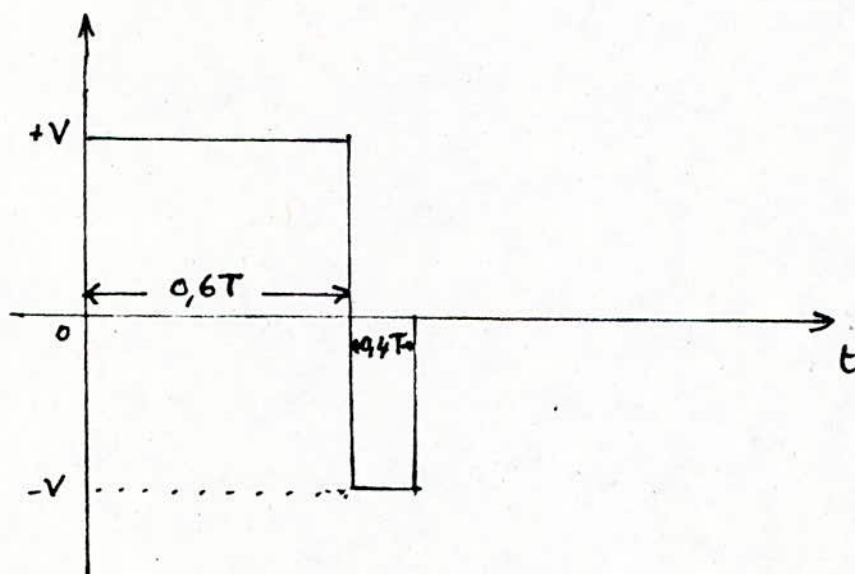
M%	Composantes	
	$\omega_1 - 2\omega_A$	$\omega_1 - 3\omega_A$
5	- 28 dB	- 60 dB
10	-22 dB	-48 dB
20	-16 dB	-36 dB

Il apparaît que l'index de modulation doit être petit afin de prévenir une distorsion du message(signal modulant).

De plus, si la modulation n'est pas linéaire, ou si il y a changement d'amplitude de l'impulsion modulée en largeur, il peut y avoir création d'harmonique de la fréquence modulante pouvant engendrer une distorsion harmonique.



a) Signal PWM non modulé (Valeur moyenne nulle)
 $M = 0\%$



b) Signal PWM modulé : $M = 10\%$

Fig 1.2 : Signal PWM pour 2 valeurs différentes de l'indice de modulation. M

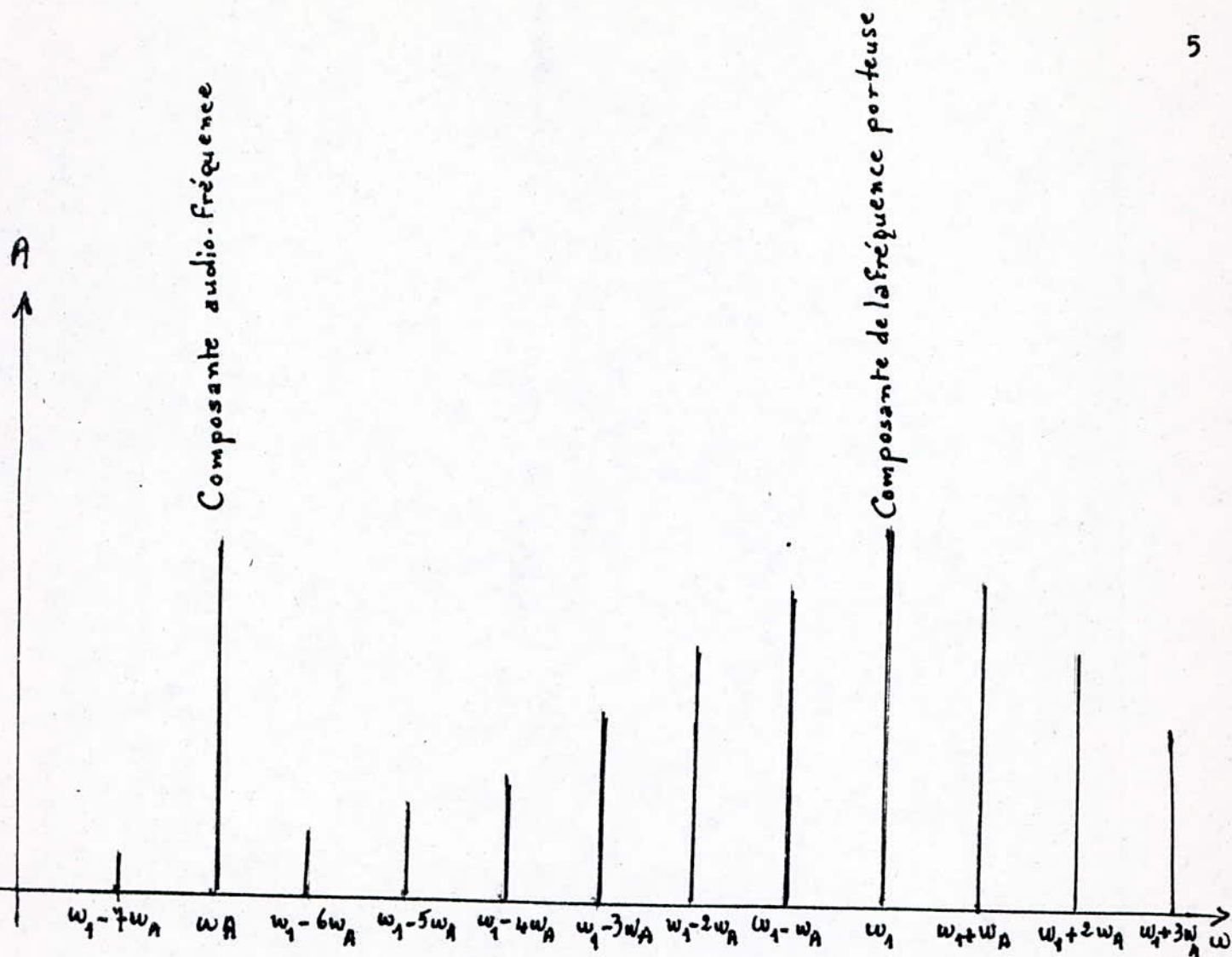


Fig. 1.3. : Spectre d'amplitude complet d'un signal PWM, faisant apparaître des composantes de Bessel.

Les temps de montée et de descente de l'impulsion peuvent aussi contribuer à la création d'harmoniques indésirables, mais si ces temps sont égaux, la distorsion engendrée peut être négligée.

Le choix d'une haute fréquence pour les impulsions de commutation permet de situer la majeure partie des fréquences ($\omega_1 - 2\omega_A$, $\omega_1 - 3\omega_A$) en dehors de la bande audio. (car, si la bande inférieure latérale de la fréquence de commutation tombe à l'intérieur de la bande audio, elle engendrerait une distorsion d'intermodulation).

Donc, si on choisit une fréquence de commutation suffisamment grande devant la plus grande fréquence modulante (BF), il sera possible de séparer une version amplifiée du signal modulé à l'aide d'un simple filtre passe-bas.

En théorie, la fréquence de commutation peut donc être égale à au moins deux fois la fréquence maximale audio du signal amplifié. Mais, en pratique, on prend généralement cinq fois ou plus la fréquence maximale audio. Ainsi, le filtrage pourra se faire plus aisément.

C H A P I T R E 2

CONCEPTION D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE CLASSE D

2.1. MODULATEUR A LARGEUR D'IMPULSION (PWM)

Le modulateur à largeur d'impulsion est utilisé pour convertir un signal d'entrée analogique en un signal carré à rapport cyclique variable. La modulation s'obtient en comparant le signal analogique avec un signal de référence de période connue. En sortie, on récupère un train d'impulsions modulées en largeur. Il existe différentes manières de moduler un train d'impulsions, par intégrateur de Miller, par exemple, ou par un étage comparateur.

2.1.1. MODULATEUR A LARGEUR D'IMPULSIONS A COMPAREUR

Dans ce type de modulateur, les impulsions de départ sont données par un signal carré de haute fréquence et sont alors transformées en un signal de référence avant d'être appliquées au comparateur avec le signal analogique d'entrée.

La fonction de transfert de ce système dépend du signal de référence. Les deux genres de signaux de références communément employés sont des signaux en rampe ou triangulaires. Le rendement et l'exactitude de la modulation sont déterminés non seulement par la linéarité du signal de référence mais aussi par le type de signal utilisé.

En utilisant un signal triangulaire, un bas niveau de distorsion est introduit car l'entrée est comparée deux fois à l'intérieur d'un cycle de référence.

Cette façon de procéder est préférée à la modulation dite simple rampe qui utilise comme signal de référence des rampes de tension. La distorsion, dans ce cas, est plus grande

parce que le signal d'entrée n'est comparé qu'une seule fois (car il n'y a qu'une rampe) avec le signal de référence. Le front descendant du signal simple rampe étant très raide, entraîne un excès de modulation et, par conséquent, des distorsions de modulation.

La figure 2.1. donne le synoptique d'un ampli PWM utilisant un signal triangulaire comme signal de référence.

Un signal carré de rapport cyclique de 50% et de fréquence égale à la fréquence de commutation alimente un intégrateur pour produire à sa sortie un signal triangulaire de même fréquence. Ce signal triangulaire est appliqué sur l'une des entrées du comparateur tandis que le signal analogique à moduler est appliqué sur l'autre entrée. Si le niveau du signal analogique est nul, le signal qui alimente le comparateur est simplement le signal triangulaire de moyenne (nulle) connue très précisément. Ainsi, en sortie du comparateur, nous obtenons un signal carré de rapport cyclique de 50%. Lorsque le signal analogique devient positif, les impulsions carrées en sortie du comparateur se raccourcissent (en durée) d'où un accroissement du rapport cyclique du signal.

Dans ce type de modulateur, la boucle de retour se fait à partir de la sortie du filtre passe-bas et le déphasage qu'introduit le filtre ne doit pas être de grande valeur de manière à assurer la stabilité du système. Avec ce genre de boucle de contre-réaction, l'impédance de source de l'amplificateur peut être faible et, par conséquent, il sera possible d'obtenir un facteur d'amortissement élevé.

2.1.2. MODULATEUR A LARGEUR D'IMPULSION A L'INTEGRATEUR MILLER

Le schéma synoptique de ce genre de modulateur est donné à la figure 2.2. Le signal carré du rapport cyclique de 50% à la fréquence de commutation arrive sur l'entrée inverseuse d'un intégrateur et le signal analogique modulant sur l'entrée non inverseuse du même intégrateur. Le signal de sortie de l'intégrateur est un signal triangulaire à la fréquence de commutation qui alimente, à son tour, l'entrée positive d'un comparateur ayant son entrée

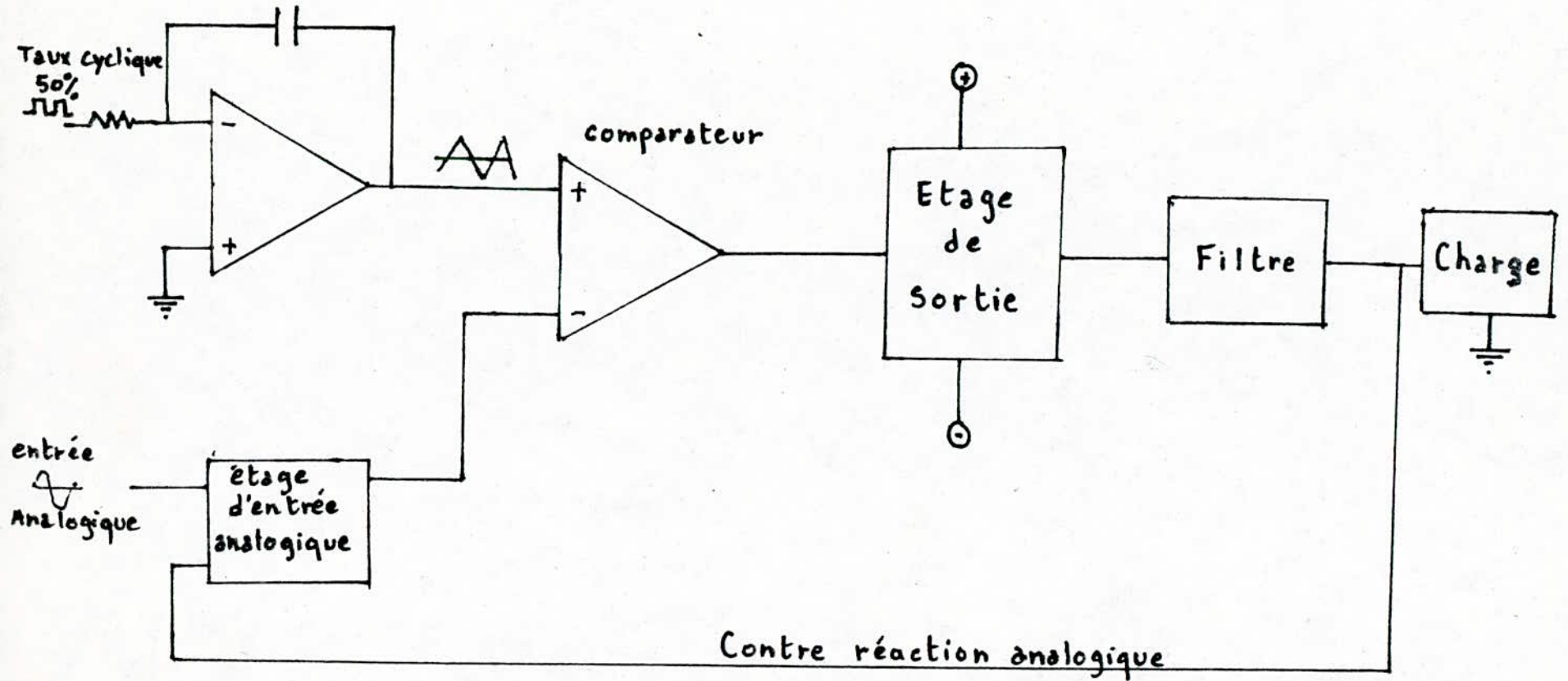


Fig 2.1 : Type de modulateur PWM à Comparateur pour amplificateur classe D.

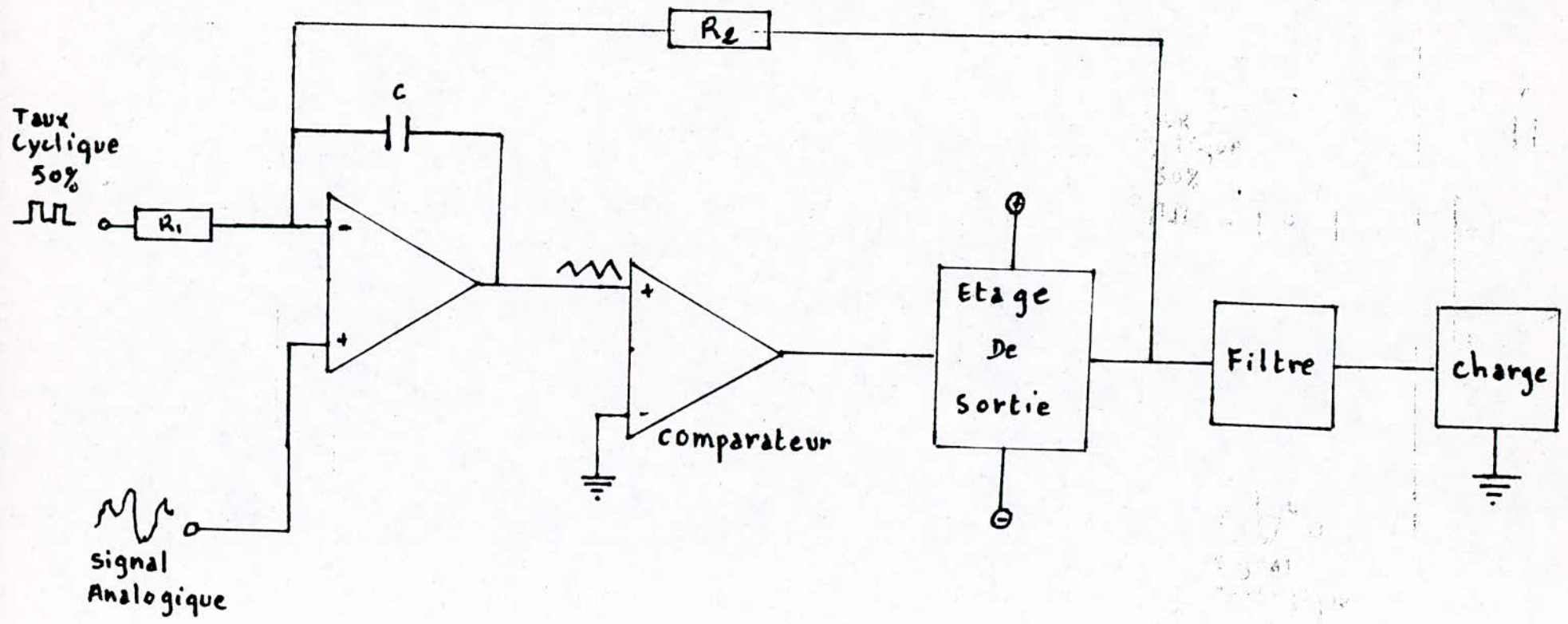


Fig 2.2 : Amplificateur classe D à Modulateur PWM à Intégrateur Miller.

inverseuse à la masse(zéro volts). Si l'amplitude de la tension analogique d'entrée est nulle, la moyenne du signal triangulaire est nulle et donc, à la sortie du comparateur, nous obtenons un signal carré de rapport cyclique de 50%. Si, maintenant, l'entrée analogique est positive, le signal triangulaire se décale positivement tel que la durée du niveau haut devient plus grande que celle du niveau bas. A la sortie du comparateur est obtenu un signal de taux cyclique supérieur à 50%. Inversement, lorsque le signal analogique est négatif, le signal triangulaire se décale négativement et le rapport cyclique du signal de sortie du comparateur devient inférieur à 50%. On voit donc l'effet de modulation à largeur d'impulsion par la proportionnalité qui existe entre la valeur du rapport cyclique du signal de sortie du comparateur et l'amplitude du signal analogique(modulant);

Ce signal en sortie du comparateur est utilisé pour commander l'étage de commutation de puissance.

Ce genre de modulateur utilise un autre type de contre-réaction(digitale) comme le montre la figure 2.2. Le signal de retour est pris directement à la sortie de l'étage de puissance avant le filtre passe-bas pour revenir à travers la résistance R_2 à l'entrée de l'intégrateur. Ce système à boucle fermée a l'avantage d'une stabilité inconditionnelle, car le filtre étant situé en dehors de la boucle de contre-réaction n'introduit pas son déphasage propre(pouvant causer l'instabilité)

2.1.3. FREQUENCE DE COMMUTATION

Le spectre du signal de sortie de chaque type de modulateur exposé ci-dessus est un spectre composé. Il est formé du spectre du signal analogique modulant d'entrée, du spectre du signal porteur et de plusieurs autres composantes fréquentielles situées sur des bandes latérales entre le spectre du signal analogique(BF) et celui du signal porteur hautes fréquences. L'amplitude des distorsions(qui peuvent apparaître dans la bande passante) dépend de la profondeur de modulation et de la fréquence de la porteuse.

Ces distorsions décroissent rapidement lorsque l'amplitude du signal analogique décroît pour les hautes fréquences de la porteuse.

Il est évident que la fréquence de commutation (porteuse) doit être supérieure à la plus grande fréquence audio et c'est pour cette raison que le signal analogique BF qui attaquera le modulateur, devra être au préalable filtré (par un filtre passe-bas). Ainsi les composantes harmoniques de la fréquence de commutation qui tombent dans la bande audio et pouvant occasionner des distorsions, auront un effet négligeable. Enfin, ce préfiltrage rend plus aisée l'atténuation du bruit résiduel dans la charge.

Il y a cependant d'autres contraintes imposées par la vitesse de commutation des éléments de sortie et par les pertes aux moments des commutations qui peuvent être trop élevées.

Avec les transistors utilisés dans la présente application, une fréquence de 443 KHZ a été choisie correspondant à une période 2,25us. Cette fréquence satisfait l'exigence de la plus haute fréquence du signal modulant (BF) qui est à environ 50KHZ à la sortie de l'étage de commutation avant le filtre passe-bas.

2.1.4: ETAGE MODULATEUR A LARGEUR D'IMPULSION

L'étage de modulation à largeur d'impulsion choisi à ce stade du développement est celui du genre à comparateur donné figure 2.1.

Le signal carré d'un taux cyclique de 50% peut être obtenu à partir d'un oscillateur à réaction quelconque quoique, dans ce projet, nous ayons opté pour un oscillateur contrôlé par quartz pour la bonne stabilité de ^{la} fréquence qu'il peut générer. Le cristal de quartz utilisé est un cristal à 4,43618 MHZ très ^{utilisé} en télévision et ayant l'avantage d'être de faible coût et grand public. L'oscillateur est suivi par un diviseur par 10 à la sortie duquel on recueille un signal à la fréquence de 443,618KHZ.

La figure 2.3. donne le schéma du circuit de l'étage modulateur à largeur d'impulsion. Le signal carré en sortie du diviseur de fréquence (compteur par 10) attaque un intégrateur à réseau RC passif en sortie duquel on obtient d'acceptables signaux triangulaires.

Il aurait été possible, s'il avait été disponible, d'utiliser un circuit intégré du type ZN1066E pour réaliser d'une manière plus simple la modulation à largeur d'impulsion.

L'agencement interne de ce circuit permet, à l'aide de quelques éléments externes passifs, de générer un signal PWM suffisamment puissant pour commander l'étage de commutation de sortie.

Le schéma interne et le principe de fonctionnement de ce circuit intégré en modulateur PWM sont donnés en annexe 3.

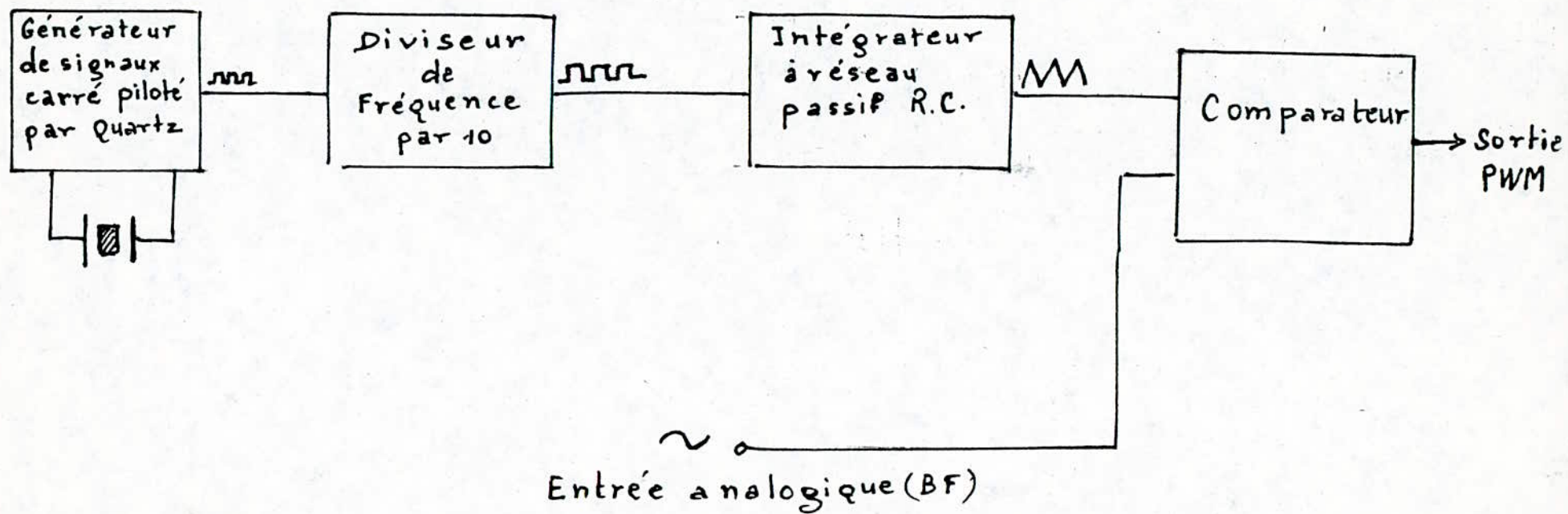


Fig. 2.3. Synoptique du modulateur utilisé

2.2. CIRCUIT CORRECTEUR ET CIRCUIT DE PROTECTION CONTRE LES SURINTENSITES

2.2.1. UNITE DE RETARD

La haute fréquence du signal PWM (443 KHz) obtenue en sortie du modulateur à largeur d'impulsion ne permet pas de commander, d'une façon correcte, les transistors de l'étage de puissance qui, comme il a été vu, doivent fonctionner en commutation en étant à tout instant dans des états antagonistes.

Il pourrait se produire un chevauchement dans le fonctionnement des transistors de sortie qui peuvent être simultanément dans un état de conduction.

Ce chevauchement, constaté dans le fonctionnement de l'étage de sortie, s'explique par le fait que, lors des transitions rapides du signal PWM, l'un des deux transistors peut éprouver une certaine difficulté pour passer rapidement à l'état conducteur ou à l'état bloqué.

Cette mauvaise réponse des transistors au signal PWM s'explique par les caractéristiques de vitesse de commutation propres à chaque transistor qui sont nécessairement non identiques (dispersion des caractéristiques).

Pendant le chevauchement, le courant qui ne contribue pas à la puissance de sortie est pompé de l'alimentation et entraîne, dans le meilleur des cas, une chute du rendement de l'étage de puissance aux collecteurs. Dans le plus mauvais des cas, un court circuit se produit aux bornes de l'alimentation de l'étage de puissance.

Pour palier à ce défaut, un étage correcteur peut être utilisé. Cet étage se caractérise par une unité de retard qui sera introduite entre l'étage PWM et chaque transistor de commande.

La figure 2.4 montre les effets produits par l'unité de retard sur le signal PWM et indique que les fronts positifs montants destinés aux transistors ~~de commande~~ ^{de commande} ont été retardés d'un temps t_1 . Ce temps devra être suffisant pour qu'un transistor de l'étage de sortie devienne complètement bloqué avant que l'autre ne soit conducteur.

La figure 2.5. donne le schéma des circuits utilisés pour réaliser l'unité de retard. Des résistances variables ont été introduites pour que l'intervalle de temps t_1 puisse être réglable.

2.2.2. CIRCUIT DE PROTECTION CONTRE LES SURINTENSITES

Un transistor de l'étage de sortie ne conduira des courants normaux que dans le cas où sa vitesse propre de commutation est assez grande. En conséquence, une erreur de manipulation entraînant un accroissement du courant au-dessus de la valeur maximum admissible par le transistor détruira, très certainement, celui-ci. Pour prévenir une surcharge qui détruirait le transistor de sortie, un circuit détecteur d'erreur pourrait donc être utilisé pour faire basculer un flip-flop (bascule) lorsque les transistors de sortie sont simultanément à l'état conducteur. Le schéma du circuit de protection contre les court-circuits est donné en fig. 2.6. Deux résistances de 0,1 ohms détectent les courants qui s'écoulent à travers les transistors de commutation et, si la tension apparaissant aux bornes de la résistance est plus grande que la tension base-émetteur du transistor T_1 et/ou T_2 , le circuit produit une impulsion négative qui va faire basculer le flip-flop D. La sortie complémentaire du flip-flop est connectée au transistor de sortie de l'unité de retard (Fig. 2.5.) qui commute en isolant par voie de conséquence la commande (unité de retard) des transistors de sortie qui deviennent non conducteurs (bloqués).

Lorsque l'alimentation de puissance est mise en service et aussi lorsqu'on voudra remettre à zéro le flip-flop quand celui-ci a fonctionné (dans le cas où il y a eu surintensité) une impulsion négative doit être appliquée à l'entrée clear (CL) du flip-flop. Cette impulsion négative s'obtient en fermant le commutateur S_1 pendant un certain temps, mettant ainsi la sortie Q à zéro et la sortie Q_1 au 1 logique. En position normale, le commutateur S_1 est ouvert. (Fig. 2.6.).

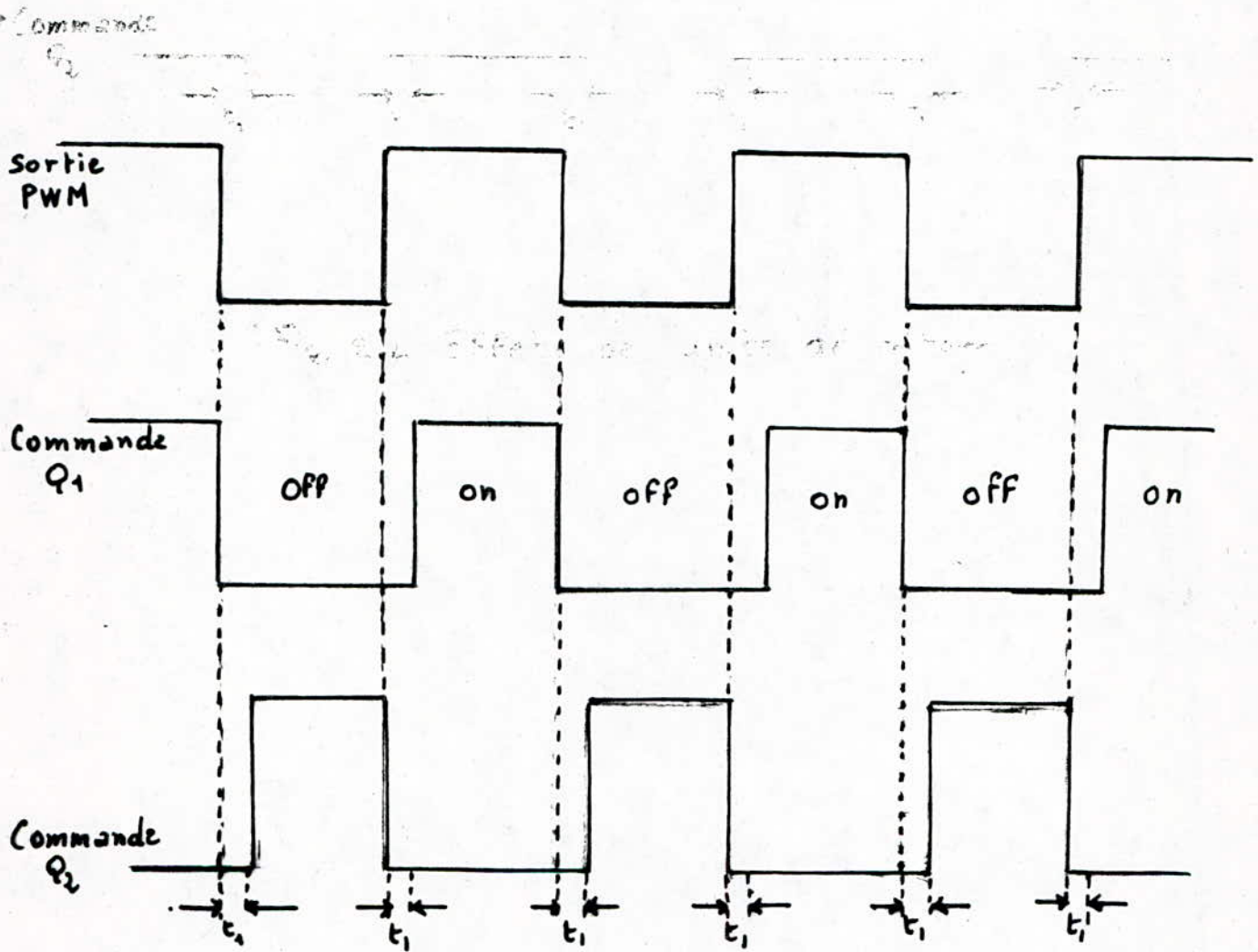


Fig. 2.4. Effets de l'unité de retard

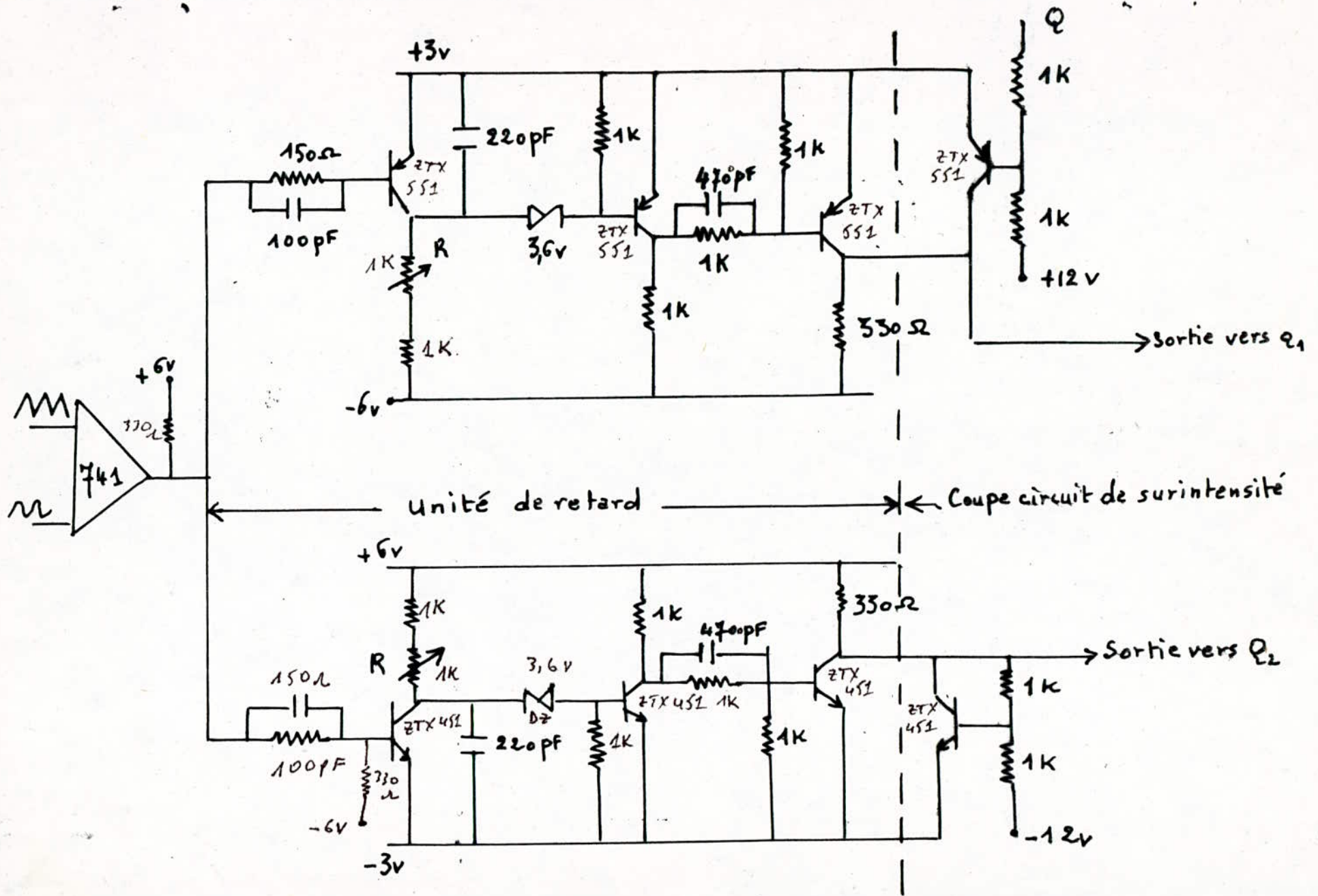


Fig. 2.5 : Unité de retard et commutateur de surintensité

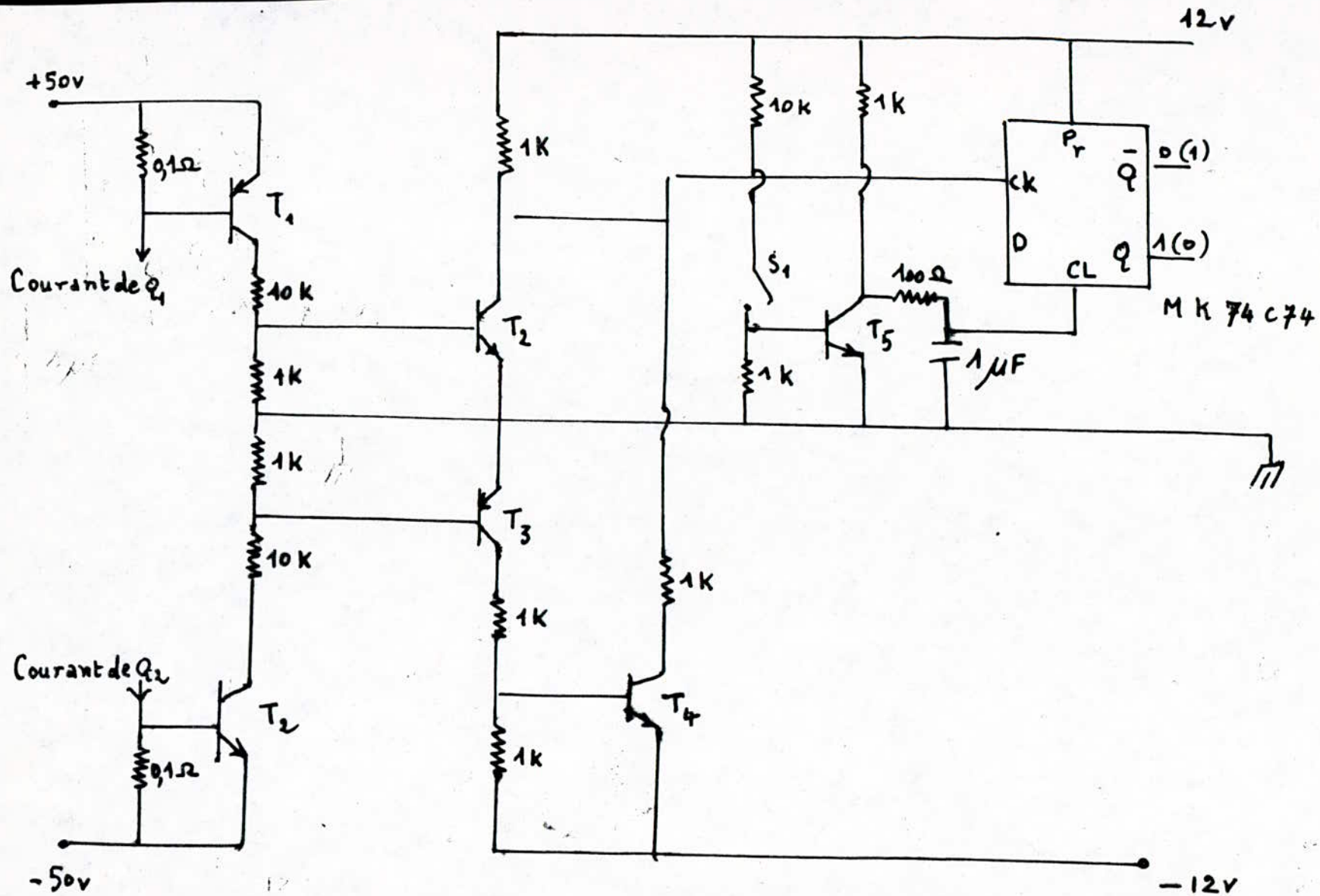


Fig. 2. 6: Circuit de protection contre les surintensités

2.3. CIRCUITS DE PUISSANCE

Les circuits de puissance utilisés en classe D sont des systèmes fonctionnant en commutation et non en mode linéaire. Pour des raisons d'adaptation, d'amplification en courant et d'amélioration des temps de commutation, le système de base comportant deux transistors de sortie de puissance demande un circuit d'interface de commande comme l'indique le synoptique figure 2.7.

2.3.1. ETAGE DE COMMANDE

Les pertes dans les amplificateurs classe D rentrent dans deux catégories:

- des pertes pendant les transitions
- des pertes à la saturation qui apparaissent entre les transitions.

Les pertes aux transitions sont déterminées par la durée des changements d'état de l'élément commutant. La durée des transitions est à son tour fixée par les temps de montée et de descente propres du transistor utilisé, ainsi que par les temps de stockage de sa base et de son collecteur. Ce qui agit le plus sur la durée des transitions, ce sont les temps de montée et de descente pendant lesquels les transistors sont dans leur état actif et où ils peuvent dissiper une puissance assez importante. Pour faire fonctionner des transistors en commutateur d'une façon efficace, il ne faudrait pas oublier que les temps de montée et de descente peuvent et doivent être minimisés. Il faut en outre ne pas oublier qu'il y a d'autres intervalles de temps qui peuvent être minimisés pour un bon fonctionnement de l'étage de sortie. Ce sont les temps de retard à l'établissement (t_d) déterminés par le temps qu'il faut pour charger la capacité d'entrée sur la base du transistor, et les temps de stockage (t_s) pendant lesquels l'excès de charge peut être extrait de la base et du collecteur avant que le transistor ne passe de son état saturé à son état actif.

La durée des transitions est très dépendante de la forme et de la nature du signal de commande appliqué entre la base et l'émetteur du transistor de puissance et qui, à son tour, dépend de la configuration choisie pour l'étage de sortie.

Pour réussir enfin à obtenir des commutations rapides des transistors de sortie, des courants de base assez importants sont nécessaires pour juste saturer les transistors. Les transistors de sortie exigent donc une certaine puissance pour les commander. Ce sont donc des systèmes à faible gain de puissance et qui nécessite, pour un meilleur fonctionnement, une réduction des temps de commutation. En utilisant une paire de transistors complémentaires basse tension, à grande vitesse de commutation, l'impédance d'entrée du système peut être élevée puisqu'il n'y aura plus qu'une faible capacité de bases à charger.

CIRCUITS DE COMMANDES DES BASES

Les transitoires produites dans le transistor pendant les intervalles de temps de conduction et de blocage sont influencées par la commande de base du transistor.

-Comportement lors du blocage:

Il est de premier intérêt que le courant collecteur soit au maximum à ce moment. Pendant le blocage, l'injection des porteurs de la base vers le collecteur cesse et la jonction collecteur-base pourra être considérée comme une diode pendant sa durée de recouvrement inverse. Durant ce temps de recouvrement inverse, il apparaît une très forte impulsion de courant dont il faudra tenir compte, vu que pendant cet intervalle de temps, le transistor est incapable de "réagir" aux informations qui pourraient lui être appliquées. Une amélioration est faite en prévoyant une plus grande tension émetteur-base inverse. L'effondrement de la tension V_{eb} peut ne pas être excessive.

Le circuit considéré comprend une capacité d'accélération qui est une amélioration souvent utilisée. Son effet

est d'induire une très rapide décroissance du courant I_b

- Comportement lors de la conduction

Afin d'obtenir la conduction optimale du transistor de commutation, l'impulsion de courant de base de conduction devra avoir une assez grande amplitude et un front de commande très raide.

La figure 2.8. montre le circuit utilisé. Le courant collecteur de la paire de complémentaires T_1 et T_2 est maintenu constant par les F.E.T. qui agissent en source de courant constant. Ceci entraîne que la paire de transistors T_3 et T_4 complémentaires branchés en cascade avec T_1 et T_2 , contrôlant les transistors de sortie est elle-même à source contrôlée. Pour assurer une commutation rapide du transistor de sortie, le circuit de commande doit être capable d'alimenter suffisamment en courant de base du transistor de sortie afin de pouvoir charger et décharger sa capacité d'entrée. Ceci explique le grand nombre de transistors utilisés dans l'étage de commande. Le montage collecteur commun a été utilisé dans le but d'accroître l'impédance d'entrée et, par ce fait, le signal d'entrée de niveau variable ne sera pas distordu. La résistance R_2 est introduite pour améliorer les caractéristiques de chacun des transistors T_1 et T_2 .

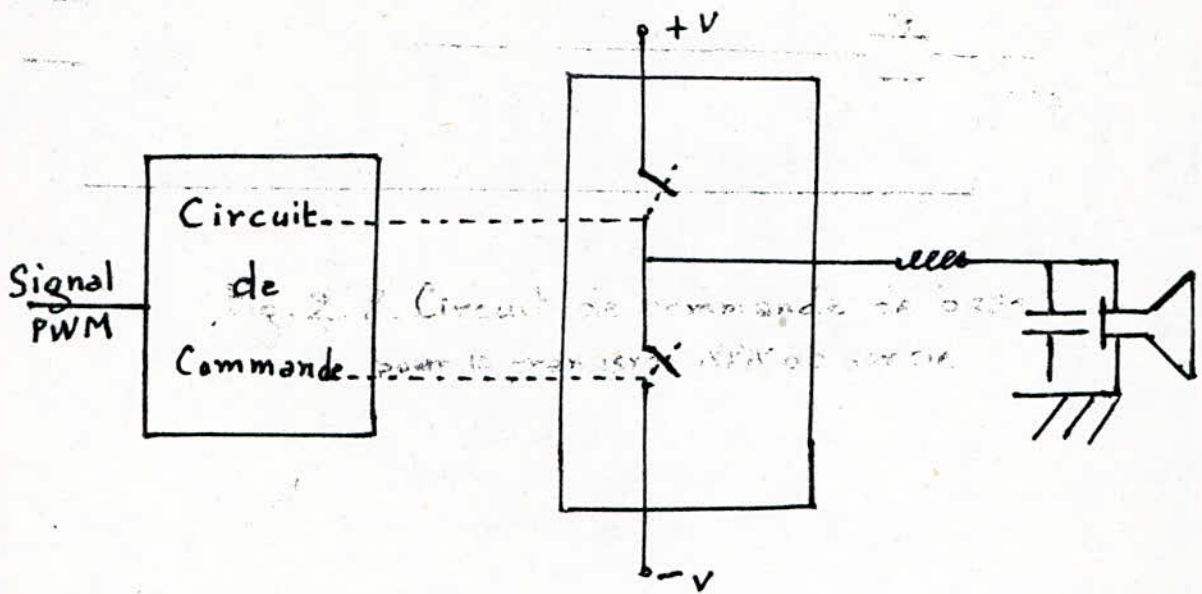


Fig. 2.7 Synoptique de l'étage de puissance

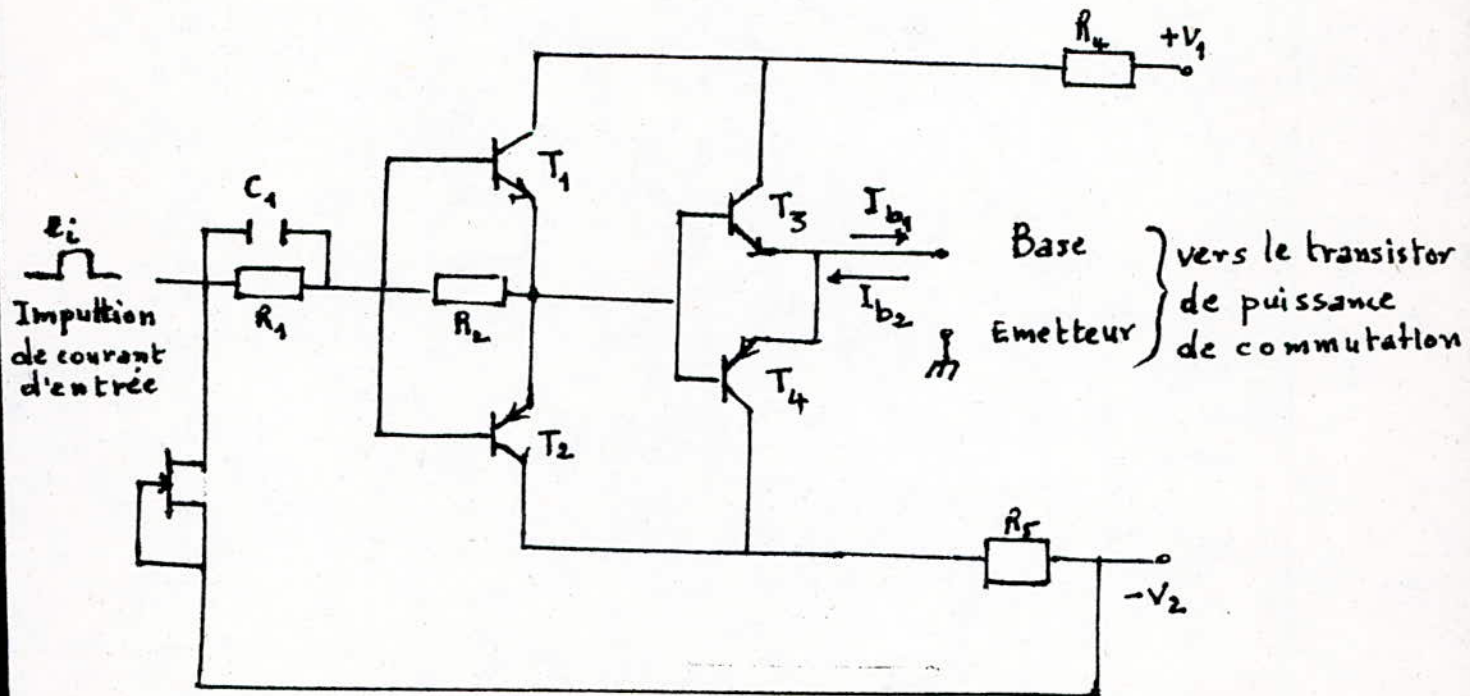


Fig. 2.8. Circuit de commande de base pour le transistor NPN de sortie

2.3.2. ETAGE DE SORTIE

Comme les transistors de sortie sont appelés à fonctionner en commutation plutôt qu'en mode linéaire, il serait donc possible d'utiliser à leur place des éléments semiconducteurs commutateurs tels que thyristors ou triac. Ceux-ci peuvent être utilisés pour des basses fréquences et peuvent conduire de très hautes puissances mais limitent les valeurs du rapport cyclique du signal PWM (ce qui détermine la puissance utilisable.).

La raison pour laquelle on désire des commutations rapides en sortie est que l'on cherche à minimiser à tout prix les pertes pendant la commutation tout en étant capable d'assurer de très grandes variations du rapport cyclique de manière à obtenir un rendement maximum du système.

Les transistors bipolaires fonctionnent bien en commutateur et sont utilisables pour commuter de haute puissance (haute tension et haut courant). Afin de maintenir la conduction, un courant de base doit être continuellement fourni. Pour obtenir un rapide blocage, le courant de base demande à être inversé pour diminuer les temps de retard de stockage qui sont néfastes si les transistors sont commandés pour la saturation. Ces retards dépendent aussi de la valeur du courant collecteur.

La figure 2.9. donne le schéma de l'étage de sortie. L'analyse porte seulement sur un canal, l'autre étant de fonctionnement analogue, du fait de la symétrie existante. Les diodes D_2A et D_2B empêchent le transistor de puissance de se saturer complètement. Lorsque l'entrée du transistor T_3 reçoit un niveau haut (Fig. 2.10), celui-ci conduit et un pic du courant apparaît, traversant la base jusqu'à ce que la tension collecteur chute. Lorsque celle-ci atteint la valeur telle que D_2B conduise, le courant de base prend alors la valeur juste nécessaire à la saturation du transistor. La diode d'antisaturation doit être à temps de recouvrement court de manière à supporter la tension d'alimentation au blocage.

Pendant la conduction, la chute de tension aux bornes de D_2A et D_2B est la même. Au blocage du transistor de sortie, le transistor de commande T_3 est bloqué et T_4 est conducteur et un courant de base négatif sort du transistor. Afin de décharger la base le plus rapidement possible, une commande push-pull permet au potentiel de base du transistor de sortie de devenir négatif. La tension base-émetteur est limitée à -5volts.

La figure 2.10. donne le schéma complet du circuit de commande et de l'étage de puissance de commutation. Comme la différence entre les lignes de tension est faible, les transistors de l'étage de commande peuvent être basses tensions à grande vitesse de commutation tandis que la dernière paire doit pouvoir conduire de fort courant.

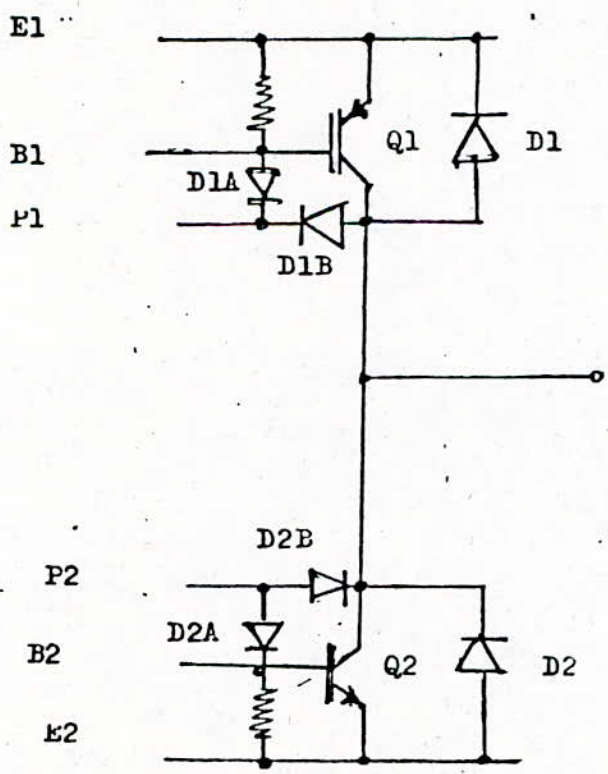
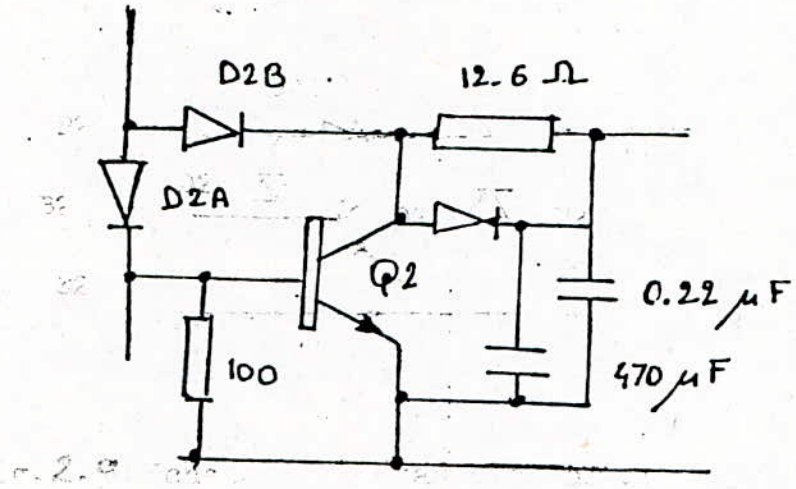


Fig. 2.9 Schéma de l'étage de sortie de commutation

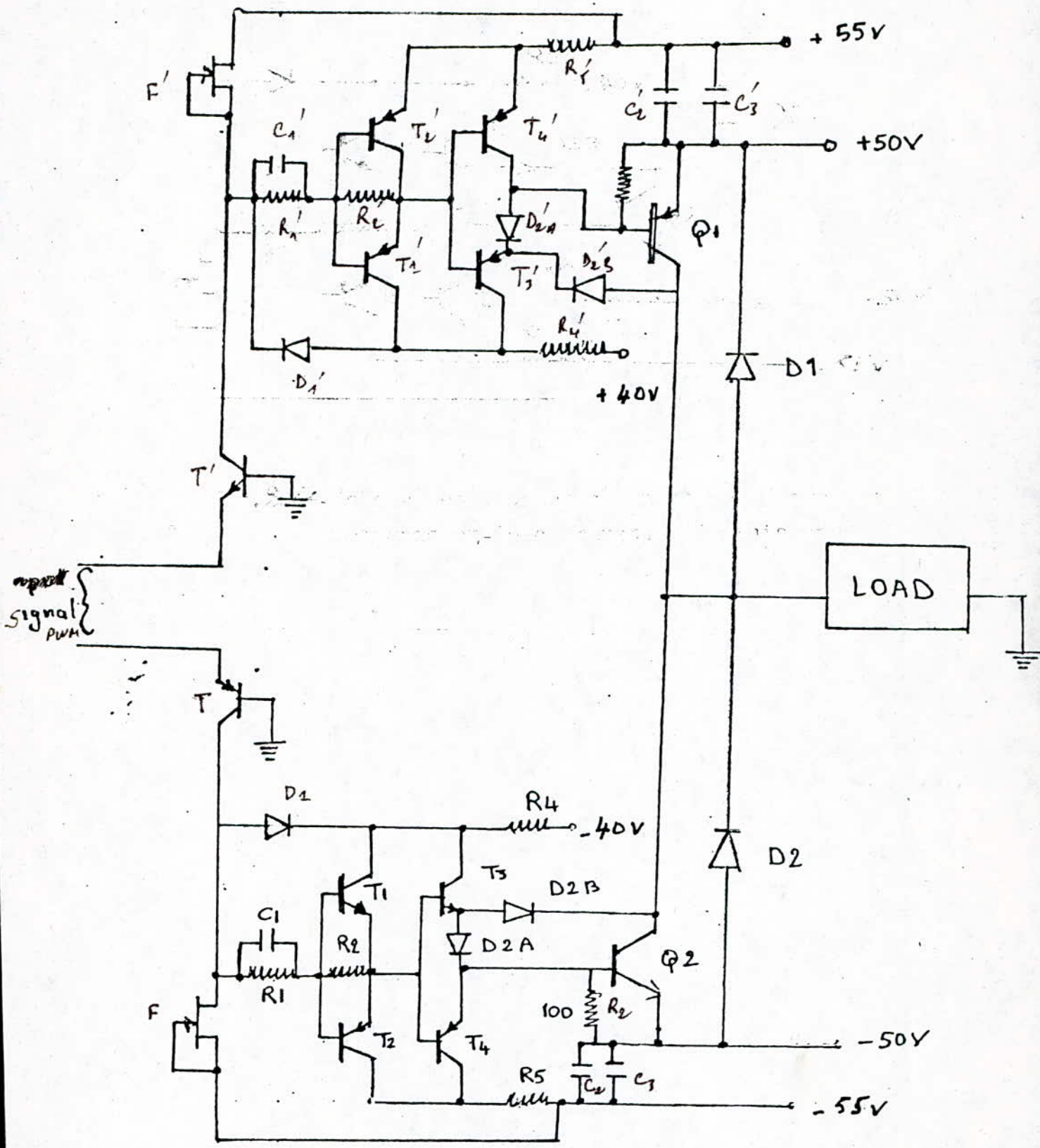


Fig. 2.10. Schéma complet des circuits des étages de commande et de commutation de puissance

2.4. LES ALIMENTATIONS

L'amplificateur classe D, étudié dans ce projet, nécessite deux alimentations stabilisées, l'une de puissance moyenne, destinée à alimenter les étages qui demandent de faibles tensions régulées; l'autre de forte puissance destinée à alimenter l'étage de sortie.

2.4.1. L'ALIMENTATION DE MOYENNE PUISSANCE

Cette alimentation permet de fournir les tensions nécessaires au fonctionnement du modulateur et de l'étage de commande. Elle est de conception classique et permet, à partir du secondaire d'un transformateur à point milieu, d'obtenir diverses tensions continues et stabilisées: à savoir + 12 v, -12 v destinés à alimenter symétriquement les amplificateurs opérationnels, + 5 v destinés principalement à alimenter les ~~autres~~ circuits ^{intégrés} de technologie TTL et $\pm 6,2$ v destinés à l'alimentation de l'étage de commande. Les ± 12 v sont obtenus en stabilisant, par diodes Zener, la tension redressée préalablement filtrée par la capacité de 470 uF. Les tensions de $\pm 6,2$ v sont dérivées des tensions précédentes et sont aussi stabilisées par diodes Zener de 6,2 v. Les tensions stabilisées de +5 v et -5 v sont obtenues respectivement par l'utilisation des circuits intégrés régulateurs de types 7805 et 7905 alimentés par les lignes de tension positive et négative tout de suite après le redressement et le premier filtrage. Le schéma général de cette alimentation est donné par la figure 2.11.

2.4.2. L'ALIMENTATION DE FORTE PUISSANCE

Celle-ci est destinée à alimenter l'étage de sortie et l'étage de commande. Elle permet de fournir les

tensions nécessaires à chacun de ces étages, à savoir ± 50 v sous des courants de près de l'ordre de 10 A pour l'étage de commutation de puissance et ± 55 v et ± 40 v destinés à l'étage de commande. Cette alimentation utilise un transformateur de puissance apparente de 1 KVA à plusieurs secondaires de sortie comme l'indique les figures 2.12. et 2.14. En outre, elle devra permettre d'encaisser des pointes d'intensité aux fréquences de commutation mises en jeu dans les étages qu'elle alimente. La figure 2.13. indique le mode de branchement adopté pour les circuits régulateurs +10 v et +5 v, permettant l'obtention des tensions ± 55 v et de ± 40 v. Le schéma du circuit régulateur ± 50 v est donné par la figure 2.12.

Les schémas des régulateurs ± 5 v et ± 10 v sont donnés respectivement aux figures 2.15 et 2.14. Ce sont des circuits de régulation de conception très conventionnelle.

Pour ce qui est de l'alimentation de ± 50 v, les tensions alternatives de 42 v sont issues du secondaire à point milieu du transformateur. Le redressement est confié à des diodes de puissance montées en pont de Greutz de références PO 58-01 -81 28. Le filtrage des tensions continues redressées est réalisé par des capacités de très fortes valeurs (3x 4700 uF) La régulation est du type série et la protection contre les courts-circuits à la sortie est assurée par deux fusibles visibles sur le schéma, ce qui constitue un procédé extrêmement économique, comparativement au dispositif électronique. Les transistors ballastes utilisés sont de types 2N 2955 et 2N 3055, pouvant supporter des courants de l'ordre de 10 à 15 A.

La régulation des tensions de +10 v est confiée à des régulateurs intégrés de type MC 7808 (Fig. 2.14.). Le circuit régulateur 5 v a été réalisé à l'aide de composants discrets (Fig. 2.15) La tension d'entrée, pour ces deux types de régulateurs, est obtenue par redressements séparés des tensions de 15 v alternatif que l'on trouve aux secondaires du transformateur.

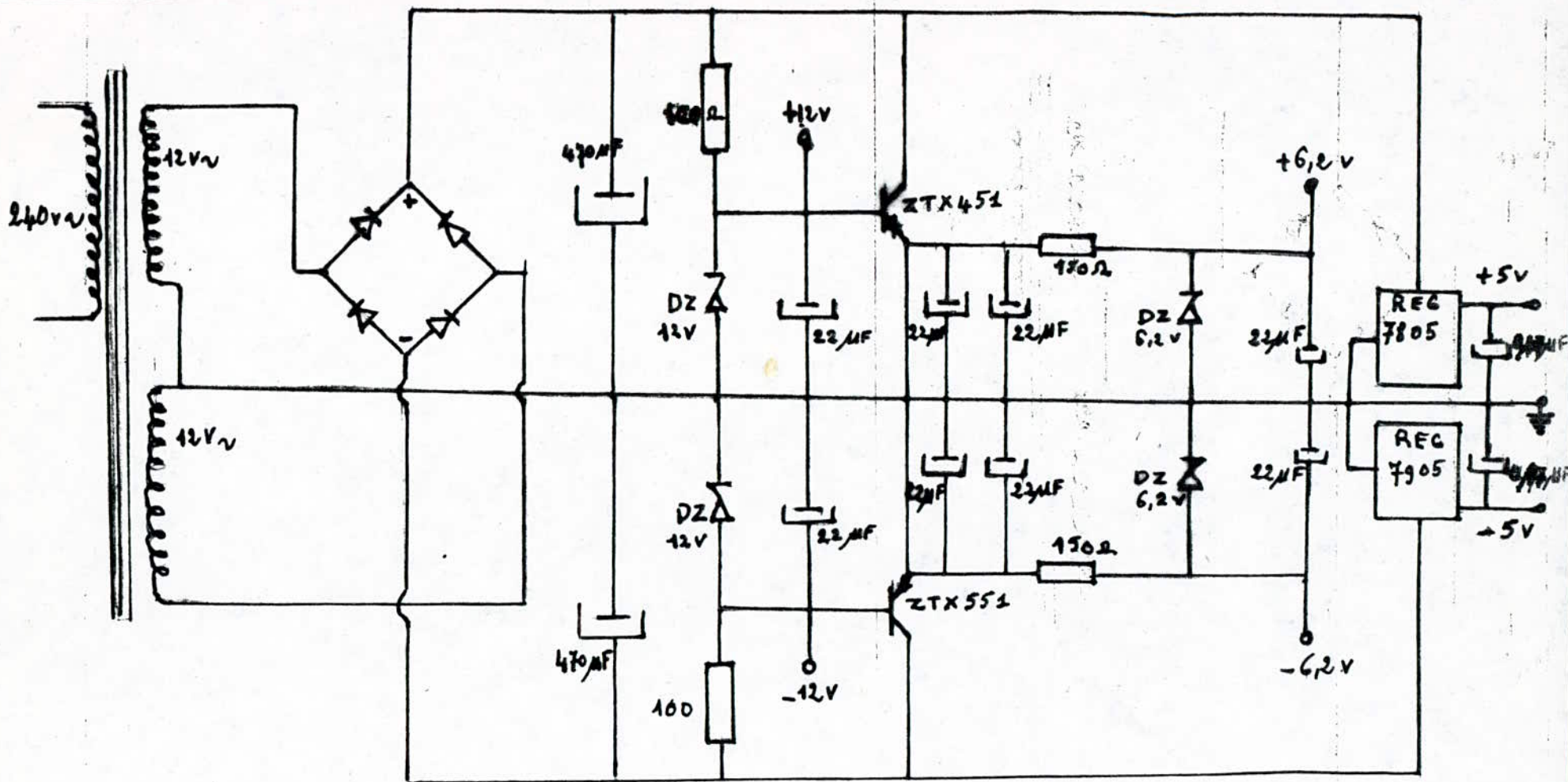


Fig. 2.11 Schéma de l'alimentation de puissance moyenne

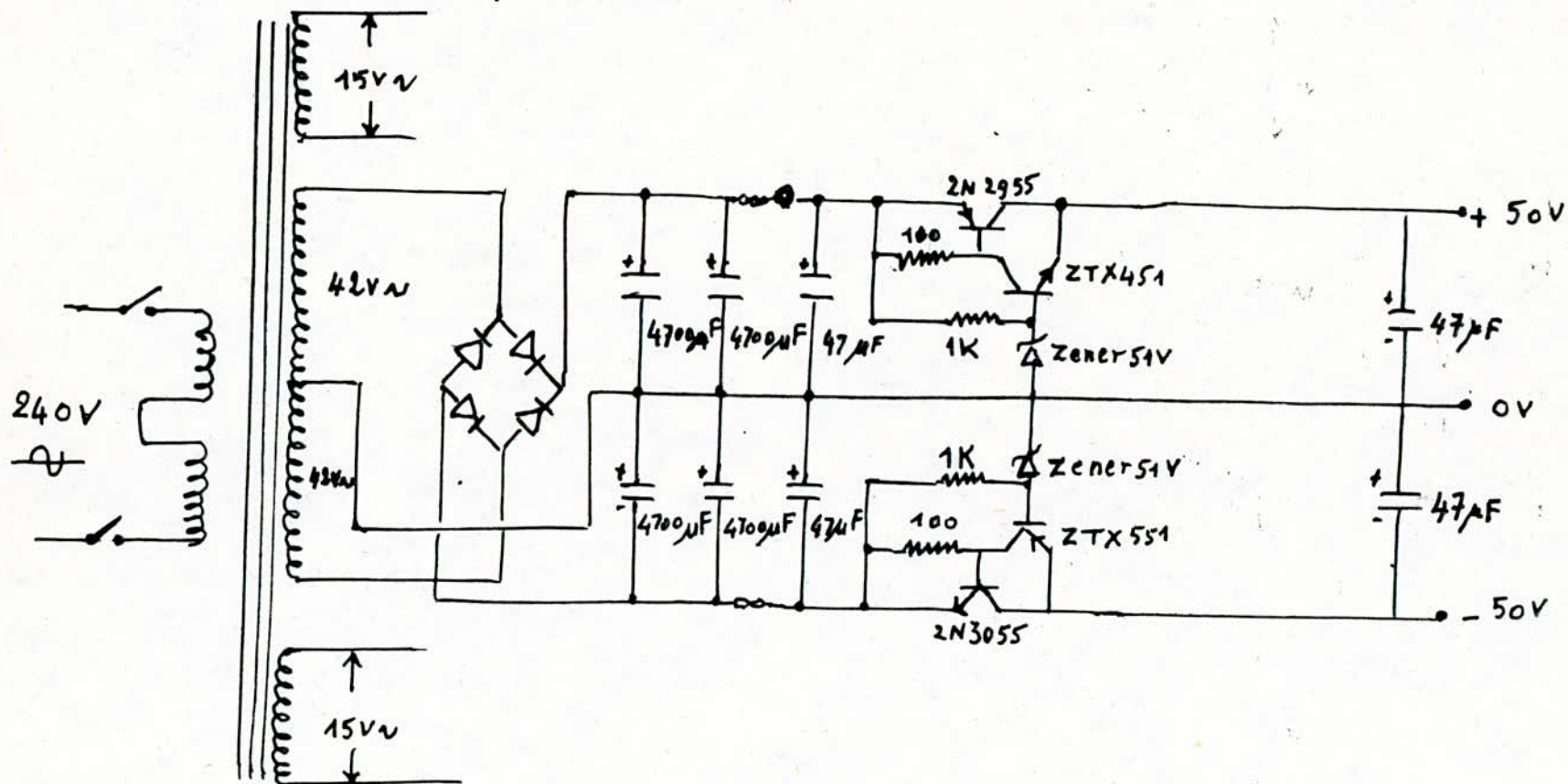
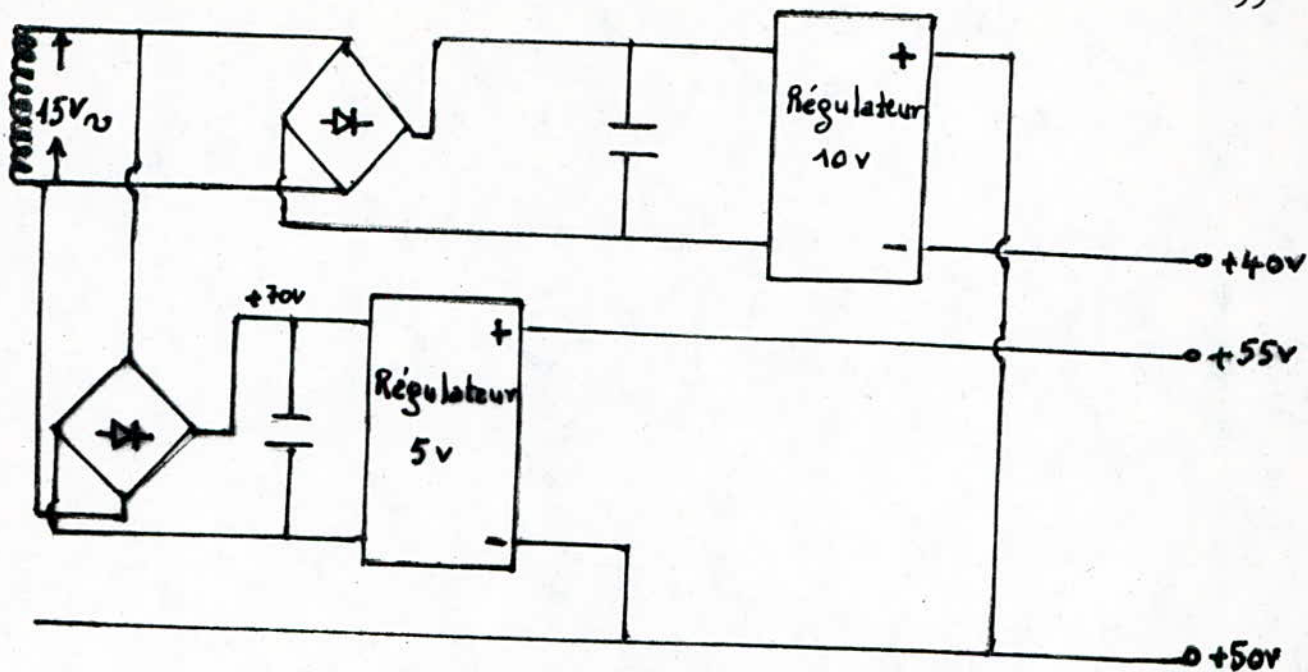


Fig. 2.12: Régulateur de tension de $\pm 50\text{V}$
(Alimentation de forte puissance)



← vers régulateur $\pm 50V$

V

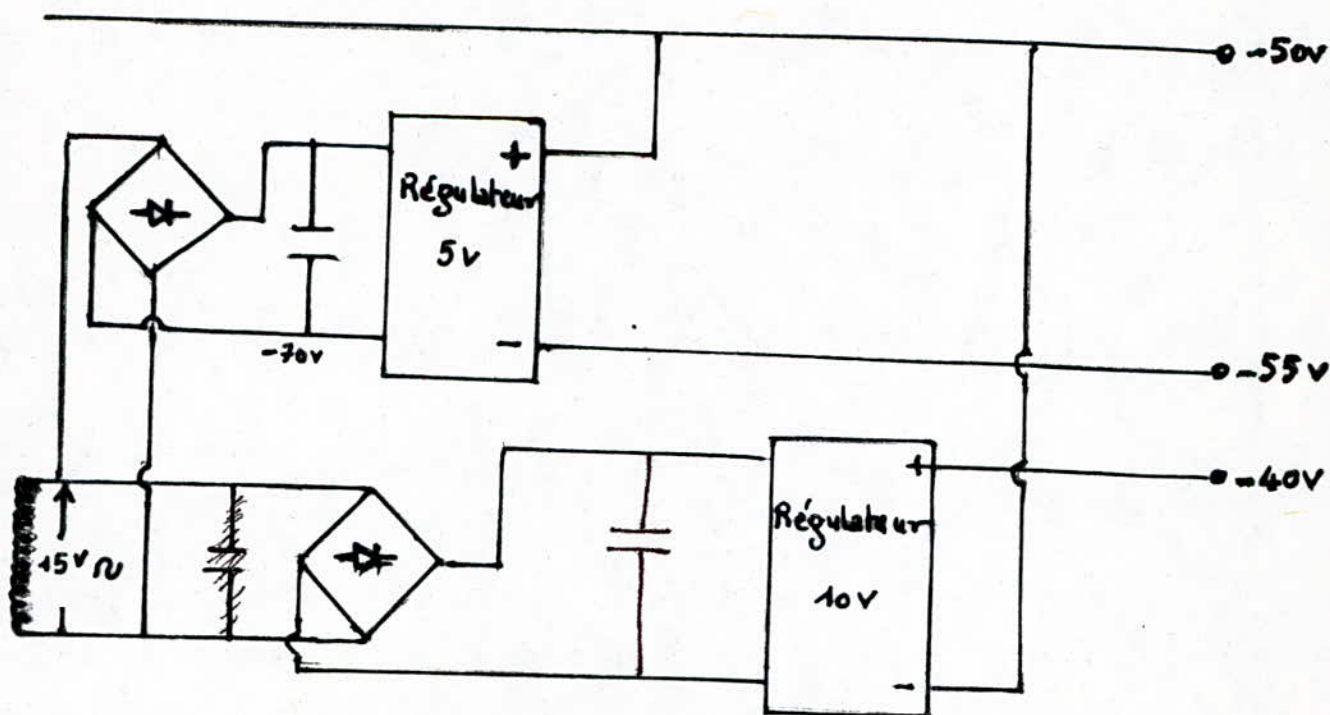


Fig. 2.13. Schéma de principe de l'alimentation de forte puissance destinée aux étages de commande et de sortie

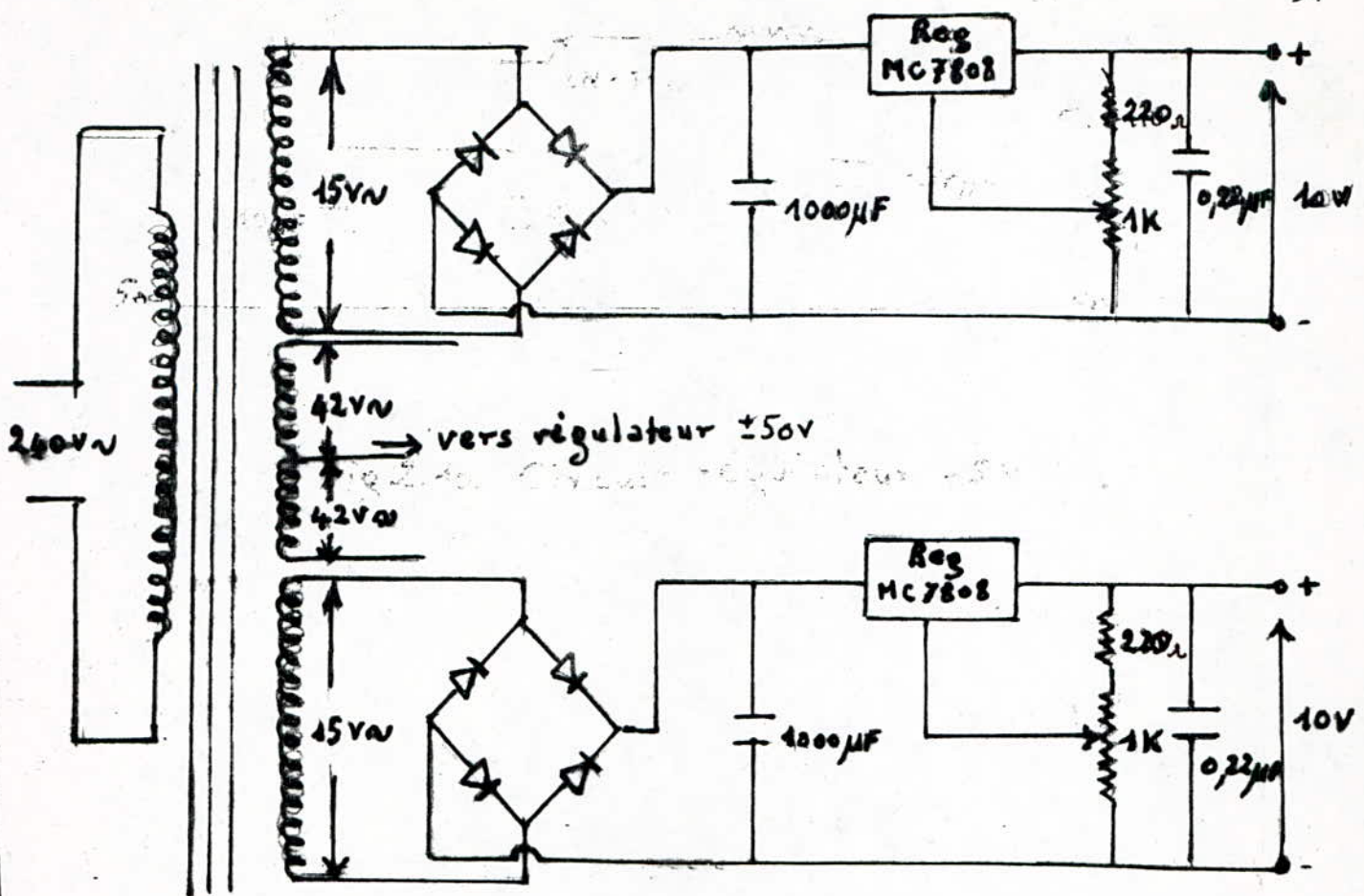


Fig.2.14 Circuits régulateurs 10v

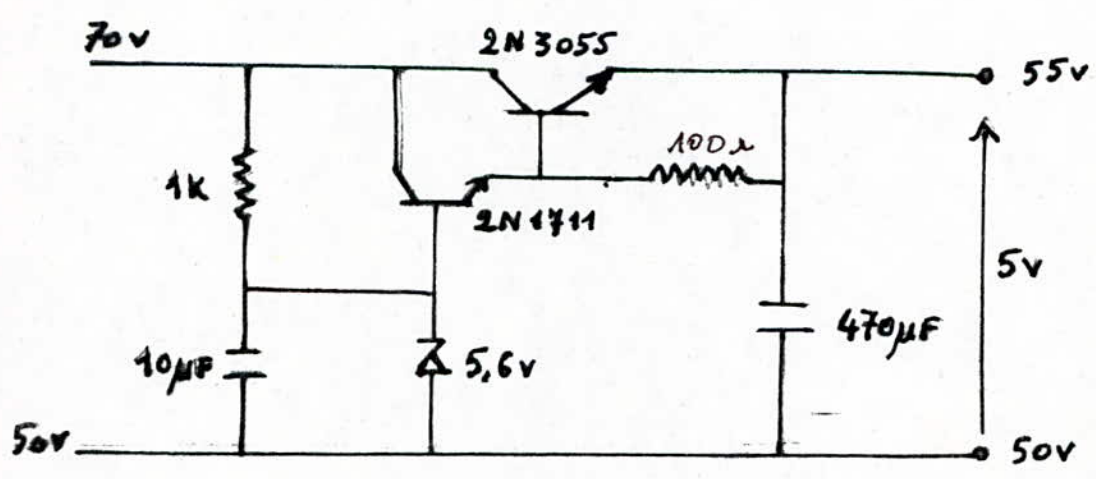


Fig.2.15. Circuit régulateur +5v

2.5. CONSIDÉRATIONS SUR LE RENDEMENT

Comme les pertes de l'étage d'entrée sont négligeables, on peut considérer que le rendement de tout le système dépend essentiellement des pertes de puissance au niveau de l'étage de sortie. Ces pertes sont principalement dues à la dissipation qui se produit dans les transistors de sortie et dans la résistance du filtre passe-bas.

a) DISSIPATION DES TRANSISTORS DE SORTIE

La dissipation de puissance dans les transistors de sortie résulte de trois facteurs/:

Premièrement, la tension maximum pendant la conduction élève la valeur de la puissance moyenne dissipée P_i .

$$P_i = I_c V_{ce(sat)} \frac{t_{on}}{T}$$

où I_c est le courant collecteur moyen t_{on}/T la proportion de la période pendant laquelle la conduction s'installe. La dissipation maximum s'obtient donc pour la largeur maximum de l'impulsion. La largeur typique de l'impulsion étant prise entre 90 et 95% du temps de conduction, il vient donc que:

$$P_i = 0,9 I_c V_{ce(sat)}$$

Comme la fréquence de commutation est: $f_s = \frac{1}{T}$

On peut écrire aussi que:

$$P_i = V_{ce(sat)} I_c f_s t_{on}$$

Deuxièmement, une certaine dissipation peut se produire sur le front de transition de l'impulsion de commutation.

La puissance dissipée durant la transition P_2 est donnée par:

$$P_2 = P_{(\text{front de descente})} + P_{(\text{front montant})}$$

$$P_2 = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V I dt + \frac{1}{T} \int_0^{t_F} V I dt$$

où t_{on} est la durée du front montant et t_F la durée du front descendant mais, comme le front descendant est linéaire en courant et comme à $t=0, v=v_s$ et à $t=t_F, v=0$

$$\text{d'où} \quad V = V_s \frac{(t_F - t)}{t_F}$$

où v_s est la tension d'alimentation. D'une façon similaire, on a (puisque à $t=0, I=0$ et à $t=t_F, I=I_c$)

$$I = I_c \frac{t}{t_F}$$

Par conséquent, pour la puissance dissipée sur le front descendant, on aura:

$$P_F = \frac{1}{T} \int_0^{t_F} V_s I_c \frac{(t_F - t)}{t_F} t dt$$

$$P_F = \frac{V_s I_c}{T} \left\{ \frac{t^2}{2t_F} - \frac{t^3}{3t_F^2} \right\}_0^{t_F} = \frac{V_s I_c t_F}{6T}$$

D'une façon analogue, on obtient la puissance dissipée sur le front montant /:

$$P_r = \frac{V_s I_c t_r}{6T}$$

donc, les pertes moyennes en puissance pendant les transitions sont:

$$P_2 = \frac{V_s I_c}{6} (t_r + t_F) f_s$$

Finalement, la dissipation de puissance aux transitions apparaît lorsqu'un transistor de sortie est conducteur à cause de la décharge rapide des capacités de stockage. La valeur de cette puissance dissipée dépend donc de la vitesse de descente de la tension collecteur qui est elle-même dépendante des composants de stockage.

Cependant, bien que la puissance instantanée pendant ce temps puisse être assez élevée, la puissance moyenne (moyennée sur un cycle) est normalement négligeable, en comparaison avec les deux formes de puissance dissipées antérieurement décrites.

Donc, la puissance moyenne totale dissipée est:

$$P_T = 2 I_C f_s \left[V_s \frac{(t_f + t_r)}{6} + V_{ce} (t_{on}) \right]$$

Comme on le remarque dans l'équation ci-dessus, la puissance dissipée est proportionnelle à la fréquence. Pour des raisons de fiabilité et de longue conservation, la fréquence de fonctionnement du transistor doit être choisie telle que la puissance dissipée pendant la conduction soit égale à la puissance dissipée pendant les transitions.

(Pour les calculs des temps de montée et de descente, voir ci-après)

b) PUISSANCE DISSIPÉE DANS LE FILTRE

Étant donné que les selfs et les condensateurs ne sont pas idéaux, la résistance de fuite associée à chacun de ces composants affecte les performances du circuit. La dissipation de puissance dans ces résistances est de la forme $P_{\text{loss}} = I^2 R_f$ où R_f est la résistance du filtre

c) PERTES DUES AU SIGNAL CARRÉ DE COMMUTATION

Ces pertes dépendent de la rejection du signal carré par le filtre.

Le rapport de rejection est $k = \frac{v_1}{v_2} = \log^{-1} \frac{U}{20}$

où v_1 est la tension du signal carré à l'entrée du filtre, v_2 la tension aux bornes de la charge et U l'atténuation du filtre en dB/déc.

donc, la puissance dissipée associée aux impulsions de commutation est

$$P_3 = \frac{(V/k)^2}{R_L + R_f} = \frac{V^2}{K^2 (R_L + R_f)}$$

R_L étant la résistance de la charge.

2.5.1. TEMPS DE COMMUTATION D'UN TRANSISTOR

Calcul du temps de montée

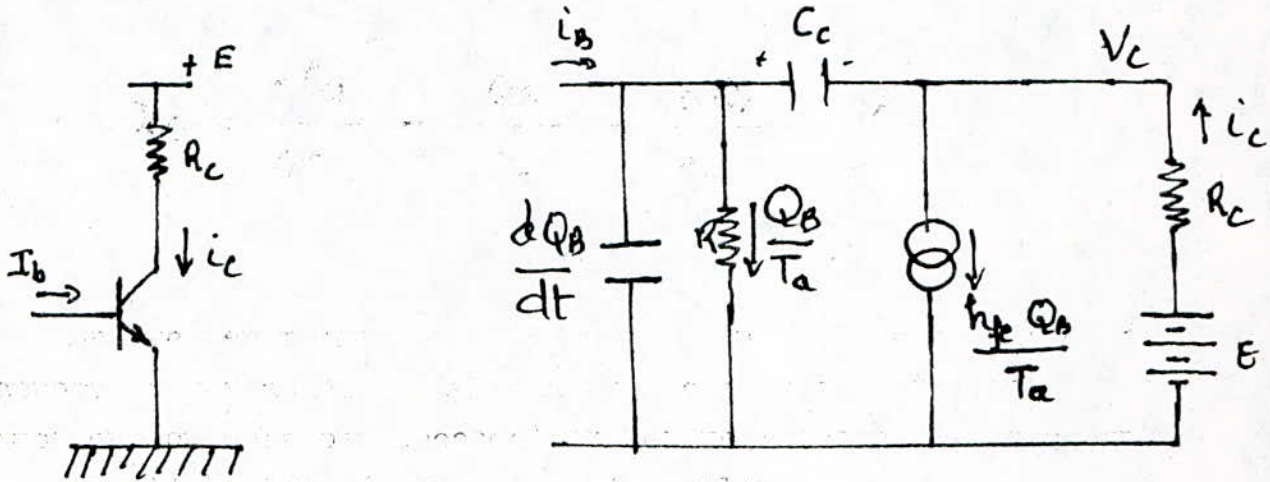


Schéma du circuit

Schéma équivalent du circuit

$$\text{soit } Q_C = -C_C V_C$$

$$\text{on a : } I_C = \frac{h_{FE} Q_B}{T_a} - \frac{dQ_C}{dt}$$

$$\frac{dQ_C}{dt} = -C_C \frac{d}{dt} \left(E - \frac{h_{FE} Q_B}{T_a} R_C \right) = \frac{C_C R_C h_{FE}}{T_a} \cdot \frac{dQ_B}{dt}$$

$$I_B = \frac{dQ_B}{dt} + \frac{Q_B}{T_a} + \frac{dQ_C}{dt} \quad (1)$$

Le premier terme de la relation donnant I_B est simplement le rapport de variation de la quantité de charge Q_B en fonction du temps (en Coulombs par seconde) et qui représente essentiellement la capacité à l'entrée du schéma équivalent.

Le deuxième terme (souvent appelé terme de recombinaison) s'associe à la présence de la résistance R du schéma équivalent et tient compte des pertes au niveau de la charge.

T_a est la constante de temps RC du circuit équivalent et est souvent considérée comme le temps de recombinaison (constant).

Le troisième terme représente le rapport de variation de la charge de la capacité de la fonction collecteur base pendant le temps de descente de la tension collecteur.

La résolution de l'équation (1) est la suivante: elle peut se mettre sous la forme:

$$I_B = \left(1 + \frac{C_c R_c h_{FE}}{T_a}\right) \frac{dQ_B}{dt} + \frac{Q_B}{T_a}$$

$$\frac{I_B}{1 + \frac{h_{FE} C_c R_c}{T_a}} = \frac{dQ_B}{dt} + \frac{Q_B}{T_a + h_{FE} C_c R_c}$$

La solution est de la forme

$$Q_B = A e^{-t/T_R} + B$$

où A et B sont des constantes et où

$$T_R = T_a + h_{FE} C_c R_c$$

$$T_R = \frac{h_{FE}}{\omega_E} + h_{FE} C_c R_c$$

$$T_R = h_{FE} \left(\frac{1}{\omega_E} + C_c R_c \right)$$

des conditions initiales:

à $t=0$, on considère que $Q_B=0$

c'est à dire $A+B=0$ et $t=0$

à $t=+\infty$ l'exponentielle tend vers zéro et Q_B tendra vers sa valeur finale Q_F

d'où $B=Q_F$

d'où $Q_B = -Q_F e^{-t/T_R} + Q_F = Q_F(1 - e^{-t/T_R})$

Si le transistor n'est pas saturé, $Q_F = I_b T_a$ et on a $Q_B = T_a I_b (1 - e^{-t/T_R})$

Cette équation peut être résolue en t comme suit:

$$t_r = T_R \ln \frac{T_a I_b}{T_a I_b - Q_B(t)}$$

Afin de trouver le temps de montée, il est nécessaire de déterminer t_a , c'est-à-dire le temps au bout duquel Q_B atteint $0,1 T_a I_b$ et

t_b , le temps au bout duquel Q_B atteint $0,9 T_a I_b$.

Le temps de montée est simplement $t_a - t_b$ et est donné par:

$$t_r = T_R \ln \left[\frac{T_a I_b}{T_a I_b - 0,9 T_a I_b} \right] - T_R \ln \left[\frac{T_a I_b}{T_a I_b - 0,1 T_a I_b} \right]$$

$$\text{ou } t_r = T_R \ln 9 = 2,2 T_R$$

On pourra prendre pour temps de montée:

$$t_r = T_R \ln 10 = 2,3 T_R$$

d'où le temps d'établissement du niveau haut (en courant)

$$t_{on} = \frac{Q_E + Q_{CD}}{I_B} + 2,3 T_R$$

d'où le retard à l'établissement du niveau haut (turn ou delay) sera donné par:

$$t_d = \frac{Q_E + Q_{CD}}{I_B} + 0,1 T_R$$

Dans le cas de la saturation, P_B est limité à Q_{BS} . La charge demande d'atteindre seulement le niveau de saturation et ne sont considérés que les points entre 10% et 90% de $T_a I_{BS} = Q_{BS}$.

La solution devient alors:

$$t_f = T_R \ln \left[\frac{I_B - 0,1 I_{BS}}{I_B - 0,9 I_{BS}} \right]$$

CALCUL DU TEMPS DE DESCENTE

Les paramètres qui affectent la valeur du temps de descente sont essentiellement les mêmes que ceux qui affectent le temps de montée; les effets de C_c , T_a et R_2 sont toujours présents pendant l'intervalle de fermeture. L'équation de base est:

$$I_{B_2} = \frac{dQ_B}{dt} + \frac{Q_B}{T_a} + \frac{dQ_c}{dt}$$

qui peut s'écrire en fonction de Q_B seulement comme pour le temps de montée;

On obtient:

$$I_{B_2} = \frac{dQ_B}{dt} \left(1 + \frac{h_{FE} C_c R_2}{T_a} \right) + \frac{Q_B}{T_a}$$

$$\text{d'où } I_{B_2} = \frac{dQ_B}{dt} \frac{T_F}{T_a} + \frac{Q_B}{T_a}$$

$$\text{où } T_F = T_a + h_{FE} C_c R_2$$

Cette équation a pour solution.

$$Q_B = T_a (I_{B_2} + I_{BS}) e^{-t/T_F} - T_a I_{B_2}$$

Lorsque $Q_B = 0,9 T_a I_{BS}$ le courant collecteur correspondra à 10% de I_{BS} tandis que pour $Q_B = 0,1 T_a I_{BS}$, le courant collecteur correspondra à 90% I_{BS} . La différence de temps est t_f et est donnée par:

$$t_f = T_F \ln \left\{ \frac{I_{B_2} + 0,9 I_{BS}}{I_{B_2} + 0,1 I_{BS}} \right\}$$

C H A P I T R E 3

REALISATION PRATIQUE

Une vue générale du système réalisé est donné à la fig.3.1. En premier lieu, le travail a été orienté vers la mise au point et la réalisation de l'étage modulateur de largeur d'impulsion (PWM). Comme l'indique la figure 3.2., cet étage utilise des composants discrets associés à trois circuits intégrés. Le SN7400 de technologie TTL comportant quatre portes NAND a permis la réalisation de l'oscillateur haute fréquence. Celui-ci est piloté par un quartz de 4433,618 KHz. Le circuit de comptage TTL SN 7490 câblé en compteur par 10 agit en diviseur de fréquence par 10, fournissant à sa sortie un signal carré à la fréquence de travail, soit 443,3618 KHz. Un intégrateur RC passif permet d'obtenir un signal triangulaire de référence à partir du signal carré de fréquence 443 KHz. Le signal modulé en largeur d'impulsion est obtenu en sortie d'un étage comparateur réalisé à l'aide d'un amplificateur opérationnel du type uA 741 qui reçoit, sur ses entrées, d'une part, le signal triangulaire de référence, d'autre part, le signal continu ~~de référence~~ variable.

L'unité de retard donnée en figure 2.5. a été interposée entre le modulateur à largeur d'impulsion et l'étage de commande. Les transistors utilisés par le circuit sont des ZTX 451 (NPN) et ZTX 551 (PNP) qui sont d'un type à grande vitesse de commutation convenant bien pour les applications en hautes fréquences. Des temps de montée, et de descente de l'ordre de 10 ns ont été obtenus.

L'alimentation de l'étage modulateur et de l'unité de retard est confiée au circuit d'alimentation de moyenne puissance donné figure 2.11.

L'étage "DRIVER" étant très sensible doit être bien isolé de l'étage de commutation de puissance. Les composants de la précommande et de réglage de niveau ont été mis à l'intérieur d'une boîte en aluminium. Les composants de puissance ainsi que les diodes d'antisaturation sont fixés sur radiateurs. De petits orifices ont été faits sur la boîte pour laisser passer les différents fils de liaisons tels que ceux de la commande et ceux de l'alimentation.

Il faut noter, en outre, que la mise à la terre des différents dispositifs est très critique, particulièrement lorsque ces différentes parties sont connectées ensemble.

Afin de diminuer le bruit, un certain nombre de capacités de découplage est utilisé aux bornes des lignes principales d'alimentation. Des capacités céramiques sont ainsi utilisées pour atténuer l'effet de certaines composantes hautes fréquences du courant.

Les capacités électrolytiques qui, dans certains cas, présentent une certaine inductance propre, agissent très bien dans l'élimination des basses fréquences parasites.

Les circuits de commande ont été réalisés en accord avec le schéma théorique présenté figure 3.3.

A cause du manque de composants adéquats pour la réalisation de la commande de niveau et des sources de courant, une combinaison de trois transistors (de type ZTX 551), montés en parallèles et en série avec 2 F.E.T (BF 246B), montés en parallèles eux-aussi a été utilisée pour fournir le courant de base nécessaire demandé par les transistors de commande. Plusieurs fils d'alimentation de puissance sont attachés ensemble pour annuler les effets d'inductances et champs magnétiques parasites.

La figure 3.3. montre le schéma complet du circuit de commande et du circuit de puissance en indiquant les composants montés sur radiateur et ceux montés sur la plaquette.

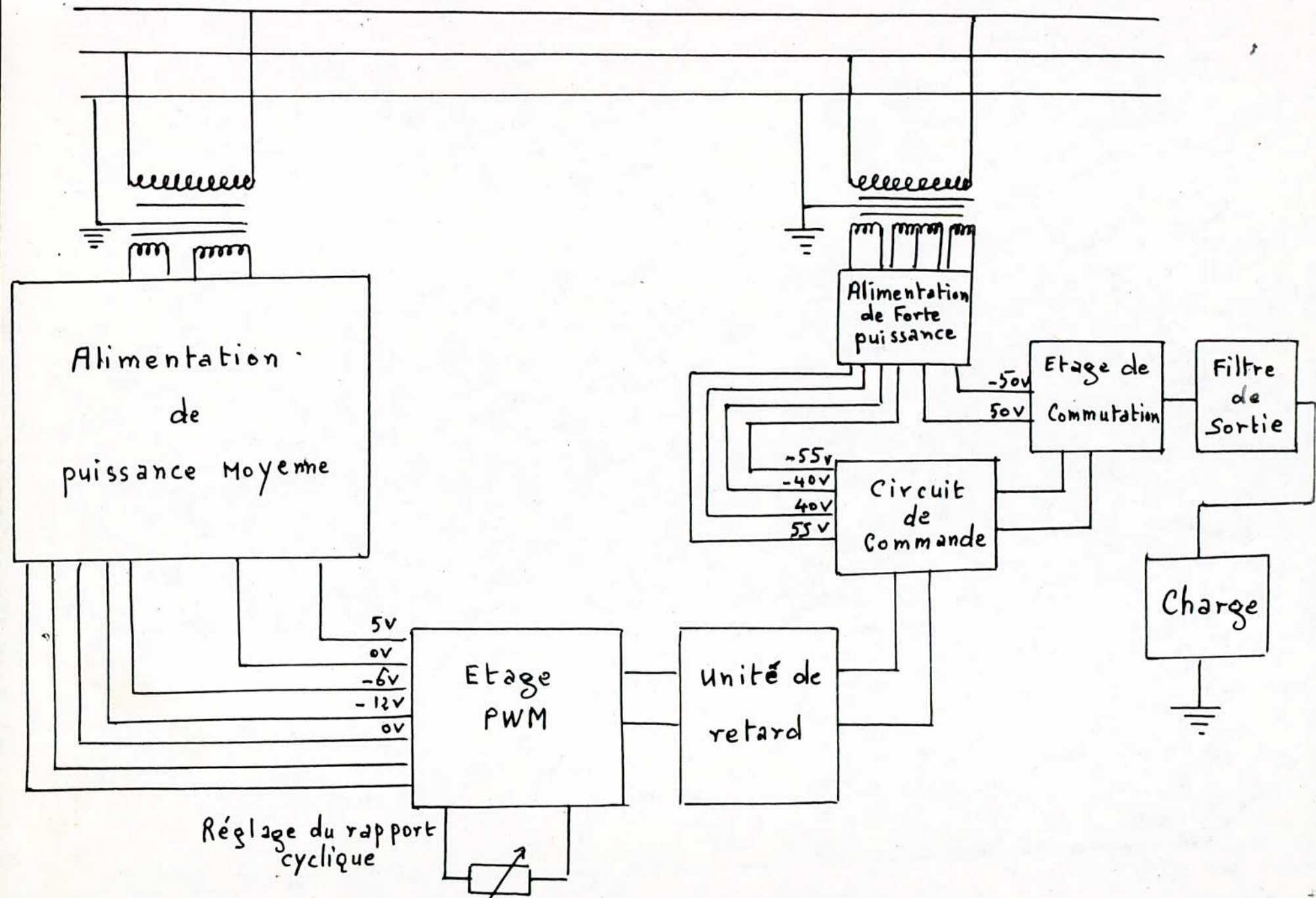


Fig. 3.1. Schéma bloc de l'amplificateur PWM réalisé

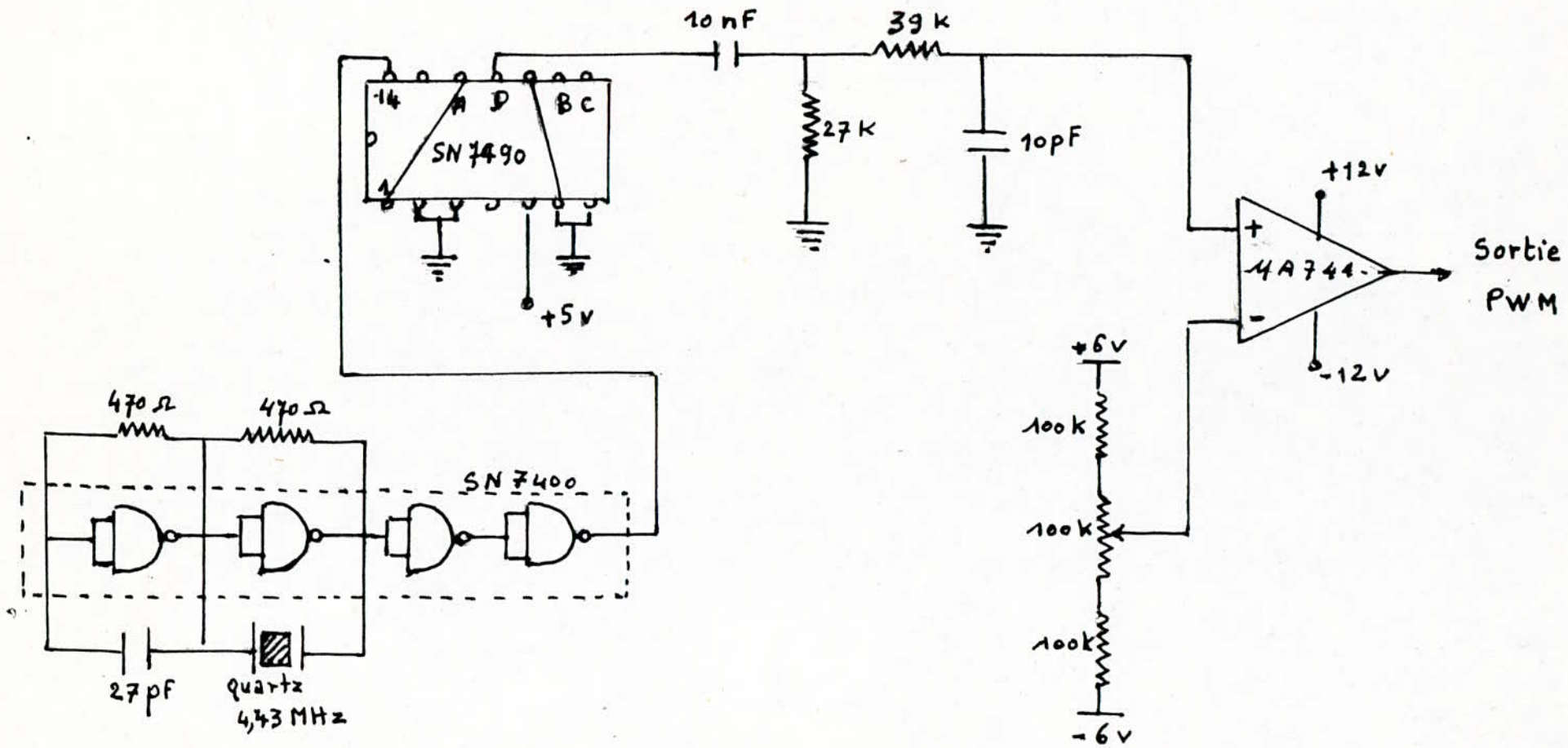


Fig 3.2. Schéma du modulateur PWM réalisé.

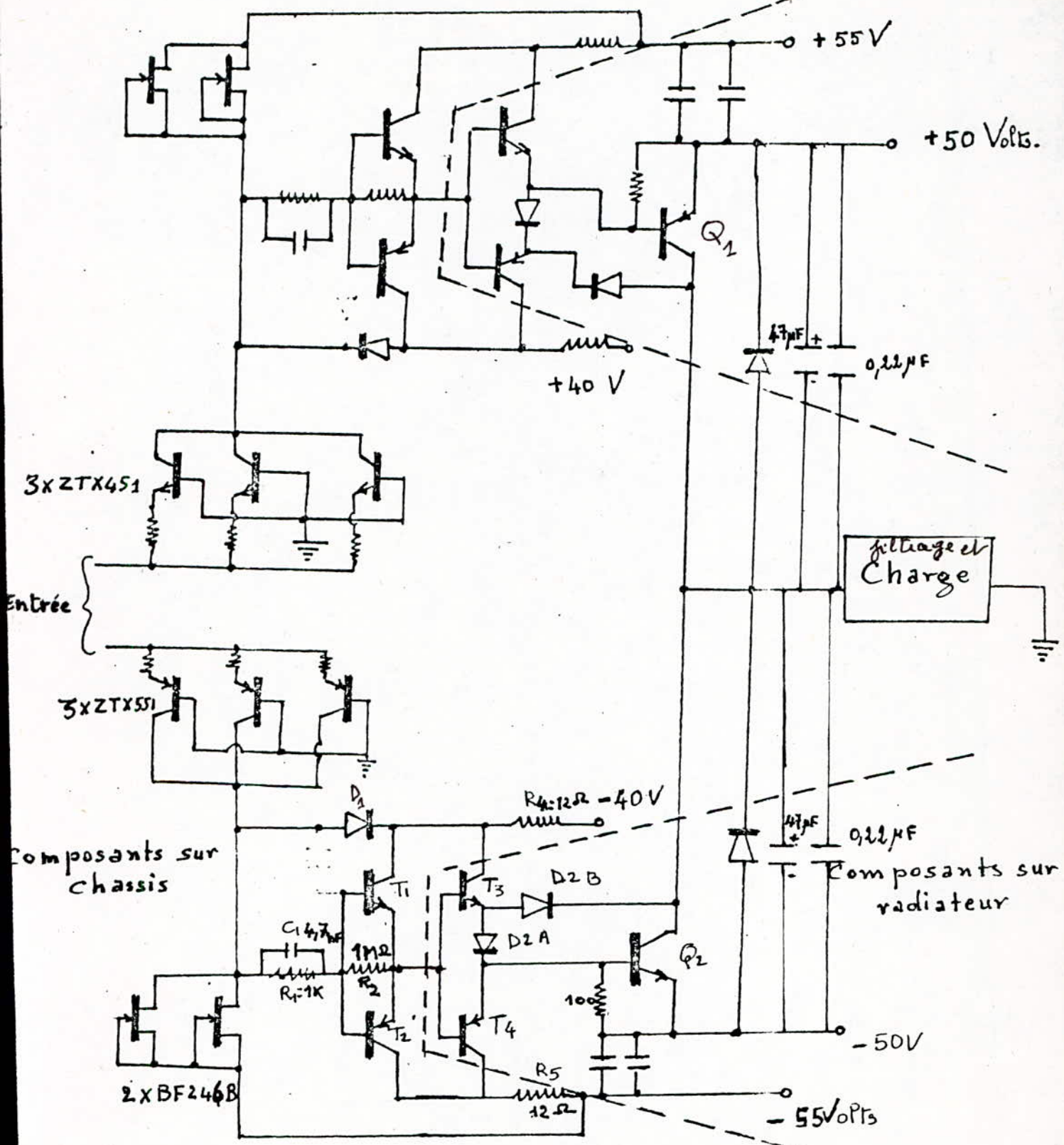


Fig. 3.3. Schémas complets de l'étage de commande et du circuit de commutation de puissance réalisés

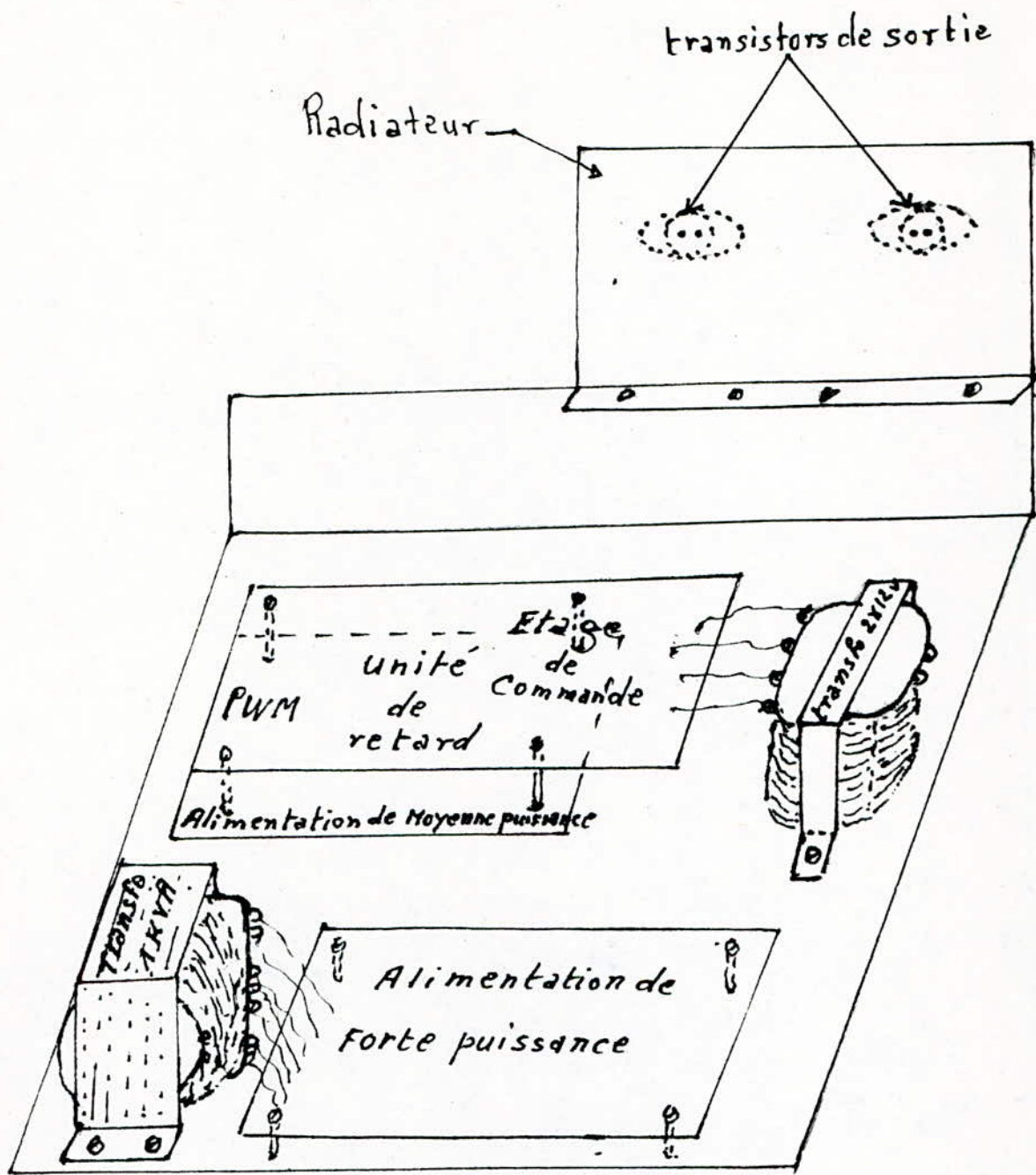


Fig 3.4. Vue d'ensemble de la réalisation

C H A P I T R E 4

MESURES ET TESTS

Le modulateur de largeur d'impulsion constituait, comme il a été vu, le premier étage de notre amplificateur.

Le signal triangulaire obtenu à la sortie de l'intégrateur est introduit sur l'une des entrées d'un comparateur; sur l'autre, est appliquée une tension continue variable.

Ces formes de signaux sont indiquées par la figure 4.1. Nous obtenons ainsi en sortie du comparateur un signal de commande modulé.

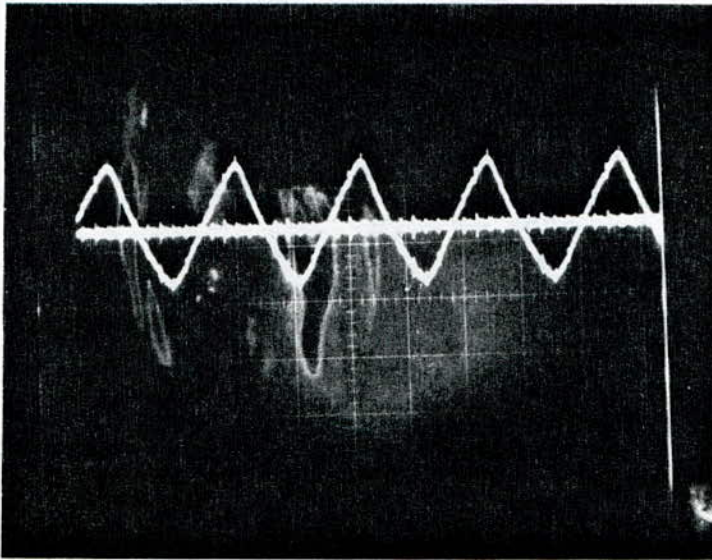
Le comparateur de type uA 741 peut être remplacé avantageusement par le LM 710. Le signal de sortie, représenté à la figure 4.2., a un temps de montée de 40 ns et un temps de descente de 30 ns.

A l'aide de dispositifs à temps de commutation rapide, il est possible d'obtenir des signaux qui font apparaître des temps de commutation de l'ordre de 10 ns. Ce genre de signaux qui varient respectivement de - 5 à + 6 Volts et de - 6 à + 5 v sont donnés en figure 4.3.

L'étage de commutation a été d'abord testé en circuit ouvert en utilisant un générateur d'impulsion variable et une alimentation stabilisée régulée en courant. Ce n'est que lorsque fut constaté le bon fonctionnement de cet étage que furent connectés l'alimentation de puissance et l'étage PWM.

Ainsi, les expérimentations s'effectueront à une fréquence de commutation de 500 KHz environ.

Initialement, le type de transistor utilisé pour commuter un courant d'environ 1 Ampère sous une tension de - 50 volts fut le 2N 3442.



Echelle:

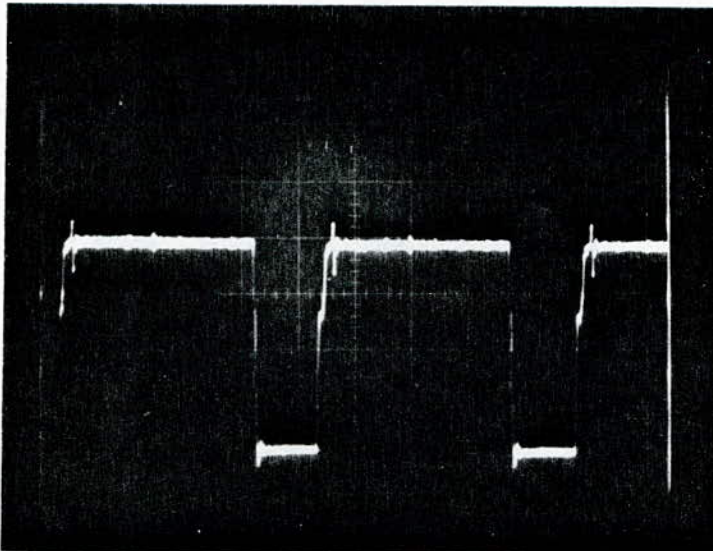
1 cm = 1 us

1 cm = 1 Volt

Fig. 4.1 Signaux à l'entrée du comparateur:

- Signal triangulaire de l'intégrateur.

- Signal continu de référence.

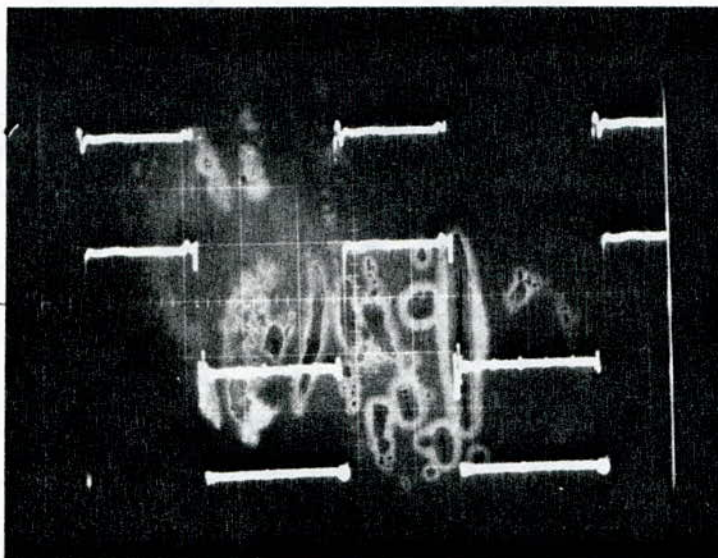


Echelle:

1 cm = 1 us

1 cm = 1 Volt

Fig. 4.2 : Signal à la sortie du modulateur de largeur d'impulsion



Echelle :

1 cm = 1 us

1 cm = 1 Volt

Fig. 4.3: Signaux à la sortie de l'unité de retard

Les temps de montée et de descente constatés pour la tension collecteur-émetteur étaient respectivement d'environ 150 ns et 180 ns. Ces résultats n'étaient pas surprenants car le transistor utilisé est un transistor ayant des caractéristiques de commutation non adéquates pour des applications en commutations rapides.

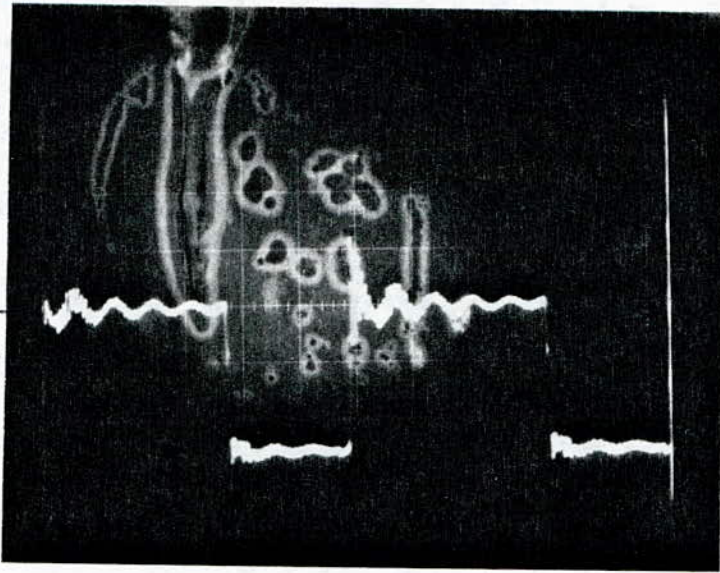
Une diode est disposée entre collecteurs et émetteurs des transistors de sortie afin de permettre l'atténuation de pics de tension qui peuvent survenir à cause de l'effet inductif de la charge.

Pour diminuer l'ondulation et le bruit qui se greffent sur les 50 volts de l'alimentation, une capacité électrochimique de 47 uF est placée entre l'émetteur et la sortie du transistor. Une autre capacité de 0,22 uF est placée en parallèle et a pour rôle de supprimer les composantes harmoniques indésirables dans le signal de sortie. Les figures 4.4.a. et 4.4.b. montrent l'effet des capacités en donnant la forme des signaux avant et après leur insertion.

Les mesures ont été faites à l'aide d'un oscilloscope bicourbe ayant un temps de montée propre de 10 ns.

Le courant de base dans l'étage de sortie est indépendant des variations de V_{BE} (on). La valeur du courant de base dépend entièrement de la commande. Le courant à l'entrée de l'étage de commande est de 30 mA. La sortie de cet étage fournit un courant de base au transistor de puissance de l'ordre de 2 A, avec un temps de montée et de descente de 40 ns. La forme de ces courants est donnée respectivement en figures 4.5.a. et 4.5.b. Cependant, les interférences dans le signal de commutation affecte le fonctionnement de l'étage de commande. Ceci se manifeste par quelques volts (crête à crête) qui apparaissent dans l'alimentation de l'étage de commande.

Des capacités électrolytiques sont utilisées pour réduire les composantes HF du courant; d'autres capacités y sont aussi connectées.

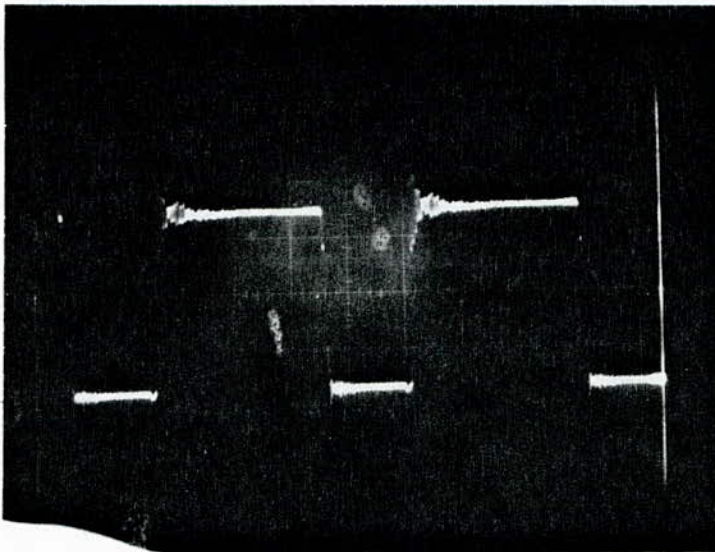


Echelle:

1 cm = 1 us

1 cm = 20 Volts

Fig:4.4a : Tension au collecteur du transistor Q_2 (de puissance)
sans capacité de découplage .



Echelle:

1 cm = 1 us

1 cm = 20 Volts.

Fig. 4.4b : Tension au collecteur du transistor Q_2
avec capacité de découplage .

Quelques améliorations dans la vitesse d'exécution des tensions de bases des transistors de sortie sont apportées quand on réalise la prise de terre avec des fils de gros diamètre. Ceci diminue en outre l'effet des interférences radioélectriques parasites pouvant être émises.

Les éléments de puissance qu'on a pu trouver sont deux transistors XGSR 16025 (NPN) et ³⁰⁴¹BDX 18 N (PNP) qui ont un temps de réponse relativement faible et sont connectés sur un radiateur avec d'autres composants comme indiqué aux figures 3.3. et 3.4.

On remarque qu'une augmentation du courant de l'étage de commande donne un bon temps de commutation et une bonne immunité au bruit.

Les tensions de collecteur et de base du transistor de sortie sont données à la figure 4.6.

Il y a un ~~rebond~~ ^{rebond descendant} sur le front de montée de la tension de sortie qui correspond probablement à un transitoire dans la ligne d'alimentation de puissance. Les temps de montée et de descente obtenus sont respectivement d'environ 20 et 25 ns. Aux bas courants correspondent les temps de montée et de descente les plus grands. Ceci est probablement dû aussi à une certaine grande valeur du temps de stockage de l'alimentation. La figure 4.7 montre que lorsque la tension de base atteint un pic, la tension collecteur chute: on a alors antisaturation pendant laquelle la diode fonctionne. La tension* chute alors à 0,8 v, mais vers la fin de la conduction, elle devient négative et simultanément le collecteur devient positif.

La tension collecteur dépend de la valeur du courant collecteur qui, lui-même dépend du courant de base.

La forme du courant dans la charge s'explique par l'effet de l'inductance interne de la charge, et la valeur moyenne de celui-ci est déterminée par la valeur du rapport cyclique.

x entre base et émetteur

Temps de montée : 30 ns

Temps de descente = 40 ns.



Fig. 4.5a : Forme du courant à l'entrée de l'étage de commande .

Temps de montée : 40 ns

Temps de descente : 40 ns.



Fig. 4.5b : Forme du courant à la base du transistor de sortie Q_2 .

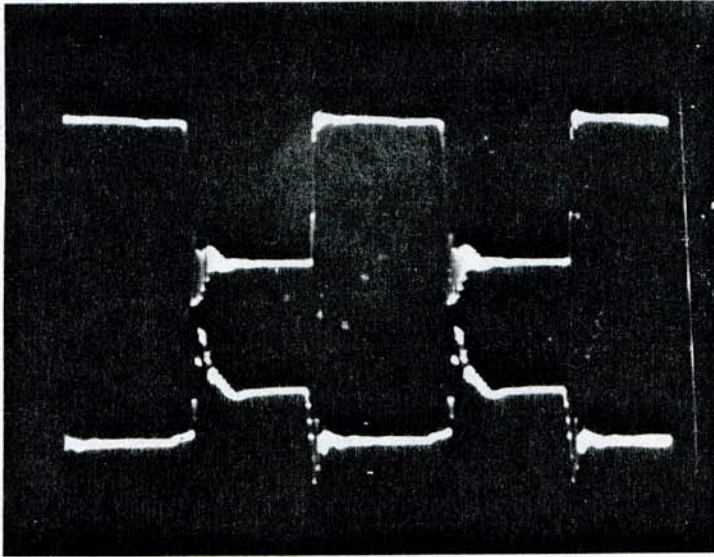


Fig. 4.6 :

- Tension au collecteur du transistor de sortie Q_2 .
- Tension de base du même transistor .

Echelle :

1 cm = 1 us

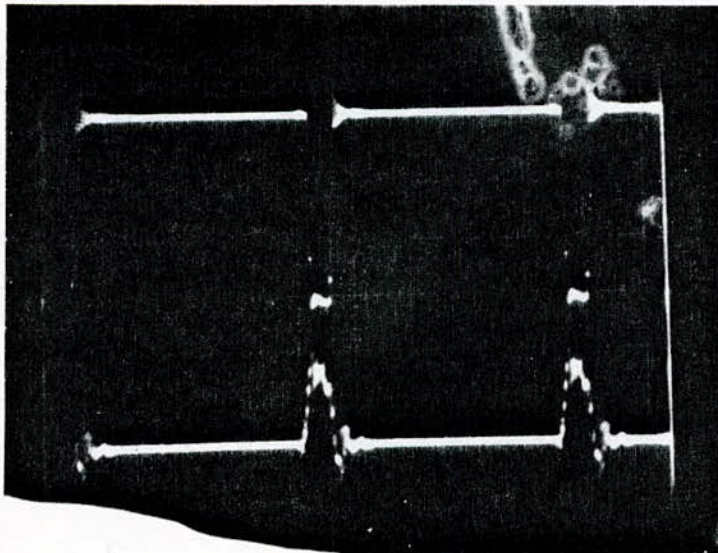
1 cm = 20 Volts (V_C).1 cm = 5 Volts (V_B).

Fig. 4.7 :

- Tension au collecteur et la base du transistor de sortie Q_2
(minimum rapport cyclique)

Echelle:

1 cm = 1 us

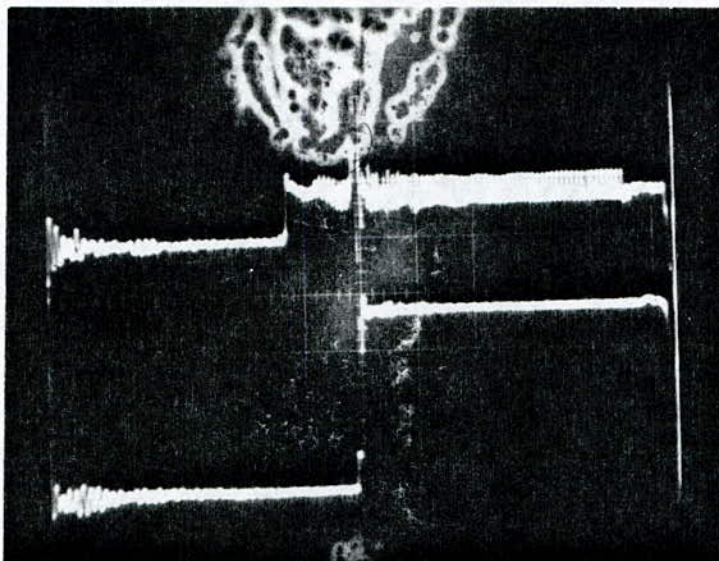
1 cm = 20 Volts (V_C).1 cm = 5 Volts (V_B).

Les **retards** dans le système sont obtenus par des mesures à l'oscilloscope.

Le retard entre l'entrée et la sortie est indiqué par la figure 4.8. et mesuré par un rapport cyclique unité: la mesure a donné 140 ns. Les retards observés pour le rapport cyclique maximum ne font pas apparaître des variations très significatives. En outre, la valeur des retards observés pourrait être diminuée en utilisant une alimentation de puissance pour l'étage de sortie plus performante.

Dans un travail antérieur, une conception différente a été recherchée, utilisant des F.E.T.S dans l'étage de sortie et il faut noter que le présent système est capable, sans grand changement, d'utiliser des dispositifs tels que des F.E.T.S de puissance.

Cependant, bien que ces composants montrent une nette supériorité en ce qui concerne les tensions admissibles, il n'a pas été néanmoins possible d'obtenir le même degré de linéarité au niveau de la compensation comme il a été obtenu avec un bon et fort courant dans le cas des composants bipolaires.



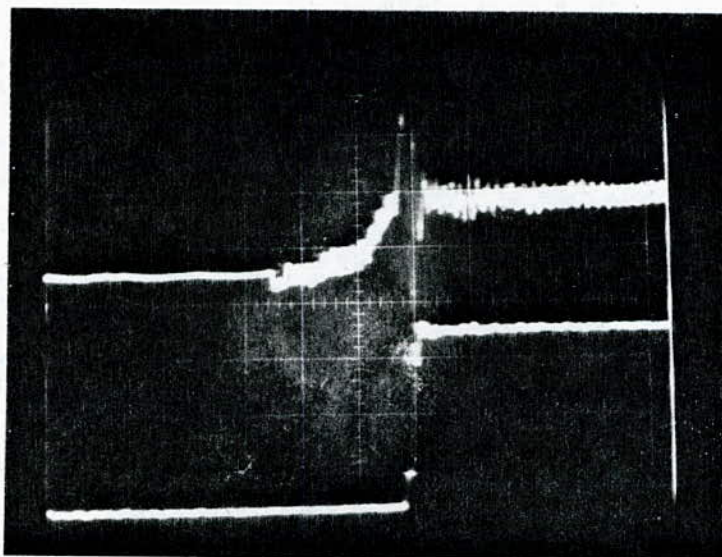
Echelle :

1 cm = 100 ns

1 cm = 20 Volts (V_C)

1 cm = 5 Volts (V_B)

Fig. 4.8a : Retard entre la tension d'entrée de l'étage de commande et celle au collecteur du transistor de sortie.



Echelle :

1 cm = 50 ns

1 cm = 20 Volts (V_C)

1 cm = 5 Volts (V_b).

Fig. 4.8b : Retard entre la tension d'entrée et celle de sortie du transistor de sortie Q_2

C H A P I T R E 5

FILTRE DE SORTIE

A la sortie de l'étage de puissance de l'amplificateur PWM, on se trouve en présence d'un signal carré d'une fréquence de l'ordre de 450 KHz, dont le rapport cyclique est modulé par le signal BF à amplifier.

De part l'inertie du système mécanique constituant un haut parleur, celui-ci ne peut reproduire cette haute fréquence (de 450 KHz) qui, par ailleurs, serait inaudible. En outre, l'analyse spectrale du signal PWM relatée au chapitre 1, indique qu'un simple filtrage passe-bas de ce signal suffirait à extraire l'information audio.

c'est pourquoi la charge (le haut parleur) devra être précédée d'un filtre passif qui va diminuer l'amplitude de la porteuse aux bornes du transducteur de sortie. La transmittance de ce filtre sera élevée pour la haute fréquence et faible pour la basse fréquence.

Les caractéristiques de ce filtre doivent être très bonnes et répondre à plusieurs spécifications: faible résistance série et bonne tenue en puissance, principalement. L'utilisation d'un filtre actif s'est avéré impossible à cause des valeurs trop élevées des courants qu'il devra supporter.

Il a donc été retenu, parmi les différentes catégories de filtres passifs existantes, un type de filtre à réseau LC donné sous sa forme la plus simple par la figure 5.1. Il faut remarquer sur cette figure, que la charge est considérée comme une résistance pure. En fait, il est commis une légère erreur car, en principe, lorsqu'on calcule un filtre pour un haut parleur, il faut tenir compte de la variation d'impédance de ce dernier, ainsi que de son efficacité.

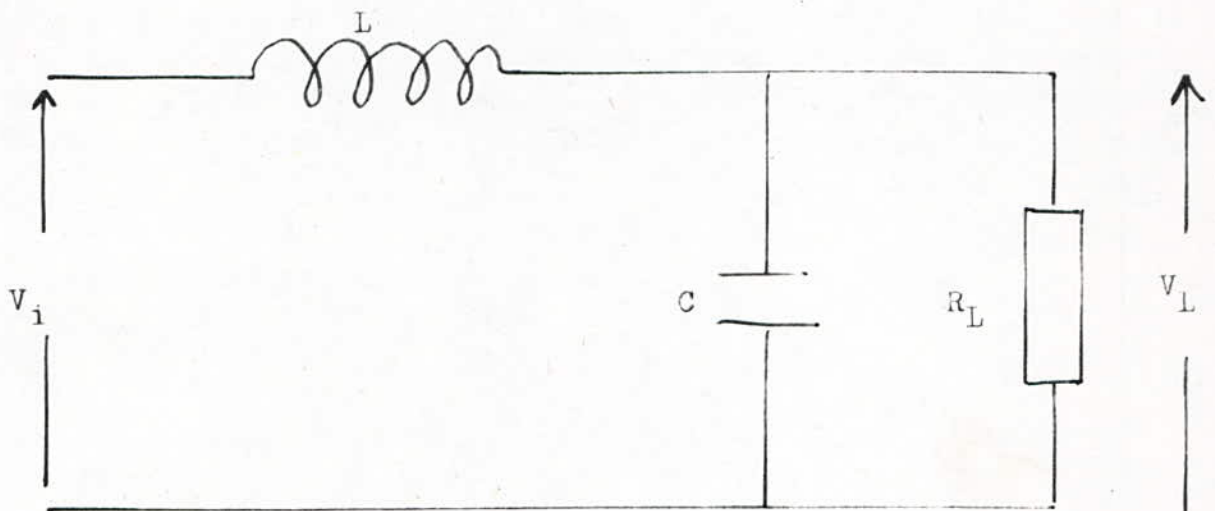


Fig.5.1: Filtre passe-bas sous sa forme la plus simple.

Pour simplifier l'étude du réseau, on considère les éléments constitutifs du filtre, tels que l'inductance et la capacité, comme parfaits (c'est-à-dire ne présentant pas de résistances de fuites.) Par ailleurs, l'impédance de sortie du circuit qui alimente le filtre est considérée comme négligeable.

La fonction de transfert de ce circuit est donnée par la transformée de Laplace:

$$G(s) = \frac{V_L(s)}{V_i(s)} = \frac{R_L / (1 + sR_L C)}{sL + R_L / (1 + R_L C)}$$

$$= \frac{1}{LCs^2 + \frac{1}{R_L}s + 1}$$

Soit, en mettant sous la forme générale du deuxième ordre, on a:

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{1}{R_L}s + \frac{1}{LC}} = \frac{\omega_0 R_L}{s^2 + 2\zeta \omega_0 s + \omega_0^2}$$

Où $\omega_0^2 = \frac{1}{LC}$ est la fréquence de coupure,

et $\zeta = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{L/C}}{R_L}$ le coefficient d'amortissement.

En utilisant la notation complexe, la réponse en fréquence peut être obtenue et on a:

$$G(j\omega) = \frac{1}{1 + 2\zeta \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right) + \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

La forme asymptotique (de Bode) est donnée par:

$$G_{dB} = 20 \log |G(j\omega)| = 20 \log \left| \frac{1}{1 + 2\zeta \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right) + \left(j\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \right|$$

$$G_{dB} = -20 \log \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(2\zeta \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$$

Pour les basses fréquences, c'est-à-dire telles que $\omega \ll \omega_0$ le gain G_{dB} devient $-20 \log(1) = 0_{dB}$, l'asymptote pour les basses fréquences est donc la droite horizontale à 0_{dB} . Pour les HF, c'est-à-dire pour $\omega \gg \omega_0$ le gain G_{dB} devient:

$$G_{dB} = -20 \log \frac{\omega^2}{\omega_0^2} = -40 \log \frac{\omega}{\omega_0}$$

L'équation de l'asymptote pour les hautes fréquences est donc l'équation d'une droite de pente $-40_{dB}/dec$. L'asymptote pour les HF coupe l'asymptote pour les BF en $\omega = \omega_0$ tel que $-40 \log \frac{\omega}{\omega_0} = -40 \log(1) = 0_{dB}$

La courbe de réponse asymptotique de Bode est donné par la figure 5.2.

A cause de l'interdépendance qui existe entre la fréquence de coupure et le coefficient d'amortissement, la courbe de réponse en fréquence n'est pas utilisable pour les faibles valeurs de ξ . Autour de $\omega = \omega_0$, il apparaît un pic de résonance dont l'amplitude dépend de ξ . La fonction de transfert du filtre est donnée par:

$$G(j\omega) = \left| \frac{V_L(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| \quad (1)$$

La fréquence de résonance apparaît quand:

$$\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(2\xi \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \text{ est minimum}$$

qui peut être écrit:

$$\frac{(\omega^2 - \omega_0^2(1 - 2\xi^2))^2}{\omega_0^4} + 4\xi^2(1 - \xi^2)$$

La valeur minimum est obtenue pour $\omega = \omega_0 \sqrt{1 - 2\xi^2}$ donc, la fréquence de résonance ω_r est:

$$\omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - 2\xi^2} \quad (2)$$

$$0 < \xi \leq 0,707$$

Lorsque le facteur d'amortissement $\xi \rightarrow 0$, la fréquence de résonance tend vers ω_0 .

D'autre part, $\omega_r = 0$ pour $\xi = 0,707$.

L'amplitude du pic de résonance qui apparaît dans la réponse en fréquence peut être obtenue en substituant (2) dans (1)

$$M_r = |G(j\omega)|_{\max} = \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}} \quad (3)$$

Pour obtenir la courbe de réponse en fréquence (fig. 5.2.), ξ a été pris égal à 0,707

$0,707 = \frac{\sqrt{2}}{2}$, pour avoir $M_r = 1$ (équation 3) et

$\omega_r = 0$ (équation 2). On a alors:

$$20 \log(M_r) = 20 \log(1) = 0$$

La réponse en fréquence donnée en figure 5.2. pour $\xi = 0,707$ commence à 0dB pour $\omega = 0$ et décroît monotonement et asymptotiquement à la courbe de Bode pour $\omega > \omega_0$, avec une pente de - 40 dB par décade.

En substituant $\xi = 0,707$ et $\omega = \omega_0$ dans l'équation, on trouve $|G(j\omega_0)| = \frac{1}{\sqrt{2}}$

donnant: $20 \log |G(j\omega_0)| = 10 \log(2) = - 3 \text{ dB}$.

La relation entre la fréquence de commutation ω_s que le filtre doit atténuer et la fréquence maximum audio peut être déduite. Supposons que le filtre doit atténuer 100 fois la haute fréquence de commutation, nous aurons:

$$\frac{V_L}{V_i} = \frac{1}{100}$$

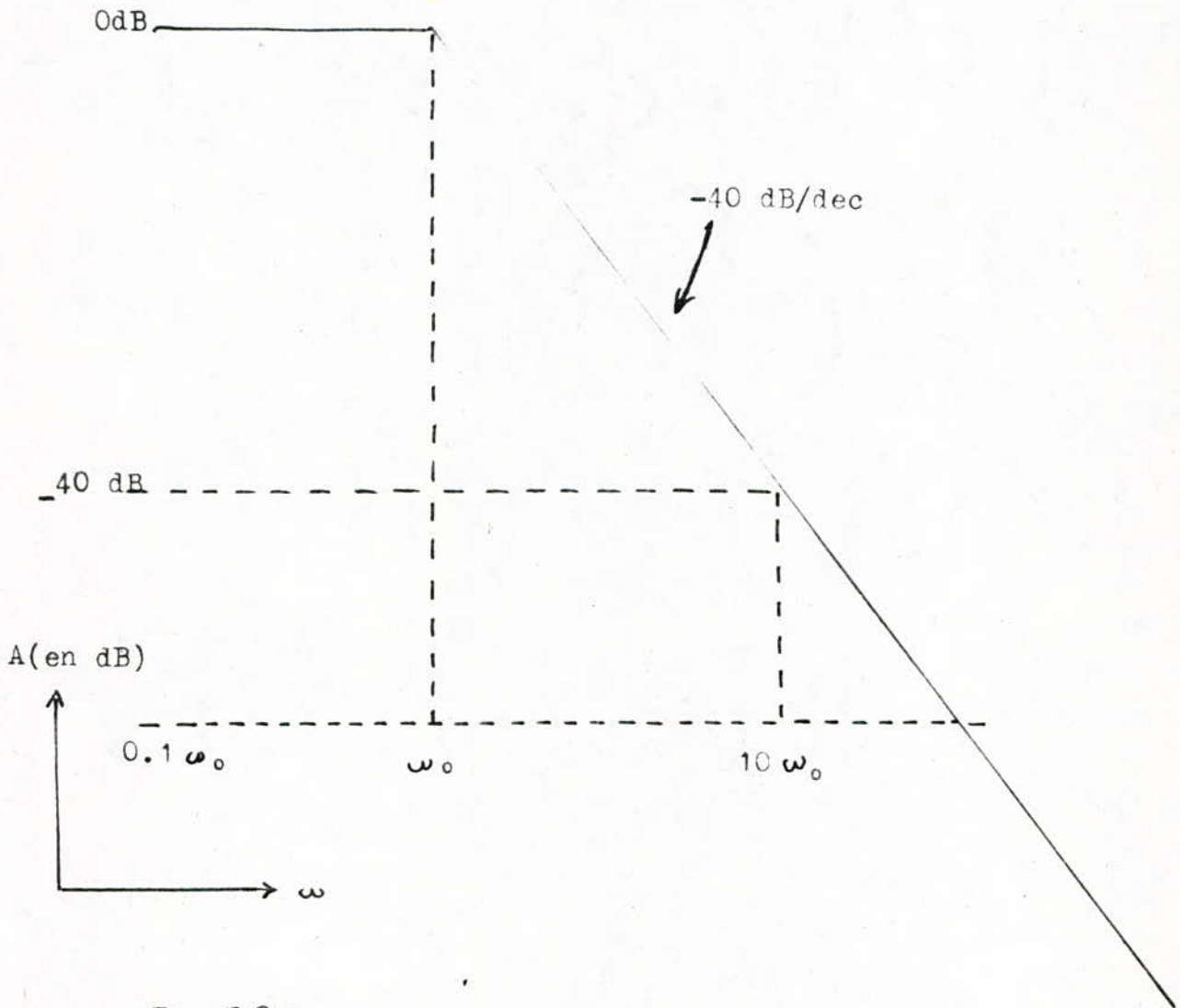


Fig.5.2: Diagramme de Bode de la réponse en fréquence du filtre passe-bas.

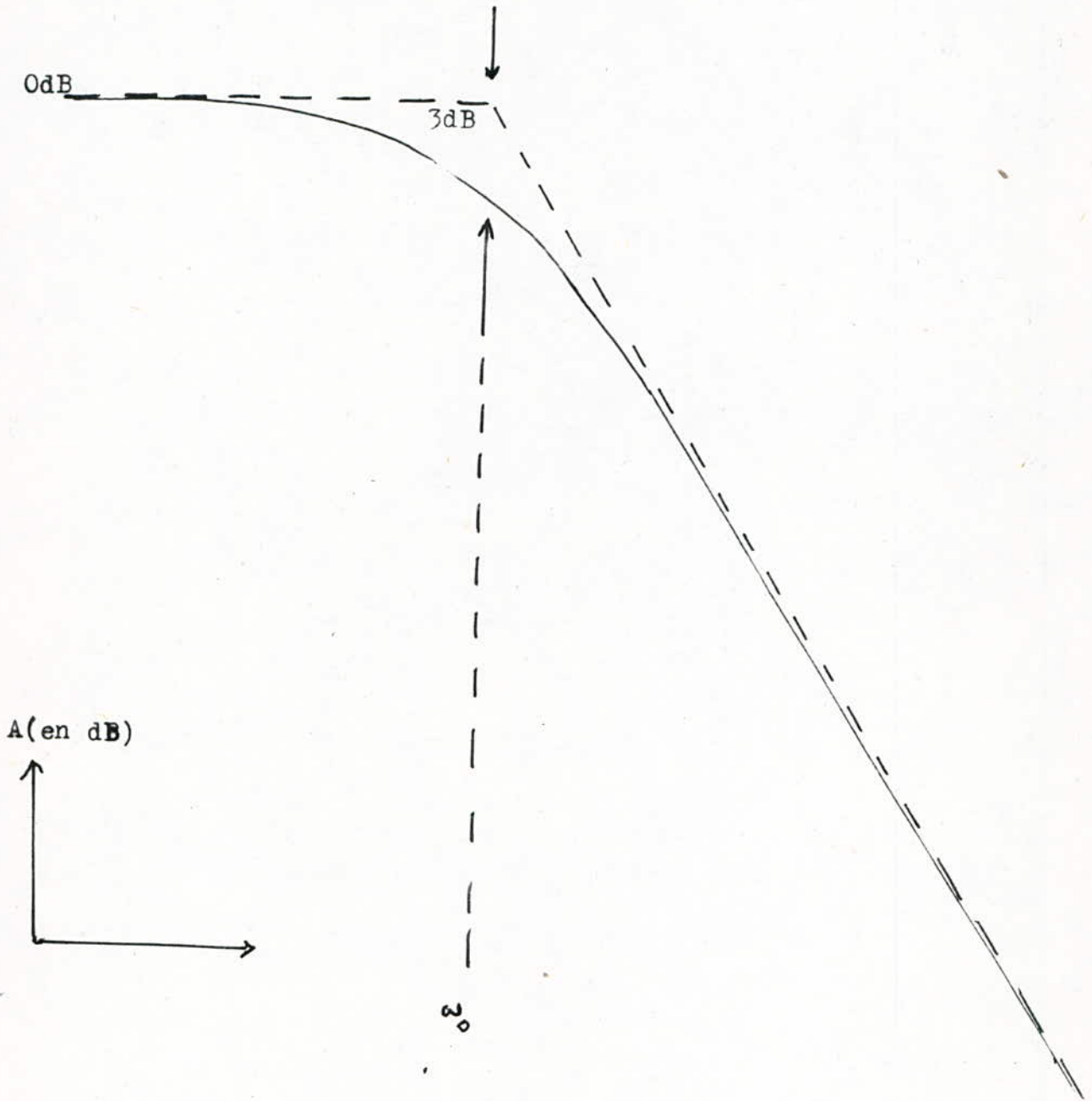


Fig.5.2 bis: Courbe de réponse en fréquence pour $\zeta = 0,707$

Soit en dB, $20 \log \frac{V_L}{f_s V_i} = -20 \log 100 = -40$ dB à la fréquence de commutation

$$\text{Soit } A = \frac{\omega_S}{\omega_0}$$

$$\log A = \frac{\text{atténuation}}{\text{pente}} = \frac{-40 \text{ dB}}{-40 \text{ dB/dec}} = 1 \text{ déc}$$

d'où $A = 10$

Ce qui donne $\omega_S = 10 \omega_0$

Cette équation donne la fréquence de coupure pour la fréquence de commutation utilisée avec $\xi = 0,707$. Un déphasage est engendré par le filtre dont la valeur est donnée par

$$\phi = - \operatorname{tg}^{-1} \left| \frac{2 \xi \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2} \right|$$

Le déphasage est une fonction de ω et ξ

- à $\omega = 0$, $\phi = 0^\circ$

- à la fréquence de coupure $\omega = \omega_0$, $\phi = 90^\circ$

(sans tenir compte de)

- à $\omega = \infty$, $\phi = 180^\circ$

La courbe de déphasage en fonction de la fréquence est symétrique par rapport au point d'inflexion où $\phi = 90^\circ$ comme le montre la figure 5.3.

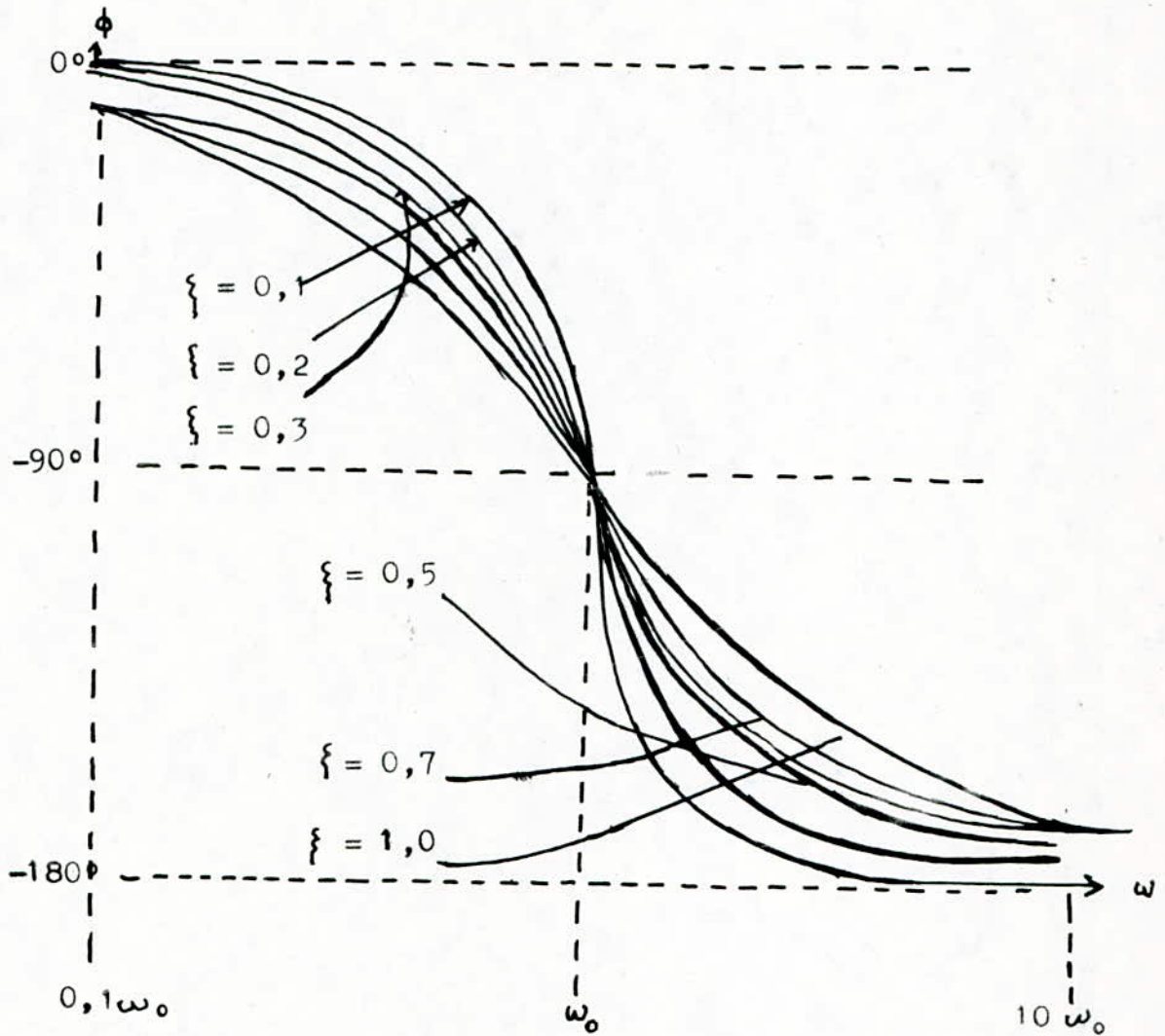


Fig-5-3: Courbes donnant le déphasage en fonction de la fréquence
— pour différentes valeurs de ζ

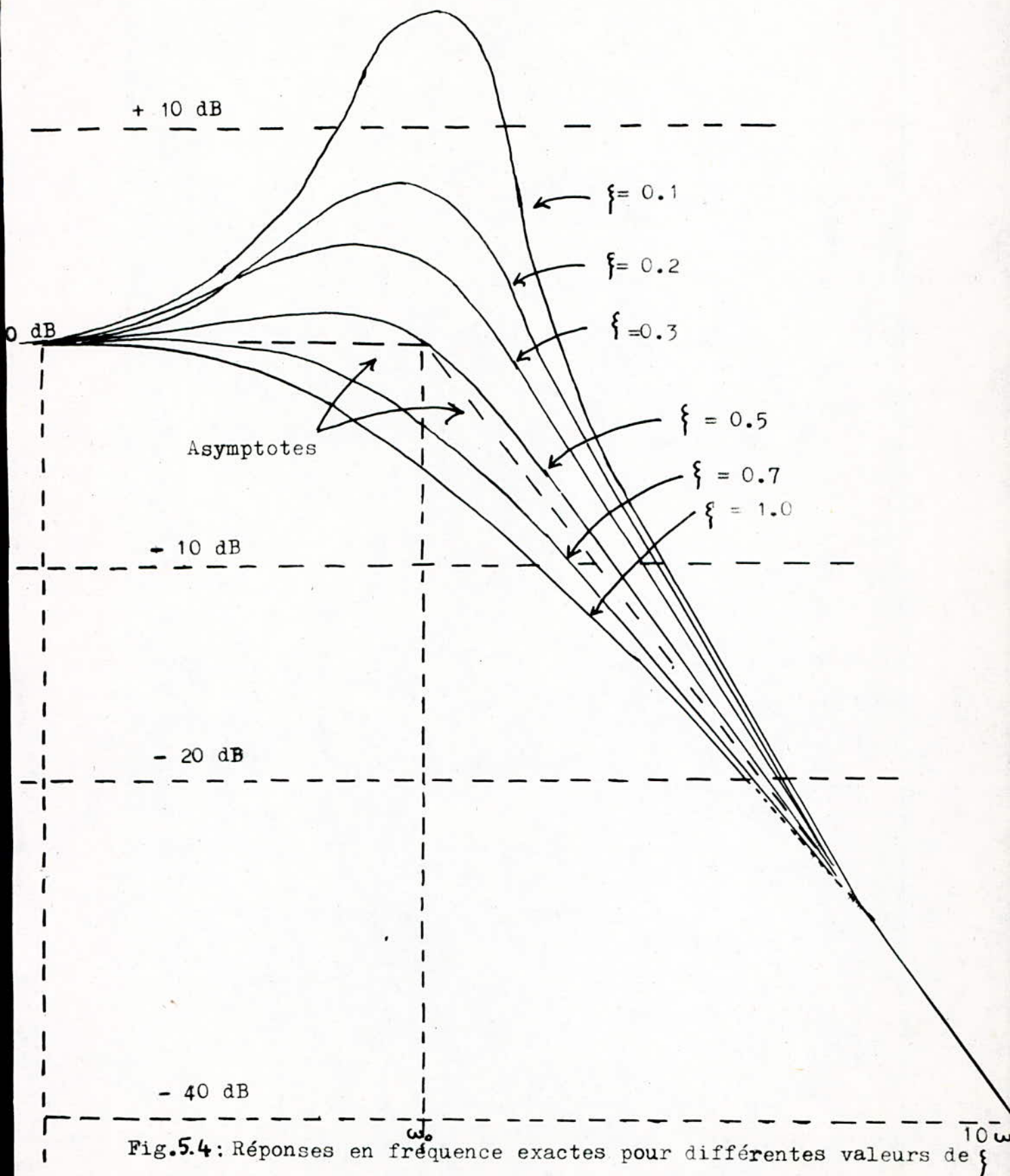


Fig.5.4: Réponses en fréquence exactes pour différentes valeurs de ξ

REALISATION PRATIQUE DU FILTRE DE SORTIE

La réalisation pratique du filtre de sortie nécessite la réalisation manuelle de la self qui le constitue, vu la non disponibilité sur le commerce de selfs (à faible résistance série) et de valeurs inférieures à 100 uH.

Pour réaliser cette self, il a été fait usage de la formule de NAGAOKA qui permet le calcul de ses paramètres en fonction de sa valeur en micro-Henrys. Cette formule n'est valable que pour des selfs à air:

$$L(\text{uH}) = \frac{0,0395}{b} n^2 a^2 K$$

avec n =nombre de tours, a =rayon de la bobine, b =longueur de la bobine et K = coefficient dépendant du rapport $\frac{2a}{b}$ (voir tableau ci-dessous)

$2a/b$	K	$2a/b$	K	$2a/b$	K
0	1,0	0.90	0.711	7.00	0.258
0.05	0.979	1.00	0.688	8.00	0.237
0.10	0.959	1.25	0.638	9.00	0.219
0.15	0.939	1.50	0.595	10.00	0.203
0.20	0.920	1.75	0.558	25.00	0.105
0.25	0.902	2.00	0.526	50.00	0.061
0.30	0.884	2.50	0.472	75.00	0.043
0.40	0.850	3.00	0.429	100.00	0.035
0.50	0.818	3.50	0.394	200.00	0.019
0.60	0.789	4.00	0.365	400.00	0.011
0.70	0.761	5.00	0.320		
0.80	0.735	6.00	0.283		

Après divers essais et vu les forts courants qui traversent la self, il a été admis une atténuation de la haute fréquence de l'ordre de 100.

Par ailleurs, le calcul du filtre a été fait pour une fréquence de coupure de 44,3 KHz.

La fréquence de coupure f_0 du filtre a donc été choisie 10 fois plus petite que la fréquence de commutation f_s ; (voir calcul d'atténuation ci-avant)

$$\text{Soit } L = 27 \text{ uH}, f_0 = 44,3 \text{ KHz} \implies C = \frac{1}{4 \pi^2 L f_0^2} = 478 \text{ nF}$$

On se contentera de la valeur de C normalisée la plus proche, soit 470 nF. Pour la réalisation de la self de 27 uH, il a été choisi les paramètres suivants dans la formule de NAGAOKA:

$$a = 3 \text{ cm} \quad b = 4 \text{ cm}$$

et adoptant une valeur de $K = 0,77$, on aboutit à une self de 40 spires jointives en utilisant un fil de faible résistivité d'un diamètre de 0,8 mm.

Les essais ont été faits en prenant une charge de 8 ohms (haut parleur supposé purement résistif).

C O N C L U S I O N

L'étude entreprise avait pour but primaire la conception d'un amplificateur classe D complet. L'amplification par modulation de largeur d'impulsion permet d'obtenir une grande linéarité en B.O ainsi qu'un haut rendement. Cette étude a permis de constater que ces avantages sont contrebalancés par une plus grande complexité des circuits et par une grande difficulté de mise au point.

Les performances de l'amplification classe D dépendent essentiellement, comme il a été constaté, de la fréquence de commutation choisie et des caractéristiques de fonctionnement des transistors de sortie en commutation.

En pratique, de multiples contraintes viennent se greffer en plus de celles citées plus haut, à savoir l'encombrement important des circuits d'alimentation réalisés sous forme classique, l'élimination des effets d'inductances parasites créés lors du câblage et les problèmes d'émission Radiofréquence parasite pouvant gêner le fonctionnement d'appareils placés aux alentours.

Chacun de ces problèmes trouve des solutions pratiques. L'alimentation classe D cause des problèmes d'effondrement de tension à certaines fréquences. Afin de palier à ce défaut, il serait intéressant d'utiliser des alimentations à découpage susceptibles de réaliser de hauts rendements sous de faibles encombrements.

L'effet d'inductance parasites série dû au câblage apparaît dans la branche collecteur des transistors de sortie. Cette inductance provoque, lors des commutations, des surtensions qui peuvent devenir néfastes aux transistors de puissance.

L'importance de l'inductance parasite ne peut être réellement évaluée qu'une fois le système réalisé.

L'atténuation de ces surtensions peut être réalisée par l'utilisation de capacités d'amortissement et de diode en inverse entre les lignes d'alimentation de puissance et la sortie.

La minimisation des interférences irradiées sous forme d'ondes électromagnétiques par l'étage de puissance peut s'obtenir par blindage de cet étage et du filtre de sortie.

Dans la réalisation de l'étage de commutation de sortie, il aurait été possible d'obtenir de meilleures performances par l'utilisation de transistor POWERMOS (Métal oxyde Semi-conductor) de puissance. Ceux-ci, grâce à leur faible énergie de commande et à d'autres caractéristiques (meilleures que celles des bipolaires, surtout en commutation) auraient permis d'améliorer le rendement de l'étage de puissance.

Ainsi, plusieurs sortes d'amplificateurs classe D ont été conçus mais uniquement pour des fonctions en basses fréquences (Audio). Ceux-ci ne trouvent malheureusement pas de larges applications en industrie.

Néanmoins, l'amplificateur PWM pourrait devenir très compétitif aux côtés des amplis classe B et peut connaître une renaissance après avoir été oublié.

Des possibilités d'intégration d'étage de puissance du type utilisé en classe D seraient souhaitées pour une plus grande compacité et une plus facile mise au point de tels systèmes.

Ce sujet d'étude nous a permis de prendre connaissance de la classe D d'amplification d'une façon assez approfondie et avec un grand intérêt, celle-ci n'ayant pas été rencontrée dans les programmes d'études.

La modeste maquette réalisée dans ce projet nous a, en outre, permis(en souffrant du manque de composants adéquats) de cerner divers problèmes pratiques auxquels nous avons été confronté.

Il serait souhaitable, dans un travail faisant suite à celui-ci, d'entreprendre la réalisation d'un autre prototype utilisant des composants intégrés plus performants pour les étages constitutants d'un amplificateur PWM.

ANNEXE 1

CARACTERISTIQUES DE LA PAIRE DE TRANSISTORS COMPLEMENTAIRES ZTX 451 ET ZTX 551

FEATURES

- ⊙ High Power Dissipation 1W at $T_{amb} = 25^{\circ}C$
- ⊙ h_{FE} specified up to 1 amp.
- ⊙ High f_T 200 MHz, typically.
- ⊙ Transfer Moulded Package.
- ⊙ Complementary to ZTX451 and ZTX551

PHYSICAL DATA

Max. Body Thickness	...	2,3 mm. (0.090")
Max. Body Height	...	4,05 mm. (0.160")
Max. Body Width	...	4,85 mm. (0.190")
Nom. Lead Length	...	12,7 mm. (0.5")
Outline	...	R.S.3934 SO-94

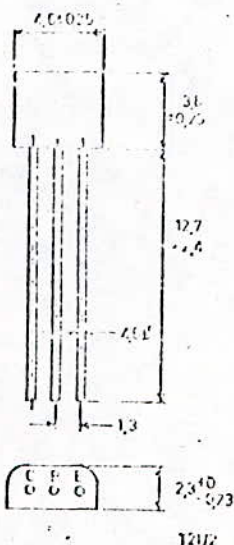
LEAD CONNECTIONS

See outline drawing.

LEAD CONFIGURATION

The moulded plastic encapsulation is specifically designed to be compatible with the standard 1,27mm. (0.050") hole pitch for P.C.B.'s, and the devices are normally supplied with straight leads.

The leads can be preformed, on request, to the TO-5 (SO-95) configuration and when this is done suffix K is added to the type number. Similarly, suffix L indicates that the leads have been preformed to the TO-18 (SO-93) configuration, and suffix M denotes that the leads have been preformed for flat mounting (SO-97).



Dimensions in millimetres

Absolute Maximum Ratings	Symbol	ZTX550	ZTX551	Unit
Collector-Base Voltage	V_{CB}	-60	-80	V
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	-45	-60	V
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	-5	-5	V
Peak Collector Current	I_{CM}	-1	-1	A
Dissipation at $T_{amb} = 25^{\circ}C$ at $T_{case} = 25^{\circ}C$	P_{tot}	1	1	W
		2	2	W
Typical Thermal Resistance (Both types)	$\theta_j - Amb.$	-175		$^{\circ}C/W$
Operating and Storage Temperature Range (Both types)		-55 to +200		$^{\circ}C$

CHARACTERISTICS (at 25°C ambient temperature unless otherwise specified).

Parameter	Symbol	ZTX550		ZTX551		Unit	Test Conditions
		Min.	Max.	Min.	Max.		
Collector Cut-off Current	I_{CEO}	—	0.1	—	0.1	μA	$V_{CB} = V_{CE0}, I_B = 0$
Emitter Cut-off Current	I_{E0}	—	0.1	—	0.1	μA	$V_{EB} = 4V, I_C = 0$
Collector-Emitter Sustaining Voltage	$V_{CE0(sus)}$	45	—	60	—	V	$I_C = 10mA$ (pulsed)*
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$	—	1.1	—	1.1	V	$I_C = -120mA, I_B = -15mA$
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	—	0.25	—	0.35	V	$I_C = -150mA, I_E = -1mA$
Static Forward Current Transfer Ratio	h_{FE}	100 15	300 —	50 10	150 —	—	$I_C = -150mA, V_{CE} = -10V^*$ $I_C = -1A, V_{CE} = -10V^*$
Transition Frequency	f_T	150	—	150	—	MHz.	$I_C = -50mA, V_{CE} = -10V,$ $f = 100MHz.$
Output Capacitance	C_{ob}	—	15	—	15	pF	$V_{CB} = -10V, I_E = 0, f = 1MHz.$

*Pulsed: Pulse length = 300 μs , duty cycle = 2%.

A N N E X E 2

LE CIRCUIT INTEGRE ZN1066E EN MODULATION PWM

Le ZN1066E de FERRANTI est un circuit intégré de conception hybride. Sa constitution interne donnée fig.1 fait apparaître, sous un boîtier DIL, de 24 pattes, divers blocs fonctionnels. On y distingue des générateurs tensions de références, des amplificateurs de courant et de tension contrôlés, un générateur de signaux carrés et de rampes de tension, une bascule de type R-S et un modulateur à largeur d'impulsion, etc...

Il est donc possible, comme le montre la figure 2, par le biais de composants passifs, extérieurs, de réaliser à l'aide du ZN1066E une unité de modulation PWM s'adaptant bien au synoptique d'un amplificateur classe D.

Dans la configuration (fig.2), le signal continu variable appliqué à la broche (13) permet de simuler le signal modulant BF analogique.

La fréquence des signaux carrés que peut délivrer le générateur interne au ZN1066E pourrait être réglée par un réseau $R_T C_T$ extérieur. La résistance variable R_T est connectée entre les broches (8) et (14) et C_T entre les broches (3) et (8). La période du générateur est donnée approximativement par $T=0,33C_T R_T$.

On peut obtenir ainsi un signal carré dont la fréquence peut varier entre 0,5 Hz et 500 KHz. Le temps de décharge T_N de la capacité C_T détermine le rapport cyclique du signal carré en sortie du générateur et, par là même, le temps de montée du front raide des rampes.

Il est également possible de contrôler l'amplitude des rampes de tensions générées par l'intermédiaire d'un réseau $R_R C_R$ extérieur (R_R étant une résistance variable entre les pins (11) et (3) et C_R une capacité entre les pins (12) et (16). L'amplitude des rampes de tensions est donnée d'une façon approximative par:

$$V_r = \frac{1,33 C_T R_T}{C_R R_R}$$

D'autres capacités ont été rajoutées au schéma figure 2. Celles-ci sont des remèdes contre les bruits parasites principalement. Une remarque importante est à faire concernant l'attaque du circuit par le signal modulant. Ce dernier doit obligatoirement être de valeur moyenne, non nulle et positive. Au repos, une tension continue de 2,7 v doit apparaître sur l'entrée (13). Cette dernière remarque amène donc à prévoir un étage d'entrée qui aura pour but principal l'établissement d'une composante continue de 2,7 v et pour but secondaire une légère amplification du signal analogique à moduler.

Le signal PWM modulé en largeur d'impulsion est récupéré aux broches (6) et (7) du circuit. Celles-ci sont reliées entre elles pour permettre de forts courants de sortie. Un schéma synoptique de réalisation d'amplificateur classe D est donné en référence figure 3 pour montrer la simplicité de conception qu'aurait entraîné l'utilisation du ZN1066E en unité PWM.

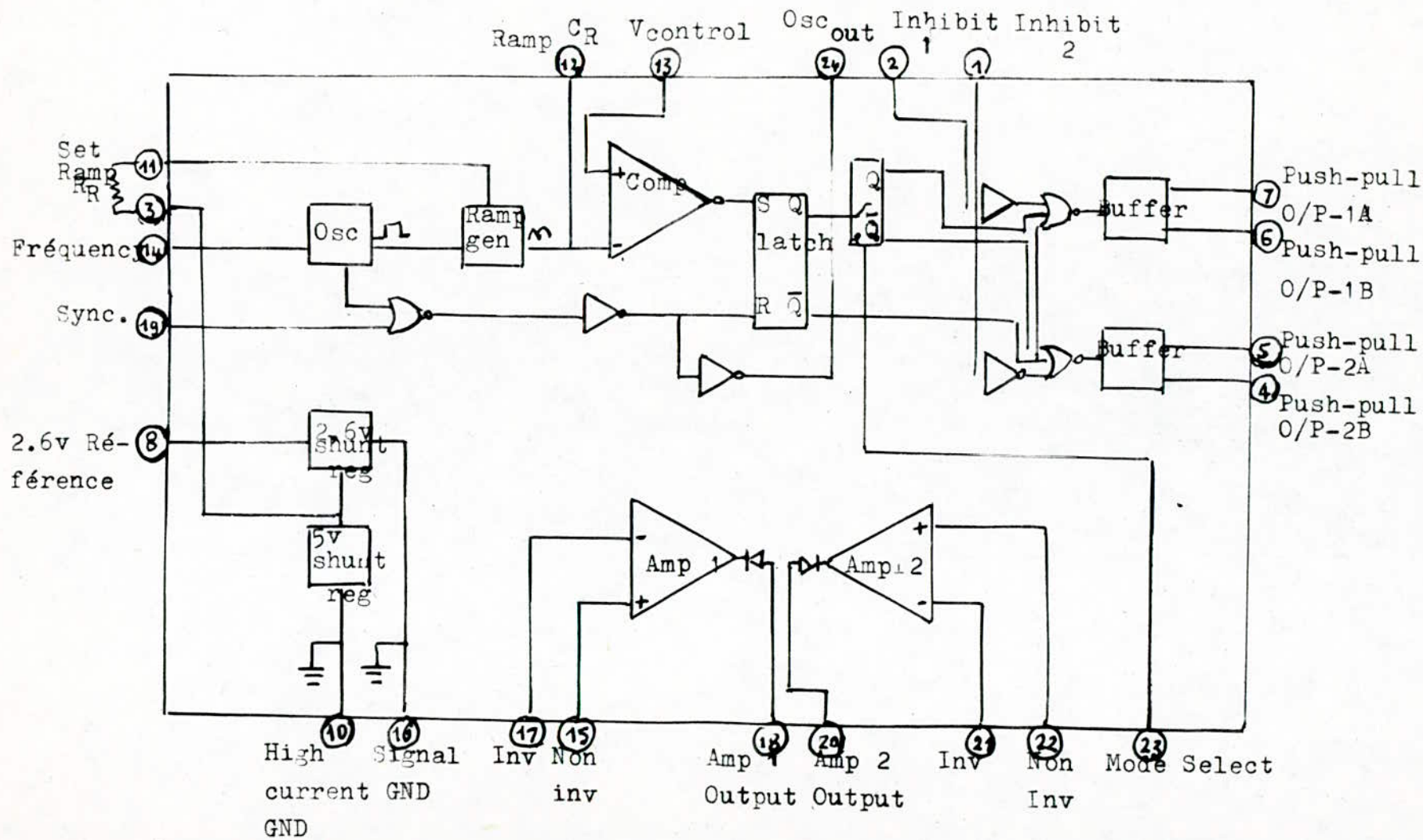


Fig. 1. : Shéma interne et brochage du circuit ZN1066E

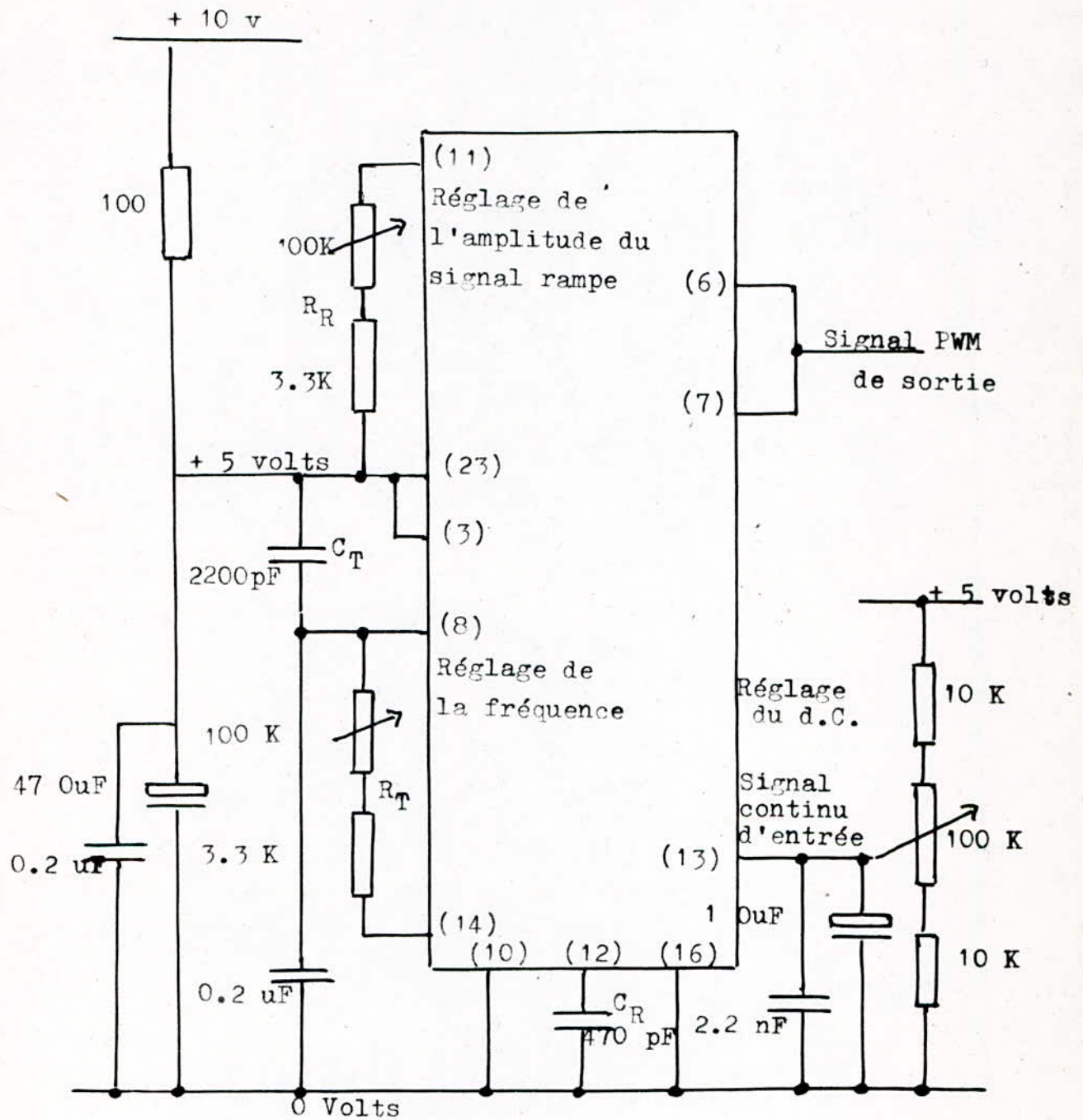


Fig.2. Schéma de montage du ZN1066E en modulateur PWM.

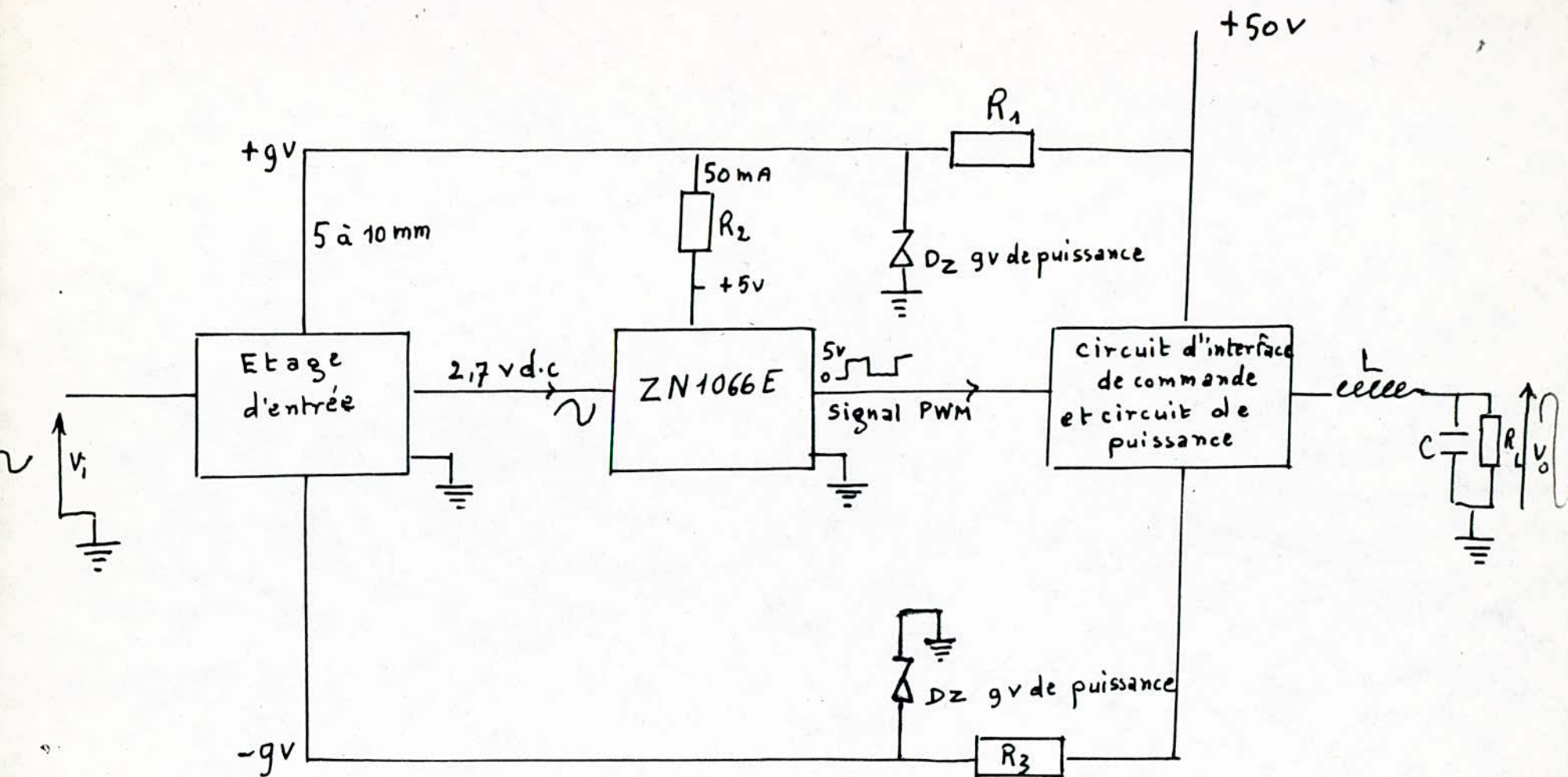


Fig. 3. Synoptique d'un Ampli Classe D utilisant le ZN1066E

BIBLIOGRAPHIE

- J.AUVRAY . Electronique des signaux échantillonnés et numériques.
Dunod Paris 1981 .
- J.HERVE . Electronique appliquée à la transmission de l'information.
tome 2 Masson 1982 .
- J.MILLMAN and C.C.HALKIAS . Integrated electronics .
International student edition 1972 .
- PWM class"D" linear power amplifier for audio and industrial applications.
B.BAVAN . LOUGHBOROUGH 1978 .
- Haut parleurs :
 - N° 1713 février 1985 .
 - N° 1714 ~~février~~ mars 1985 .
- Radio plans N° 432 novembre 1983 .
- E.T.I. circuits book N° 2 march 1978 .
- J.MORNAND. Schémas d'électronique ; Dunod 1984 .