

Nouveaux émetteurs tout état solide de forte puissance

par **Michel BASE**
*Ingénieur du Conservatoire National des Arts et Métiers
Responsable Études Réalisation Radio de Thomcast*

1. Principaux objectifs techniques	E 6 105 - 2
1.1 Réalisation des économies d'énergie	— 2
1.2 Augmentation de la disponibilité de service.....	— 3
1.3 Réduction des contraintes de maintenance du système de refroidissement	— 3
2. Description fonctionnelle d'un bloc d'amplification	— 4
3. Module d'amplification RF en classe D	— 5
3.1 Description du module de puissance	— 5
3.2 Puissance de sortie du module	— 6
3.3 Optimisation du rendement	— 7
3.4 Limitations du module d'amplification.....	— 8
4. Couplage des modules d'amplification	— 8
4.1 Couplage série	— 8
4.2 Couplage parallèle.....	— 9
4.3 Couplage mixte série parallèle.....	— 10
5. Stratégie de modulation numérique	— 10
5.1 Alimentations par impulsions modulées en largeur.....	— 11
5.2 Modulation par échelons d'amplitude.....	— 11
6. Couplage direct de type $N - 1$	— 13
6.1 Circuit d'adaptation en sortie bloc amplificateur.....	— 13
6.2 Bloc de filtrage couplage direct.....	— 14
7. Système d'alimentation	— 14
7.1 Source d'alimentation principale	— 14
7.2 Sources secondaires	— 14
8. Système de commande et de supervision	— 14
8.1 Système de commande et de supervision d'un bloc amplificateur.....	— 15
8.2 Système central de commande et de supervision (Multiblocs)	— 15
9. Caractéristiques techniques d'un émetteur radio nouvelle génération	— 16
9.1 Performances RF	— 16
9.2 Fréquence d'émission	— 16
9.3 Modulation audio	— 16
9.4 Fiabilité	— 16
9.5 Conditions d'environnement.....	— 18
9.6 Rendement global	— 18
9.7 Exploitation	— 18
9.8 Installation.....	— 18
Pour en savoir plus	Doc. E 6 105

À l'approche du XXI^e siècle, la radiodiffusion sonore par voie hertzienne reste un mode de communication toujours très employé dans les gammes ondes longues et ondes moyennes :

— ondes longues ou kilométriques (OL en français et LW en anglais) : 153 à 281 kHz ;

— ondes moyennes ou hectométriques (OM en français et MW en anglais) : 531 à 1 705 kHz.

La modulation d'amplitude (AM ou A3E) est la seule technique de modulation utilisée dans ces bandes de fréquence. Elle souffre pourtant d'imperfections multiples, telle qu'une bande passante limitée à 9 ou 10 kHz, une forte sensibilité aux parasites, aux brouillages et aux bruits radioélectriques. Malgré tout, elle est encore considérée par les radiodiffuseurs comme le seul moyen opérationnel pour atteindre le plus grand nombre d'auditeurs à l'échelon d'une région ou d'un pays.

Cet intérêt s'explique simplement par l'existence de plus de deux milliards de récepteurs AM de par le monde. Ces récepteurs sont aujourd'hui d'un prix relativement modique. Basés sur une détection d'enveloppe, ils sont très simples techniquement, ils sont faciles et pratiques à utiliser. Ils ne nécessitent pas d'installations d'antennes particulières et permettent une bonne réception dans de multiples conditions, même à l'intérieur des bâtiments.

Du côté émission, c'est un parc mondial de plus de 175 000 émetteurs qui assurent la transmission des programmes. Bien que leur durée de vie moyenne dépasse souvent 25 ans, les équipements d'émission existants doivent être renouvelés pour continuer à assurer le service dans de bonnes conditions.

Un changement de technologie important gagne les équipements d'émission de forte puissance. Les tubes sous-vide (triode, tétrode) modulés par la tension d'anode sont désormais délaissés au profit d'émetteurs entièrement transistorisés utilisant des stratégies de modulation à base de traitement numérique du signal.

1. Principaux objectifs techniques

1.1 Réalisation des économies d'énergie

■ Par l'amélioration du rendement

Au premier rang, cette très importante caractéristique concrétise le rapport de la puissance délivrée à l'antenne (P_a) et de la puissance totale consommée au réseau (P_{tr}). Le rendement global η_g incorpore l'ensemble des consommations, les ventilateurs, les pompes hydrauliques et toutes les pertes, y compris les pertes des transformateurs d'alimentation en énergie :

$$\eta_g = \frac{P_a}{P_{tr}}$$

Les émetteurs état solide permettent des rendements très élevés, de 88 % mesurés en onde moyenne, jusqu'à 90 % en onde longue. Ces chiffres sont à comparer avec les rendements moyens effectifs, de 65 à 70 % obtenus sur des émetteurs à tube de même puissance d'anciennes générations.

Une différence de rendement de plus de 20 % représente non seulement une économie substantielle sur le budget énergie d'exploitation mais également une assurance de longévité et de fiabilité du

matériel par réduction des contraintes thermiques (moins de pertes donc moins d'échauffements, vieillissement ralenti).

■ Par des modes de modulation spécifiques permettant de réduire la consommation

En plus de la modulation d'amplitude normale (A3E) incluant une porteuse d'amplitude complète et deux bandes latérales, les modulateurs numériques offrent différentes possibilités de réduire de façon dynamique l'amplitude de la porteuse. Ces modes de modulation sont encore appelés DCC (*Dynamic Carrier Control*).

Il faut se rappeler que la porteuse ne contient pas d'information, mais reste un support nécessaire pour le bon fonctionnement du détecteur de crête à la réception. Il est cependant possible sur les blancs de modulation et pour des indices de modulation faibles de réduire l'amplitude de la porteuse sans introduire de gêne à l'écoute.

Le signal en sortie de l'émetteur $e(t)$ pour un signal modulant $a \cos(\Omega t)$ (figure 1) est de la forme suivante :

$$e(t) = A_0 \left[1 + \frac{a}{A_0} \cos(\Omega t) \right] \cos(\omega t)$$

$$\text{avec } m = \frac{a}{A_0}$$

Suivant la nature du programme diffusé et suivant l'importance de la réduction de porteuse A_0 en fonction de l'indice de modulation m , ces modes permettent une réduction moyenne de 25 à 30 % de la puissance consommée.

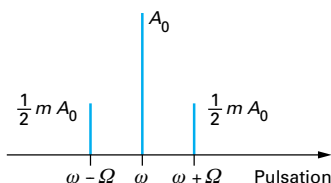


Figure 1 – Spectre du signal de sortie

Historique

Démarrée en 1974 sur les émetteurs de très petite puissance, de l'ordre de 2 kW sur des applications marines (radiophares), il faudra attendre le début des années 1990, l'avènement de nouveaux transistors à effet de champs MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) pour que la technologie du « tout état solide » commence son ascension vers les puissances plus élevées (5 à 50 kW). Le passage au « tout état solide » a gagné d'années en années les émetteurs de forte puissance. Les premières réalisations ont très vite permis de faire la preuve que cette nouvelle technologie était capable de soutenir les plus sévères conditions d'exploitation et présentait des avantages importants par rapport aux tubes.

C'est en 1988 que sont apparues les premières réalisations d'émetteurs entièrement transistorisés avec un niveau de puissance significatif de 100 kW. Ces équipements ont été spécialement étudiés pour transmettre des données stratégiques à bas débit dans les gammes de fréquence VLF (*Very Low Frequency*) et LF (14 à 60 kHz).

1994 a vu le début de mise en service d'émetteurs de radiodiffusion entièrement transistorisés sur la gamme de moyenne puissance (100 à 300 kW). Spécialement bien placé par rapport aux anciens émetteurs à tube, pour réduire des coûts d'exploitation, de nombreux émetteurs de ce type sont actuellement en opération à la grande satisfaction des opérateurs et des radio-diffuseurs.

Désormais, le « tout état solide » s'impose au niveau international jusqu'à des niveaux de puissance de 1 000 à 2 000 kW. À ce jour, dans cette technologie, seules deux sociétés Harris et Thomcast sont à la pointe de ce domaine des fortes puissances.

Thomcast a depuis développé une famille d'émetteurs de seconde génération couvrant en ondes longues et moyennes la gamme de puissance de 250 à 2 000 kW. Cette nouvelle génération d'émetteurs, plus compacte et plus performante est prise en exemple dans cet article pour décrire l'état de l'art du domaine des émetteurs de radiodiffusion tout état solide de forte puissance.

Ce matériel, de conception modulaire, est basé sur un bloc d'amplification standard pouvant délivrer jusqu'à 400 kW de puissance de sortie. Chaque bloc comprend des modules d'amplification RF, un modulateur numérique, une alimentation principale en courant continu à partir du réseau moyenne tension et un circuit de couplage et d'adaptation. Chaque bloc possède son propre système de commande et de supervision.

En jouant sur le nombre de modules d'amplification installés, il est possible de faire varier la puissance du bloc d'amplification entre 250 et 400 kW.

Chaque bloc d'amplification est autonome. Pour constituer un émetteur de 250 à 400 kW il suffit de rajouter un bloc de filtrage. Toutes les versions multiblocs s'obtiennent au travers d'un couplage direct incorporant un filtrage complémentaire. Dans ce cas, un système de gestion d'un niveau supérieur assure la supervision d'ensemble des amplificateurs et du couplage filtrage.

1.2 Augmentation de la disponibilité de service

L'architecture modulaire des émetteurs état solide permet d'assurer, à travers deux niveaux de redondance active, une excellente disponibilité de service. L'émetteur exploite la redondance des blocs d'amplification et la redondance des modules d'amplification élémentaires inclus dans les blocs.

En outre, plusieurs versions de puissance croissante sont réalisables en couplant un nombre de blocs donné par le tableau 1.

Tableau 1 – Puissance de sortie en fonction du nombre de blocs

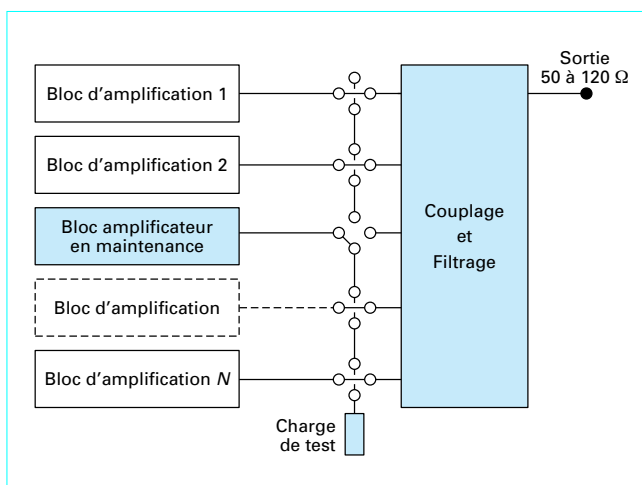
Puissance de sortie (kW)	Nombre de blocs RF
250 à 400	1
600 à 800	2
900 à 1 200	3
1 300 à 1 600	4
1 700 à 2 000	5

Chacune des versions à plusieurs blocs utilise une stratégie combinatoire de fonctionnement par commutation jusqu'à $N - 1$ blocs actifs sur le couplage de sortie.

Lorsqu'un bloc amplificateur est non opérationnel ou pendant les phases de maintenance, il est automatiquement commuté sur une charge de test. Les autres blocs d'amplification restent en fonctionnement, connectés au bloc de couplage et de filtrage (figure 2).

1.3 Réduction des contraintes de maintenance du système de refroidissement

Le refroidissement des blocs d'amplification est principalement assuré par de l'eau sur un circuit fermé, l'air étant seulement utilisé à faible débit en moyen complémentaire pour les parties autres que les amplificateurs (systèmes de couplage, transformateurs).

Figure 2 – Structure d'amplification de type $N - 1$

L'eau n'étant pas au contact d'un potentiel élevé, le circuit de refroidissement utilise de l'eau du robinet avec comme seule qualité requise, un taux faible en calcaire (inférieur à 15 mg/L pour éviter les dépôts).

Le circuit est un circuit fermé, hermétique par construction, sans aucun raccordement sur les modules d'amplification. L'eau circule dans une barre de radiateur contre laquelle viennent en contact thermique les transistors. Pour remplacer un module amplificateur, aucune intervention n'est nécessaire sur le circuit hydraulique.

Le refroidissement à eau assure une température de jonction faible des transistors des modules, ce qui assure un fonctionnement fiable à long terme.

Chaque bloc d'amplification dispose de son propre circuit d'eau qui peut être isolé en cas de maintenance sur les pompes.

Dans les régions présentant un risque de gel, du glycol est mélangé à l'eau du circuit.

Le circuit de refroidissement à eau des émetteurs est semblable à celui utilisé sur les voitures sans plus de contraintes.

2. Description fonctionnelle d'un bloc d'amplification

La composition d'un bloc d'amplification (figure 3) correspond aussi à un découpage fonctionnel modulaire regroupant pour 400 kW, jusqu'à 256 modules d'amplification.

Compte tenu des puissances élevées, les modules d'amplification sont couplés sur deux lignes série de 128 modules maximum. Un circuit de couplage parallèle inclus dans le bloc d'adaptation réalise la sommation des puissances. Le bloc d'adaptation comprend aussi une transformation d'impédance vers le feeder de sortie. Les circuits du bloc d'adaptation remplissent les conditions indispensables pour un couplage direct pour les versions à plusieurs blocs.

Afin de réduire la connectique, les signaux à destination des modules transitent via des cartes de répartition. Toutes les informations de commande sont transmises en série et font l'objet d'une conversion parallèle. Une carte de répartition assure le contrôle de 32 modules.

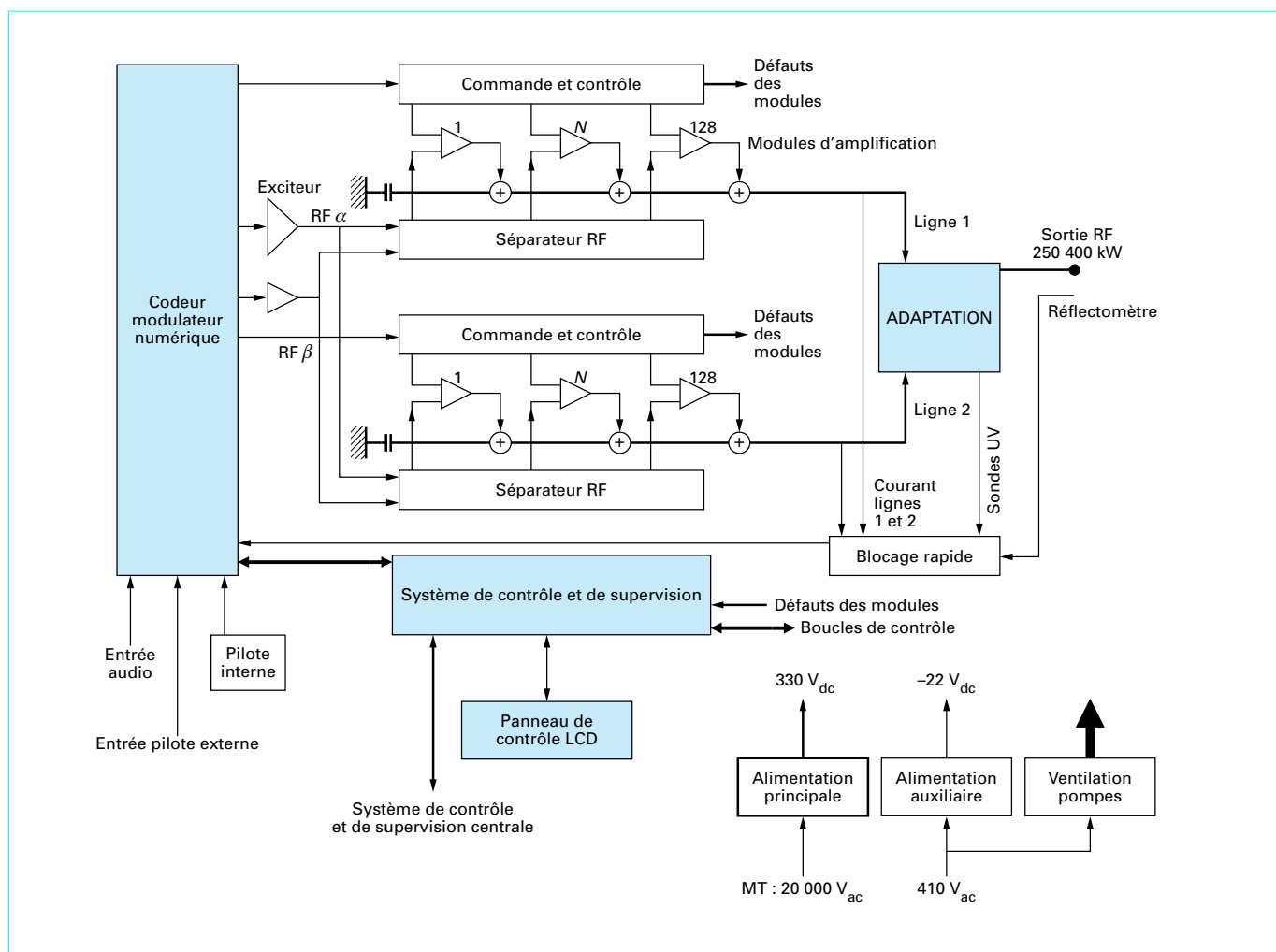


Figure 3 – Constitution fonctionnelle d'un bloc d'amplification

Un sous-ensemble exciteur est chargé de préamplifier les signaux RF en provenance du codeur et de les envoyer aux modules vers des circuits de distribution situés sur les cartes de répartition.

Le rôle du codeur est de traiter le signal audio suivant une stratégie particulière de façon à assurer la modulation. Le codeur est interfacé avec le système de contrôle et de supervision afin de tenir compte des paramètres de commande en provenance de l'interface opérateur [panneau de contrôle LCD (*Liquid Crystal Display*)] ou du système de gestion central.

3. Module d'amplification RF en classe D

Comme indiqué précédemment le système d'amplification RF de chacun des blocs d'amplification est composé d'un grand nombre de modules d'amplification identiques.

Les modules d'amplification peuvent être réalisés à large bande, ce qui permet de les utiliser en onde longue et en onde moyenne, quelle que soit la fréquence sans aucun réglage.

Ces modules jouent un rôle essentiel dans l'obtention des performances ; notamment de rendements des émetteurs. Pour cette raison, une description détaillée typique est donnée figure 4.

3.1 Description du module de puissance

Le module est un amplificateur standard en classe D, utilisant un montage en pont H.

La classe D se caractérise par l'utilisation des transistors en régime de commutation. Les deux états du régime sont, transistors

bloqués, ne laissant passer aucun courant, ou transistors saturés, la résistance par rapport au passage du courant est alors minimale par rapport à la charge. Le passage de l'état bloqué à l'état saturé par un régime linéaire est de très courte durée (30 ns). Ainsi toute la puissance est transférée à la charge avec des pertes minimales à l'intérieur des transistors. Une transition de courte durée nécessite de charger et de décharger rapidement la capacité d'entrée de la gate des transistors MOSFET qui sont utilisés.

Un schéma de principe du module d'amplification est donné par la figure 5.



Figure 4 – Module d'amplification et transformateur de sortie (Émetteur Thomcast S7 HP)

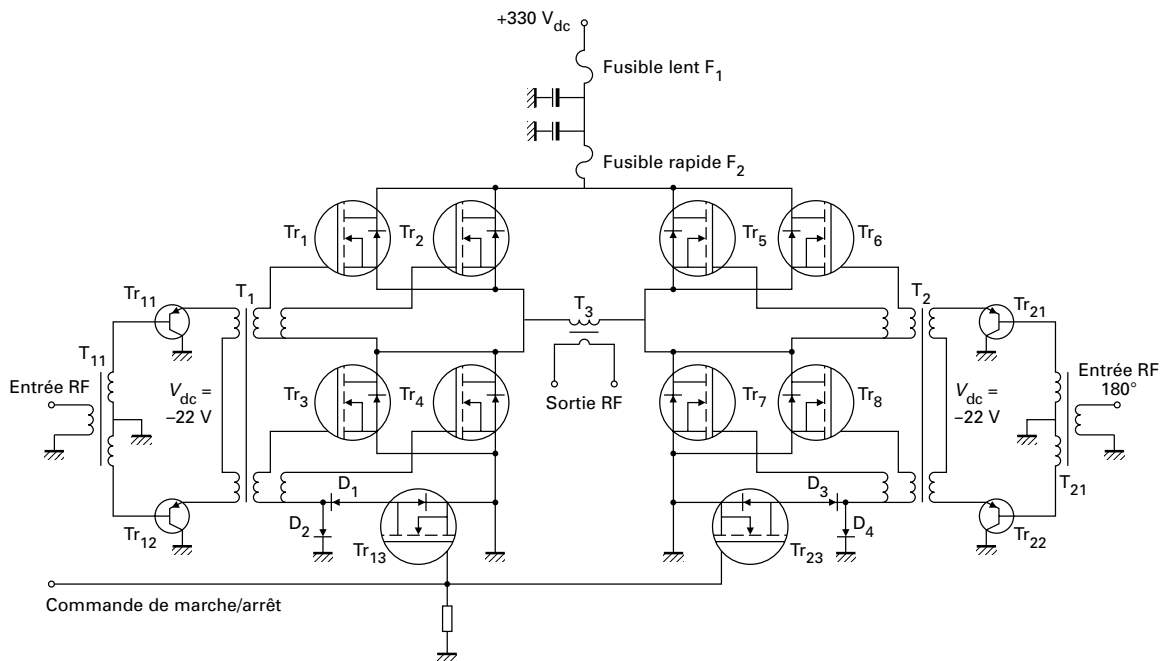


Figure 5 – Schéma de principe du module d'amplification

En fonction de la modulation ou du niveau de puissance désiré, un signal de commande logique 0 ou 5 V contrôle l'état actif ou passif d'un certain nombre de modules (0 V module à l'état passif et 5 V module à l'état actif).

Les états de l'amplificateur en opération sont représentés par les figures 6 et 7.

L'étage de sortie utilise huit transistors MOSFET type IR 460 LC. Dans chaque branche du pont H, deux transistors sont montés en parallèle. Le montage présente une totale symétrie entre chaque demi-pont H gauche et droit.

Chaque demi-pont est piloté par un signal sinusoïdal à la fréquence de travail RF. Le niveau total pour contrôler un module est d'environ un watt. Deux étages d'entrée composés chacun de deux transistors bipolaires D45H11 en push (Tr_{11} Tr_{13} et Tr_{21} Tr_{22}) assurent l'amplification nécessaire pour piloter les transistors Tr_1 Tr_2 Tr_3 Tr_4 Tr_5 Tr_6 Tr_7 Tr_8 en régime de commutation. Le signal de sortie développé au primaire du transformateur T3 est un signal carré produit par la saturation de Tr_1 Tr_2 Tr_7 Tr_8 sur la première demi-période et par la saturation de Tr_3 Tr_4 Tr_5 Tr_6 sur l'autre demi-période. L'amplitude crête du signal de sortie est sensiblement égale à la tension d'alimentation continue de 330 V.

Le module incorpore sur son entrée d'alimentation continue, une batterie de condensateurs électrolytiques de 2 820 μ F. Cette batterie de condensateur assure le filtrage de l'alimentation pour les fréquences de modulation les plus basses (40 Hz).

Chaque demi-pont comprend un circuit de commande situé dans le retour des gates des transistors du bas. Ce circuit de commande est composé d'un transistor à effet de champ (Tr_{13} ou Tr_{23}) et de deux diodes (D_1 D_2 ou D_3 D_4) assurant une autodétection de la RF sur les capacités d'entrée des MOSFET lorsque les transistors à effet de champs Tr_{13} et Tr_{23} sont bloqués.

En période active, le module délivre sur sa sortie un signal carré à la fréquence RF de travail mais la charge étant sélective, ne laissant passer que la composante fondamentale, le courant traversant T3 est sensiblement de forme sinusoïdale. Sur la première demi-période positive, le courant s'écoule de l'alimentation $+V_a$ vers la masse à travers les transistors Tr_1 Tr_2 Tr_7 Tr_8 à l'état saturé alors que Tr_5 Tr_6 Tr_7 Tr_8 sont bloqués. Sur la seconde demi-période négative le courant s'écoule en sens inverse en traversant Tr_5 Tr_6 Tr_3 Tr_4 à l'état saturé alors que Tr_1 Tr_2 Tr_3 Tr_4 sont bloqués.

Les formes d'onde de la tension de sortie et du courant en état actif du module sont représentées par la figure 8.

En période passive (figure 9), le module présente une tension nulle sur le primaire du transformateur de sortie T3. Il agit comme un court-circuit sur sa sortie laissant passer le courant dans la charge générée par le couplage des autres modules. Les transistors Tr_3 Tr_4 Tr_7 Tr_8 sont auto-bloqués par détection du signal RF d'excitation de façon permanente. Le courant de la charge se referme alternativement à travers Tr_1 Tr_2 saturés et les diodes inverses de Tr_5 Tr_6 , ces derniers étant bloqués. Ensuite le courant se referme à travers Tr_5 Tr_6 saturés et les diodes inverses de Tr_1 Tr_2 .

3.2 Puissance de sortie du module

La charge équivalente du module (figure 10) peut être considérée comme une charge réelle R_0 pure, car le filtre passe-bande du système de couplage en sortie est centré sur la fréquence fondamentale F_1 .

Pour une tension d'alimentation $V_a = E$, le courant peut être considéré comme sinusoïdal, ne comprenant en première approximation qu'une composante fondamentale de valeur efficace

$$\frac{4E}{\pi\sqrt{2}R_0}$$

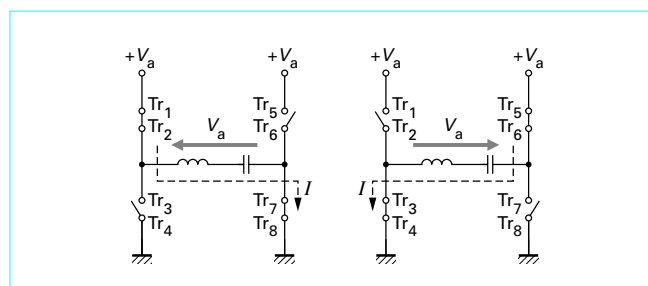


Figure 6 – États actifs du module

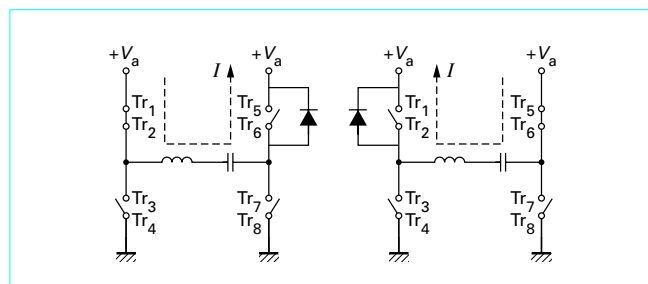


Figure 7 – États passifs du module

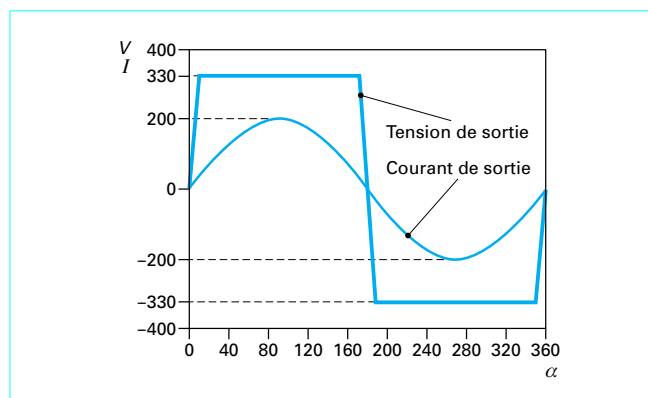


Figure 8 – Tension de sortie et courant en phase active

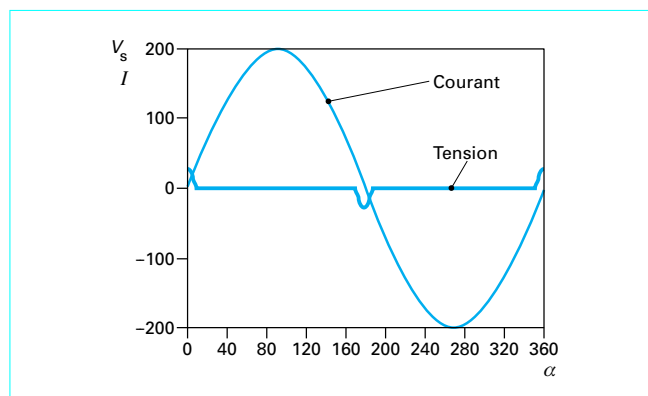


Figure 9 – Tension de sortie et courant en phase passive

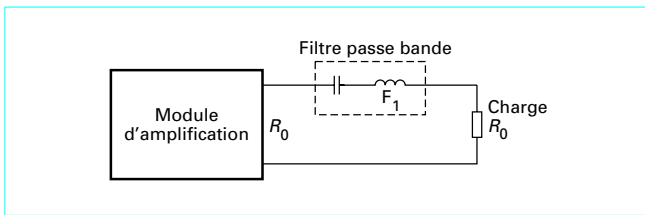


Figure 10 – Charge équivalente du module

La puissance P_0 délivrée par le module avec un rendement drain η_d des transistors de l'amplificateur, est :

$$P_0 = \frac{8E^2 \eta_d}{\pi^2 R_0}$$

En considérant les pertes P_{da} du module, le rendement du module est :

$$\eta_d = \frac{P_0}{P_0 + P_{da}}$$

Les pertes dans le module d'amplification se décomposent en trois catégories :

— les **pertes de conduction** : elles sont dues au fait que le transistor à l'état saturé présente une résistance R_{on} au passage du courant. La puissance perdue par conduction peut s'exprimer par la relation :

$$P_{dcond} = \frac{R_{on} \pi^2 P_0^2}{8E^2 \eta_d}$$

— les **pertes de commutation** : elles ont pour cause la capacité de sortie des transistors C_0 . À chaque période il faut charger et décharger les capacités drain source des transistors MOSFET pour les faire commuter. L'ensemble des pertes de commutation s'exprime par la relation :

$$P_{dcom} = 8 C_0 F_1 E^2$$

— les **pertes de transition** : elles sont dues au passage en régime linéaire pendant la commutation. Si l'on considère un angle θ représentant la durée de la transition, les pertes dans les transistors sont le produit de la tension aux bornes et du courant traversant :

$$P_{dtran} = \frac{4}{2\pi} \cdot \int_0^\theta \frac{E}{\theta} \cdot \alpha \cdot \frac{4E \sin \alpha}{\pi R_0} d\alpha.$$

Après simplification, intégration et substitution, on obtient :

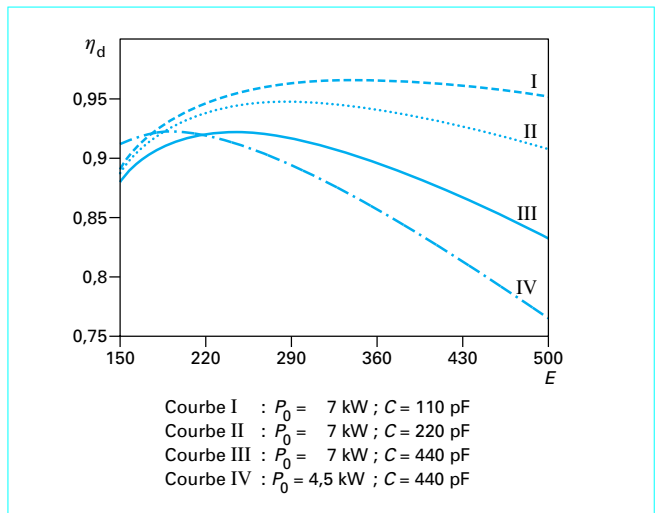
$$P_{dtran} = \frac{P_0}{\eta_d} \left[\cos \theta - \frac{\sin \theta}{\theta} \right]$$

En pratique pour un angle de commutation de 10° ,

$P_{dtran} = 0,01 \frac{P_0}{\eta_d}$ ce qui reste négligeable en première approximation.

3.3 Optimisation du rendement

L'optimisation du rendement consiste à rechercher le meilleur compromis entre la tension d'alimentation E , la résistance à l'état passant du transistor R_{on} , la capacité de sortie du transistor et son aptitude à commuter rapidement, avec un angle de transition θ le plus faible possible (figure 11).

Figure 11 – Courbes paramétriques de rendement suivant E , C_0 , P_0

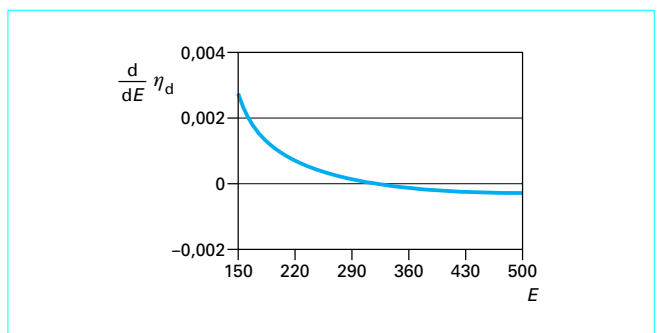
L'expression du rendement du module est :

$$\eta_d(E, C_0, P_0) = \frac{1 - \left[\frac{\pi^2 R_{on} P_0}{8E^2} + \cos \theta - \frac{\sin \theta}{\theta} \right]}{1 + \frac{8C_0 F_1 E^2}{P_0}}$$

En dérivant l'expression du rendement par rapport à E et en recherchant la valeur de E qui annule cette dérivée, on voit que pour des transistors MOSFET IR 460 LC, ayant une résistance R_{on} de $0,6 \Omega$ à 100°C de température de jonction, et une capacité drain source de 440 pF , l'optimum du rendement pour un module délivrant une puissance efficace crête P_0 de 7 kW à la fréquence de 1 MHz , se situe pour une tension d'alimentation voisine de 330 V (voir la courbe de la dérivée du rendement sur la figure 12).

L'optimisation du rendement nécessite que le type de transistor utilisé présente une résistance R_{on} la plus faible possible et également une capacité drain source très réduite.

En passant le module dans un mode de commutation selfique (courant légèrement en retard sur la tension), il est possible de compenser partiellement les pertes de commutation. Les charges accumulées par les condensateurs drain source des transistors ne sont plus entièrement perdues mais partiellement utiles au courant délivré.

Figure 12 – Dérivée du rendement suivant E

Avec ce mode de fonctionnement selfique, les rendements réellement mesurés des modules pour une puissance moyenne délivrée de 2 400 W (soit un fonctionnement pendant 34 % du temps) sur une charge ramenée R_0 de 11,5 Ω , sont donnés par le tableau qui suit en fonction de la fréquence.

F (MHz)	0,15	0,5	1	1,7
η_d (%)	96	95	93,5	92

3.4 Limitations du module d'amplification

3.4.1 Limitation thermique

C'est la principale limitation due au fait que la température de jonction des transistors ne doit pas dépasser 105 °C pour assurer un excellent niveau de fiabilité. Cette limitation correspond à un coefficient de charge de 0,7 en sachant que la température maximale d'utilisation indiquée par le constructeur est de 150 °C pour ce type de transistors MOSFET.

Les huit transistors de puissance sont disposés en ligne et plaqués par une pince à ressort sur une barre de radiateur, dans laquelle circule de l'eau à une température maximale de 60 °C. La résistance thermique calculée et mesurée pour un tel dispositif de radiateur à eau sous un débit de 2,5 L à la minute est de 0,1 °C/W.

La puissance totale à évacuer, ne doit pas dépasser 200 W, pour satisfaire une température de jonction de 105 °C, sachant que la résistance thermique entre la jonction et le boîtier est de 0,5 °C/W, et que la résistance thermique du film thermo-contact utilisé est également de 0,5 °C/W tel que représenté par la figure 13.

En raison des limitations thermiques le module d'amplification ne peut fournir qu'une **puissance moyenne efficace maximale de 2 500 W**.

3.4.2 Limitation en courant et en tension

Les limitations en courant et en tension proviennent principalement des caractéristiques des transistors.

Actuellement la gamme de tension maximale disponible pour les transistors en technologie MOSFET est de 500 V. Aussi il convient de respecter une marge de sécurité et de ne pas dépasser pour la tension d'alimentation la valeur de 350 V.

Le courant drain maximal admissible pour un transistor IR 460 LC est de 20 A, ce qui en respectant un coefficient de 0,5 de sécurité limite la **puissance du module en crête de modulation à 6 600 W**.

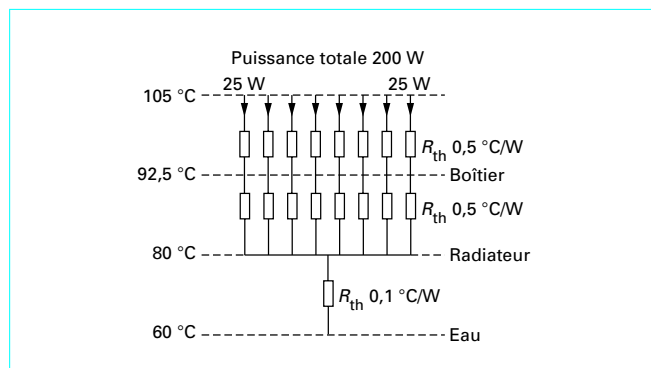


Figure 13 – Thermique du module

3.4.3 Limitation en régime de commutation capacitif

Contrairement au mode de commutation selfique qui améliore sensiblement le rendement, celui-ci le dégrade rapidement. Dans ce mode de fonctionnement, le passage du courant correspondant à l'écoulement des porteurs minoritaires dans les diodes inverses des transistors, se fait avec une tension élevée aux bornes des transistors. Ceci produit des pertes importantes, ce qui peut entraîner une destruction des transistors.

Ce mode de fonctionnement doit absolument être évité. Pour cette raison la phase du courant délivrée par les modules est contrôlée et fait l'objet d'un système de sécurité particulier aux émetteurs « état solide ».

4. Couplage des modules d'amplification

Les émetteurs « état solide », de très forte puissance, nécessitent de coupler un grand nombre de modules d'amplification (jusqu'à 256 modules) pour satisfaire les différents niveaux de puissance de sortie des blocs amplificateur. Les trois types de couplages largement utilisés : couplage série, couplage parallèle, couplage mixte série parallèle sont décrits succinctement ci-après.

4.1 Couplage série

Le couplage série qui est représenté par la figure 14 est déjà très largement utilisé par les émetteurs de plus faible puissance à l'état solide, principalement pour les émetteurs de la gamme onde moyenne mais également en VLF (Very Low Frequency).

Les sorties des modules d'amplification sont toutes connectées en série au niveau des secondaires des transformateurs de sortie. La tension totale en sortie d'un tel coupleur représente la somme vectorielle de l'ensemble des modules à l'état actif.

4.1.1 Avantages du couplage série

Ce type de couplage série possède de nombreux avantages, c'est un mode de couplage stable, admettant des différences d'amplitude et de phase en sortie des modules amplificateur. De plus, il correspond bien au mode de défaillance des transistors MOSFET qui présentent toujours un court-circuit par rapport à la sortie du module sur l'enroulement primaire de leur transformateur.

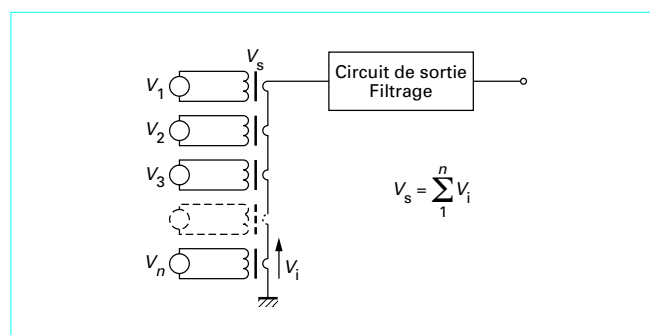


Figure 14 – Couplage série des modules d'amplification

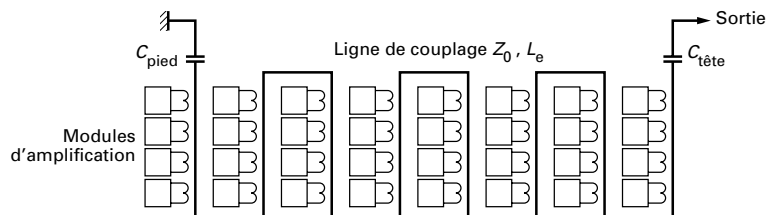


Figure 15 – Accord de la ligne de couplage

Les inconvénients du couplage série sont limités.

Alors qu'un module a été retiré ou non installé, il faut impérativement réaliser un court-circuit aux bornes de l'enroulement primaire du transformateur pour éviter l'apparition d'une tension élevée et ainsi permettre le passage du courant de l'ensemble. Des connecteurs spécifiques assurant directement cette fonction de court-circuit se révèlent pratiques car ils évitent l'emploi d'artifices pour remplacer les modules amplificateur absents.

Les dimensions électriques de l'ensemble du circuit série formé par la liaison de l'ensemble des secondaires des transformateurs doivent rester très faibles par rapport à la longueur d'onde de travail (inférieure à $\lambda/50$).

Dans la pratique, en onde moyenne cette condition ne peut être satisfaite. Nous sommes confrontés à des longueurs de ligne du circuit de couplage atteignant $\lambda/10$. Il est alors nécessaire, pour assurer une égale répartition de la charge sur l'ensemble des modules d'amplification, d'accorder cette ligne à la fréquence de travail.

L'accord de la ligne de couplage (figure 15) consiste à insérer en série, dans le pied de ligne et en tête de ligne, des condensateurs. La valeur de ces condensateurs est ajustée pour qu'à la fréquence de travail l'ensemble ramène exactement une impédance nulle sur la sortie. L'inductance présentée par la ligne courte de couplage en court-circuit est alors exactement compensée à la fréquence de travail F_1 par les condensateurs.

L'accord nécessite de déterminer l'impédance caractéristique Z_0 de la ligne, sa longueur électrique L_e , à partir des mesures de Z_{ouv} (impédance en circuit ouvert) et Z_{cc} (impédance en court-circuit).

$$Z_0 = \sqrt{|Z_{ouv}| \cdot |Z_{cc}|}$$

$$L_e = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \arctan \left| \frac{Z_{cc}}{Z_0} \right|$$

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{F_1}$$

Les valeurs des condensateurs d'accord, $C_{tête}$ et C_{pied} sont ensuite calculées en utilisant la relation suivante :

$$C_{tête} = C_{pied} = \frac{1}{2\pi \cdot F_1 \cdot Z_0 \cdot \tan\left(\frac{\pi \cdot L_e}{\lambda}\right)}$$

4.1.2 Limitations du couplage série

Les limitations du couplage série résident dans les dimensions de la ligne mais également dans les dimensions du transformateur de sortie du module d'amplification.

Le transformateur est réalisé à partir d'un tore de ferrite avec les dimensions suivantes :

- 104 mm de diamètre extérieur ;
- 65 mm de diamètre intérieur ;
- 18 mm d'épaisseur.

Le primaire est formé par huit spires en plat de cuivre sur circuit imprimé alors que le secondaire est constitué par un tube de cuivre de diamètre extérieur de 32 mm passant au centre du tore. La distance de 16 mm séparant l'enroulement primaire et le secondaire limite la rigidité électrique de l'ensemble.

La barre de cuivre se trouve en effet portée à un potentiel d'autant plus élevé qu'il y a un nombre important de modules associés en série. Il convient de rester à un niveau de champ électrique suffisamment faible pour ne pas risquer l'amorçage ou l'effluage.

La limitation du champ électrique étant de $500 \text{ V}_{\text{crête}}/\text{mm}$, il convient de ne pas associer plus de 193 modules en série (pour $E = 330 \text{ V}$ et un rapport 8 en nombre de spires).

4.2 Couplage parallèle

Ce type de couplage qui consiste à mettre des générateurs de tension cohérents en parallèle nécessite une protection minimale entre les sources. En effet, en cas de court-circuit ou de tension nulle en sortie d'une source, tout le courant des autres sources serait dérivé par la source défaillante. À l'opposé, en cas d'ouverture d'une source, le courant des sources restantes serait automatiquement augmenté pour continuer à délivrer une puissance de sortie constante (figure 16).

Pour réaliser cette isolation nécessaire à un fonctionnement stable, il convient d'associer en série avec chaque source de tension une cellule LC. Cette cellule apporte une isolation d'autant plus grande que le nombre de sources en parallèle est élevé et que Z_0 est petit par rapport à Z_{charge} (figure 17).

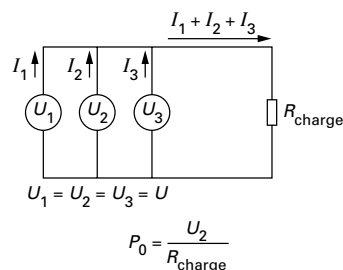


Figure 16 – Couplage parallèle sans protection

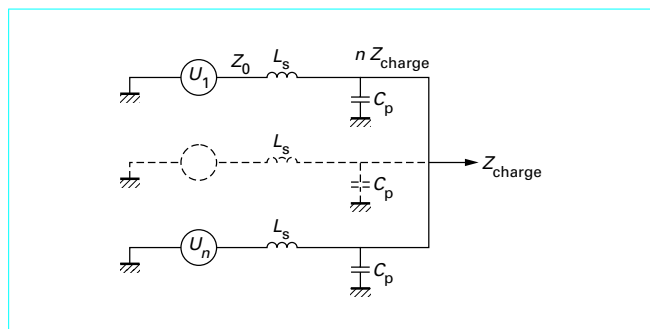


Figure 17 – Couplage parallèle avec cellule LC

Avec une telle configuration de couplage parallèle par cellule LC, il n'est cependant pas possible d'associer un grand nombre de sources, car les valeurs de L_s et de C_p deviennent irréalisables (trop forte valeur d'inductance et trop faible valeur de capacité). Les sources doivent aussi être des sources de même amplitude et de phases identiques, pour ne pas créer de modulations parasites entre sources.

Il en résulte que la structure de couplage parallèle n'est pas adaptée à une génération directe de la modulation avec changement d'état des modules d'amplification au cours du temps.

4.3 Couplage mixte série parallèle

Cette architecture de couplage combine le couplage série et le couplage parallèle. Elle permet ainsi de s'affranchir de la principale limitation due aux caractéristiques du transformateur torique qui limite l'association série.

Dans notre exemple de réalisation d'un bloc d'amplification de 400 kW, il est en effet nécessaire d'associer 256 modules. Grâce au couplage mixte, deux lignes de 128 modules en série, sont couplées en parallèle tel que représenté par la figure 18. Les modules de la

ligne A sont impérativement commandés de façon symétrique et simultanée avec ceux de la ligne B.

Chaque ligne de couplage série est organisée en deux baies de 64 modules. Les baies correspondent à une puissance porteuse de 100 kW et elles comprennent quatre colonnes de 16 modules.

Tous les éléments, du circuit d'adaptation, assurent à la fois le couplage parallèle des deux lignes séries et la transformation des impédances. Les condensateurs de tête, d'accord des deux lignes, sont incorporés dans la valeur des inductances L_1 et L_2 . Les condensateurs de pied et l'ensemble des éléments d'adaptation font l'objet d'un coffret mécanique situé au-dessus des quatre baies de 64 modules.

5. Stratégie de modulation numérique

Pendant longtemps, les émetteurs de radiodiffusion ont été modulés en amplitude par contrôle de la tension d'alimentation de l'étage final (figure 19). Ce procédé de modulation classique principalement utilisé dans les équipements à tube sous le vocable de modulation par contrôle d'anode, bien qu'ayant une très bonne linéarité et une bonne stabilité, présente cependant un rendement limité.

À cause de la classe C de l'étage final RF, on atteint généralement $\eta_2 = 0,9$. Mais le rendement η_1 est en raison de la classe B des étages AF limité à seulement 0,5.

Le rendement typique de l'ensemble des étages d'amplification qui est donné par la relation :

$$\eta_g = \frac{3\eta_1\eta_2}{2\eta_1 + 1}$$

pour 100 % de modulation, ne dépasse pas 67,5 %.

Les nouveaux procédés de modulation mis en œuvre ont tous comme objectif de s'affranchir de cette importante limitation au niveau du rendement des étages d'amplification.

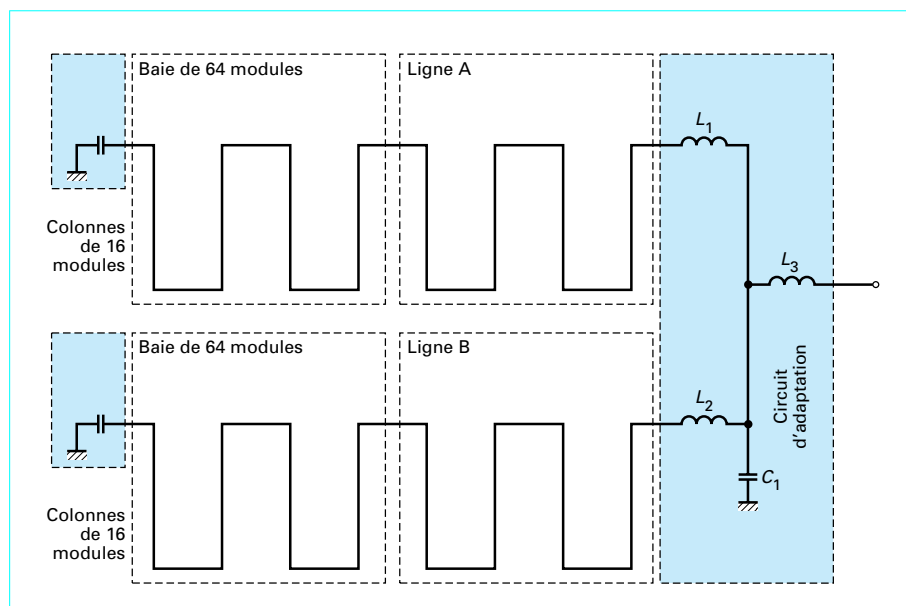


Figure 18 – Couplage mixte série parallèle

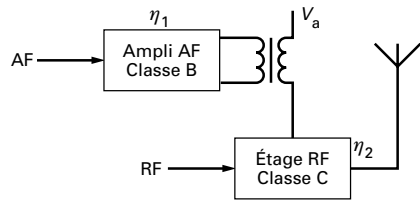


Figure 19 – Modulation par contrôle de la tension d'alimentation

On notera que le rendement global est lui inférieur de quelques pour-cent au rendement des étages d'amplification car il prend en compte toutes les autres pertes (ventilation, pompes...).

5.1 Alimentations par impulsions modulées en largeur

Dans la modulation par contrôle de la tension d'alimentation, le mauvais rendement provient de l'amplificateur audio-fréquence (AF) qui travaille en régime semi-linéaire (classe B). Le système d'alimentation par modulation de largeur d'impulsions utilise, pour faire varier la tension d'alimentation de l'étage RF, un dispositif qui travaille en commutation (classe D).

Ce système utilise pour cela un signal en forme de rampe triangulaire périodique à 70 kHz (F_s). Le signal audio en entrée du modulateur est comparé en amplitude au signal en rampes triangulaires. Le résultat de la comparaison est un signal d'amplitude constante, formé d'impulsions modulées en durée (PDM). Ce signal modulé en largeur contrôle un interrupteur électronique qui découpe l'alimentation principale.

Le découpeur est suivi d'une diode de roue libre et d'un filtre passe-bas qui permettent d'éliminer toutes les composantes autres que la bande audio-fréquence désirée et la composante continue.

Avec ce système de modulation, le rendement global obtenu sur les émetteurs de forte puissance approche généralement les 80 %. Le commutateur électronique reste le plus souvent limité au niveau de la puissance élémentaire à quelques kilowatts en état solide ce qui nécessite la mise en œuvre d'un grand nombre de circuits de modulation (un circuit de modulation pour deux modules d'amplification RF) (figure 20).

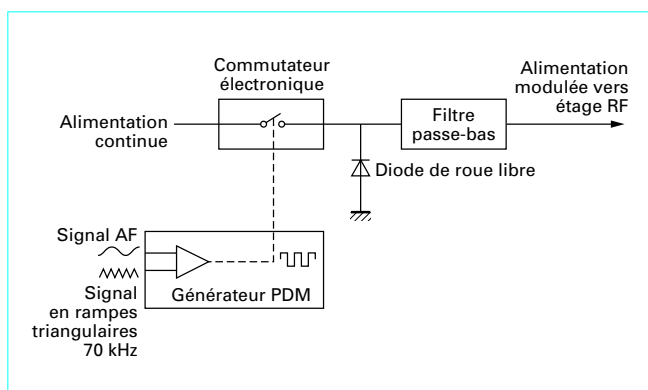


Figure 20 – Alimentation par impulsions modulées en largeur

La génération de signaux commutés de puissance est source de rayonnements parasites très perturbateurs. Ces perturbations correspondent aux fréquences harmoniques du signal en rampes triangulaires d'échantillonnage de 70 kHz. Le filtrage passe-bas n'étant pas parfait, des composantes parasites sont introduites dans le signal RF, puis elles deviennent des composantes parasites du signal RF. Pour obtenir au moins une protection de 40 dB sur les produits parasites, il convient que la fréquence d'échantillonnage F_s soit au moins cinq ou six fois plus élevée que la plus haute fréquence de modulation audio.

Ce type de modulateur, avec une bande passante limitée, apporte une distorsion d'enveloppe pour les modulations du type bande latérale unique à très large occupation spectrale (modulation de type numérique).

Le filtre passe-bas apporte également des variations du temps de groupe, ce qui est également une source d'intermodulation. Pour des niveaux d'intermodulation meilleurs que 40 dB, il est nécessaire d'avoir un filtre introduisant des variations dans la bande du temps de groupe inférieures à 13 μ s.

5.2 Modulation par échelons d'amplitude

Avant d'être utilisé au niveau des étages RF dans les gammes ondes longues et ondes moyennes, ce procédé de modulation a d'abord été utilisé pour les modulateurs des équipements de radio-diffusion ondes courtes sous l'appellation PSM (*Pulse Step Modulation*).

5.2.1 Système PSM

Pour générer la tension continue variable alimentant l'étage RF ne comprenant qu'un seul tube, le système PSM (figure 21) utilise un nombre N d'alimentations embarquées (directement au potentiel de l'anode du tube de l'étage RF). Le nombre N , égal à 48 sur les équipements de 500 kW, suffit à l'obtention d'une qualité de modulation performante.

Chaque module d'alimentation embarquée est commandé par l'intermédiaire d'une liaison en fibre optique de façon à assurer l'isolement galvanique. Un dispositif de commutation à base d'IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) assure la mise en marche ou l'arrêt de chaque module en fonction de l'état de la commande.

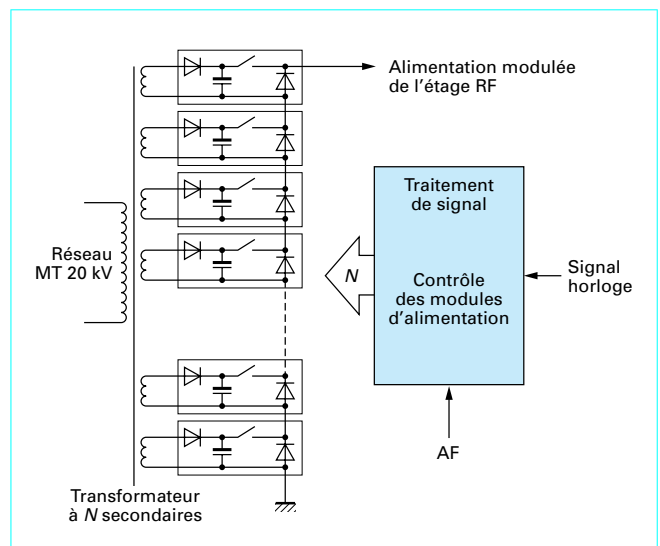


Figure 21 – Système de modulation PSM

La commande des modules est réalisée par traitement du signal AF. Après filtrage le signal audio subit une conversion numérique analogique à partir d'une fréquence d'échantillonnage de 62 kHz obtenue à partir du signal pilote RF.

Pour assurer la finesse de la modulation et obtenir une partie fractionnaire d'un échelon d'amplitude, le système de contrôle intervient sur le temps de mise en service d'un module d'alimentation.

5.2.2 Système MPM P³ (Multiple Parameter Modulator Pulse Precision in Phase)

Dans ce système breveté par Thomcast le procédé par échelons d'amplitude est appliqué directement sur les modules d'amplification RF, générant à la fois le signal RF en puissance et la modulation. **Le rendement du système global d'émission et de modulation est alors maximal car il ne dépend plus que du seul rendement des étages RF.**

Un bloc amplificateur de 400 kW utilise au total 256 modules d'amplification. En commandant de façon simultanée et symétrique les 128 modules des deux lignes parallèles, il est possible de faire correspondre à chaque instant au signal audio d'entrée, un signal RF d'amplitude déterminée. La correspondance est réalisée par le codeur numérique du système à base de traitement de signal.

Le signal audio analogique en entrée de chaque bloc émission, après ajustement du gain, subit une conversion analogique numérique à partir d'une fréquence d'échantillonnage de 62 kHz. La quantification est réalisée sur 16 bits. Un premier processeur assure un filtrage numérique du signal quantifié. Un second processeur assure ensuite les différents calculs, conversions et mise en forme des informations de commande à destination des modules d'amplification RF.

Il faut noter que les blocs d'amplification sont conçus pour recevoir à la fois le signal audio sous forme analogique, mais également sous forme numérique (standard AES/EBU).

La nécessité d'une reproduction parfaite du signal audio sur l'enveloppe du signal RF implique une finesse de modulation bien supérieure à 128 échelons (7 bits). Pour produire un niveau de distorsion réduit avec des indices de modulation faibles et assurer une dynamique de modulation sur 60 dB, c'est au moins 1 024 échelons effectifs qui sont nécessaires (10 bits).

Une première solution, pour atteindre une finesse suffisante de modulation, consiste à utiliser des échelons de plus faible amplitude suivant une raison binaire ($\frac{1}{2}, \frac{1}{4}, \frac{1}{8}, \frac{1}{16} \dots$). Cette solution simple dans son principe, présente cependant quelques inconvénients d'utilisation et de mise en œuvre. Des modules doivent être alimen-

tés avec des alimentations spécifiques $\left(\frac{V_a}{2^n}\right)$, ou comporter un

transformateur de sortie avec un rapport de transformation différent des modules principaux. En cas de défaillance d'un ou de plusieurs de ces modules spécifiques de plus faible amplitude, la qualité de la modulation se trouve tout de suite dégradée.

Le système MPM P³ associé aux modules principaux de pleine amplitude, un module piloté par une RF déphasée par rapport à la RF des modules principaux. La sommation vectorielle est telle qu'à chaque instant il est possible d'ajuster l'amplitude du signal de sortie avec une précision équivalente à 12 bits (figure 22). Le bloc amplification ne comprend que des modules identiques. Il ne comporte qu'une seule et unique alimentation de puissance (330 V_{dc}). Simplement quatre modules sur une ligne de 128 sont pilotés avec une avance de phase β . À chaque instant, pour assurer la précision, un seul des modules est actif parmi les quatre, ce qui sécurise totalement le système.

Le calcul, à chaque instant élémentaire (demi-période RF) des paramètres N (nombre de modules en service), α (phase de la RF principale) et β (phase du module associé pour assurer la précision), est assuré par le second processeur du codeur numérique (figure 23).

Les deux signaux RF, à la fréquence porteuse et avec les déphasages α et β , sont générés à l'aide d'oscillateurs contrôlés numériquement (NCO), puis amplifiés pour assurer un niveau d'environ 1 W suffisant pour exciter chacun des modules d'amplification.

Le second processeur assure également l'interpolation entre deux points d'échantillonnage de la conversion analogique numérique, la distribution et la rotation des modules actifs. La gestion des modules défaillants est assurée via le système de contrôle de l'émetteur qui adresse au second processeur du codeur, une table des modules à ne pas utiliser.

Les modules défaillants sont automatiquement retirés du processus de modulation, sans intervention humaine. Ainsi, ils n'affectent pas la qualité du signal émis. Ils entraînent seulement, en fonction de leur nombre, une réduction progressive de la puissance émise.

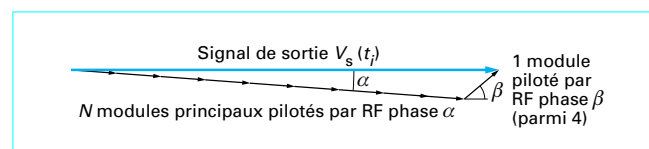


Figure 22 – Principe de l'ajustement fin en phase

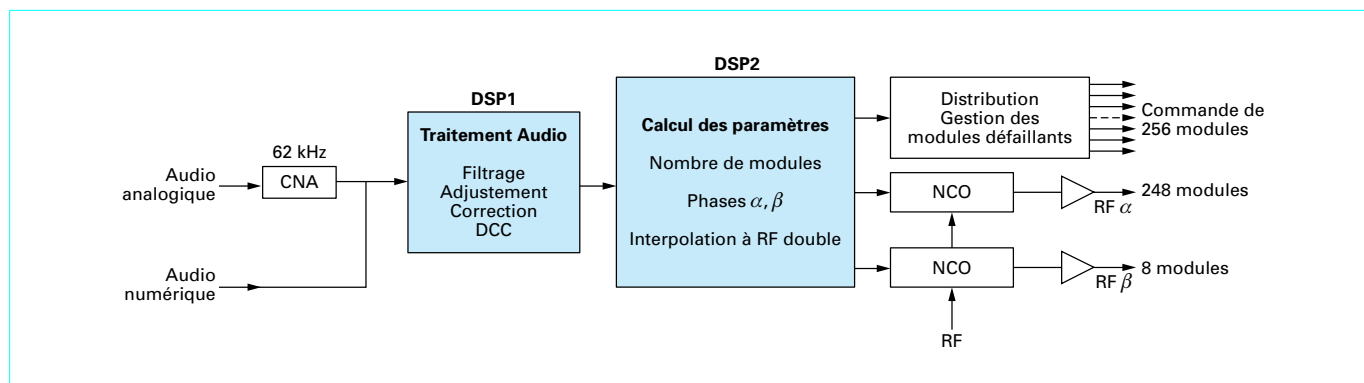


Figure 23 – Synoptique du codeur numérique

En mettant en service le module qui a été le plus longtemps à l'arrêt, le système de modulation assure une rotation dans le temps des modules actifs. Cette rotation permanente qui fait également l'objet d'un brevet, procure une importante réduction du stress thermique des modules en moyennant la charge sur l'ensemble des amplificateurs.

6. Couplage direct de type $N - 1$

Le système de couplage assure, en principale fonctionnalité, la sommation des puissances de sortie des blocs d'amplification constituant les éléments actifs des émetteurs. Il permet également, comme indiqué par la figure 24, de commuter chaque bloc d'amplification, soit sur le couplage, soit sur une charge de test. Il assure en plus l'adaptation des impédances des blocs en fonction des différentes configurations.

La structure type $N - 1$ a pour avantage de permettre de continuer à fonctionner, lorsqu'un bloc amplificateur est défaillant. La transmission se poursuit alors sur les $N - 1$ blocs restants, tout en permettant les opérations de maintenance sur le bloc défectueux. Grâce à la reconfiguration du couplage, la réduction de la puissance émise est limitée à la capacité d'un seul des blocs.

Les émetteurs « état solide » présentant une grande stabilité de phase d'un bloc par rapport à un autre et également par rapport au

niveau de puissance délivré, il en résulte qu'une structure de couplage direct simplifiée est utilisable (sans charge différentielle).

Cette structure, pour permettre d'absorber d'éventuelles différences d'amplitude, utilise un circuit d'adaptation ajusté pour présenter un déphasage de 90° entre les derniers amplis du bloc et le point commun d'entrée du coupleur. Ce déphasage de 90° incorporant la liaison feeder permet de toujours ramener sur les modules amplis une charge dont la phase ne dépend pas de l'amplitude des autres blocs (le circuit d'adaptation et son feeder se comporte comme une ligne $\lambda/4$). En cas de différence d'amplitude entre les blocs, la charge est automatiquement diminuée sur les blocs de plus forte amplitude. Avec ce dispositif, la phase, entre la tension et le courant délivré par les modules, reste constante.

6.1 Circuit d'adaptation en sortie bloc amplificateur

Ce circuit (figure 24), appartenant au bloc amplificateur, est situé sur la partie supérieure de ce dernier. Il est un élément déterminant du système de couplage. Il assure à la fois l'équilibrage des deux lignes séries des modules d'amplification, l'adaptation entre l'impédance de charge des modules et l'impédance de sortie du bloc (120Ω), une partie du filtrage et également le déphasage de 90° .

Ce circuit, en forme de T, comprend deux inductances L_1 et L_2 en sortie de chaque ligne série de modules, une batterie C_1 de condensateurs en parallèle et une inductance L_3 de sortie à 120Ω .

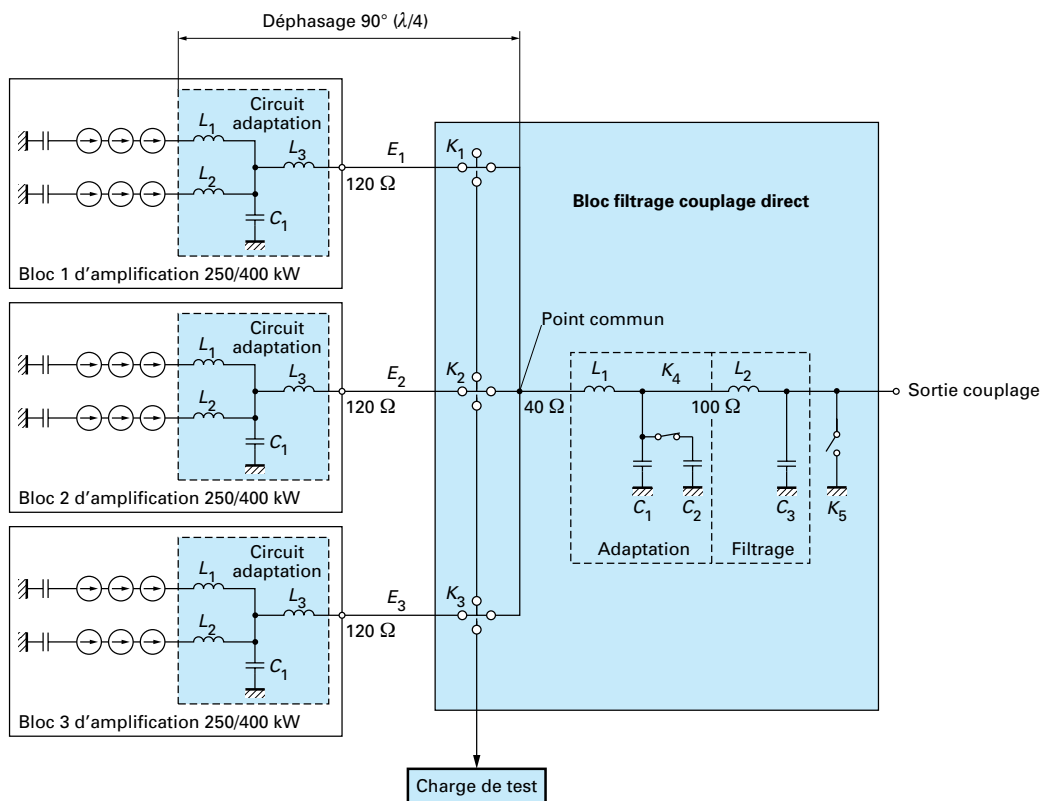


Figure 24 – Système de filtrage couplage direct $N - 1$

6.2 Bloc de filtrage couplage direct

Ce bloc (figure 24) est totalement passif. Chaque entrée est reliée à un commutateur (type nœud de grille), permettant de dévier directement, sur une charge de test pour les opérations de maintenance, le bloc amplificateur qui y est relié.

Juste derrière le point commun de raccordement se trouve un circuit ($L_1 C_1 C_2 K_4$) réalisant l'adaptation en impédance suivant le nombre de blocs en opération. Pour trois blocs, l'impédance présentée au point commun est de 40Ω , alors que cette impédance est de 60Ω avec deux blocs. Le changement d'impédance est réalisé par l'ouverture ou la fermeture de K_4 . Le passage par une impédance intermédiaire de 100Ω entre le circuit d'adaptation et le circuit de filtrage permet d'éviter une commutation sur l'inductance L_1 .

En sortie du bloc se trouve un circuit de filtrage composé d'une cellule en Π ($C_1 L_2 C_3$). Tout en assurant le complément de filtrage nécessaire, cette cellule permet également de transposer l'impédance à toutes valeurs désirées comprises entre 50 et 120Ω .

Le couplage dispose de son propre circuit de ventilation. Les éléments ($L_1 L_2$) sont dimensionnés pour limiter les pertes à moins de 7 kW , ce qui autorise une dissipation directement dans la salle d'émission.

Un système de mise à la terre de la sortie feeder assure la sécurité du personnel lors des éventuelles interventions à l'intérieur du bloc de couplage. Toutes les batteries de condensateurs sont protégées par des éclateurs munis de détecteur d'arc à ultraviolet, de façon à protéger le matériel en cas de surtension par rapport à la foudre.

7. Système d'alimentation

Dans notre exemple (figure 25), en raison des puissances mises en jeu, chaque bloc d'amplification de 400 kW doit posséder son propre système d'alimentation.

Une arrivée moyenne tension (11 kV , 20 kV) permet d'obtenir la source de tension principale de 330 V continu alimentant les modules d'amplification.

7.1 Source d'alimentation principale

Sous 330 V continu, cette source est obtenue à partir d'un transformateur moyenne tension à deux circuits secondaires. Les enroulements secondaires sont combinés suivant la technique dite du triangle prolongé pour obtenir un déphasage de 30° entre les deux circuits. Chaque circuit alimente ensuite un pont redresseur à six diodes refroidies par eau. Les deux sorties des redresseurs sont couplées au moyen d'une bobine d'interphase. Grâce à ce dispositif le redressement est réalisé sur douze états de phase différents, assurant un facteur de forme excellent voisin de $0,97$. Les condensateurs de filtrage de l'alimentation sont répartis sur les modules amplificateur.

Pour éviter les pointes de courant au démarrage, un circuit auxiliaire spécifique assure une charge progressive préalable des condensateurs à travers une résistance.

Pour les opérations de maintenance chaque bloc possède un circuit de décharge et de mise à la terre de l'alimentation principale.

Le transformateur MT est un élément spécifique qui dépend de la configuration station. Il fait l'objet d'un bloc distinct. Ce bloc est juxtaposé au bloc amplification juste devant la partie où se situe le redresseur. La protection de la source MT est assurée au moyen de rupto-fusible.

7.2 Sources secondaires

Une entrée basse tension (410 V_{ac}) est utilisée pour toutes les sources d'alimentations secondaires, automaticité, codeur, électrotechnique, amplis de distribution RF et source auxiliaire -22 V_{dc} des modules (figure 25).

8. Système de commande et de supervision

Le système d'exploitation d'un émetteur de radiodiffusion doit être simple d'utilisation tout en étant très performant et exhaustif par rapport aux informations disponibles. Le système doit, de plus, être hiérarchisé. Un système de gestion central commande, contrôle et coordonne les différents blocs constituant l'émetteur. Les blocs amplificateur disposent de leur propre système de contrôle mais sont assujettis au système de gestion central.

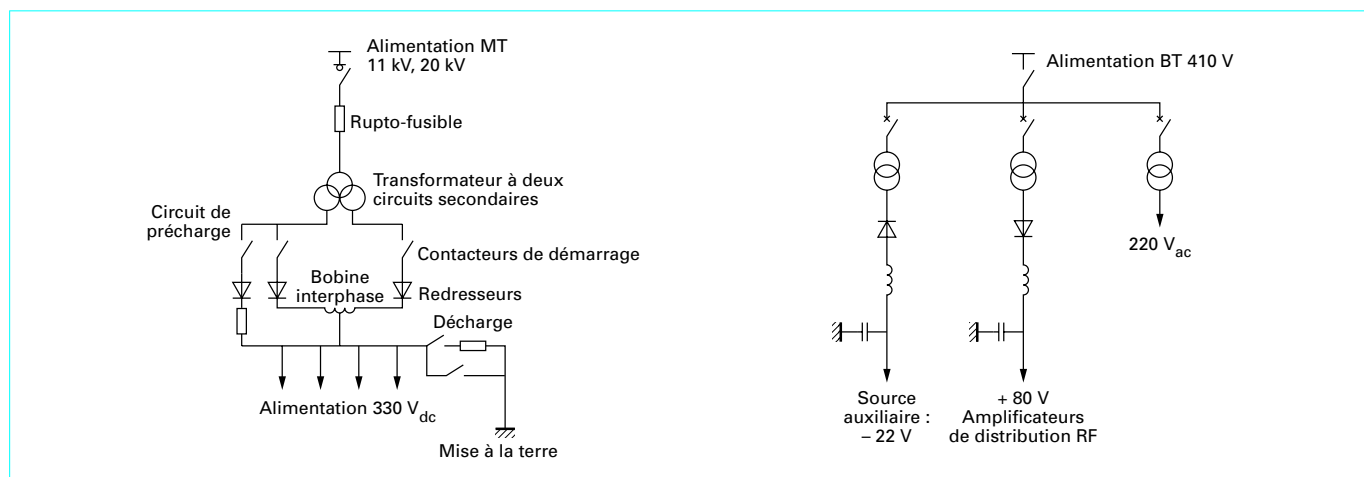


Figure 25 – Système d'alimentation

8.1 Système de commande et de supervision d'un bloc amplificateur

Chaque bloc amplificateur constituant un émetteur possède son propre système de contrôle et de surveillance. L'automatisme du bloc gère les états de fonctionnement en prenant en compte l'ensemble des informations incluant les différentes protections du matériel à son niveau et au niveau global.

Autonomes, les blocs d'amplification sont normalement asservis au système de commande global de l'ensemble émetteur. Cependant, un bloc peut être séparé de l'ensemble de couplage et être relié à une charge de test pour les opérations de maintenance. Aussi il possède un panneau d'interface permettant d'entrer des commandes et de visualiser toutes les informations d'exploitation en maintenance (mode local).

8.1.1 Fonctions de commande et de surveillance d'un bloc amplificateur

Les commandes suivantes doivent pouvoir être réalisées en mode local sur un bloc :

- marche/arrêt ;
- choix du mode AM normal, DCC ;
- réglage du niveau audio ;
- réglage du niveau de puissance émise ;
- affichage des états ;
- affichage des tensions, des courants, du ROS (rapport d'ondes stationnaires), des niveaux audio, de la modulation, de la puissance RF ;
- affichage des états d'alarme et de défaut, des modules défaillants ;

— commande de passage du mode local au mode asservi d'ensemble.

8.1.2 Protection des équipements

Chaque bloc d'amplification possède nécessairement des circuits de détection de défauts avec blocage rapide de l'ensemble. Ainsi, lorsqu'un défaut d'origine interne ou externe nécessitant une réduction de la puissance est détecté (par exemple flash au niveau de l'antenne), ces circuits interrompent la génération de la puissance protégeant les modules d'amplification. Le blocage rapide provoque une interruption brève de l'émission de façon à éteindre les arcs au niveau des différents éclateurs qui équipent l'émetteur et les circuits d'antenne. L'automatisme essaie de reprendre l'émission plusieurs fois après coupure suivant une stratégie prédéterminée d'intégration des défauts.

8.2 Système central de commande et de supervision (Multiblocs)

Le système central de commande et de supervision gère l'ensemble de l'émetteur et tient compte des informations reçues de l'extérieur. Il coordonne le fonctionnement des blocs d'amplification et la position des commutateurs du couplage en vue de maintenir, suivant les circonstances et les événements, l'émission en sortie au niveau optimal (figure 26).

Pour assurer le dialogue avec les blocs d'amplification, le système peut utiliser un bus Ethernet et l'interface homme machine un moniteur couleur de 17 pouces auquel est associé un clavier et une souris. Le moniteur permet de visualiser la configuration courante de l'émetteur en temps réel. Des représentations synthétiques sont utiles pour faciliter l'exploitation.

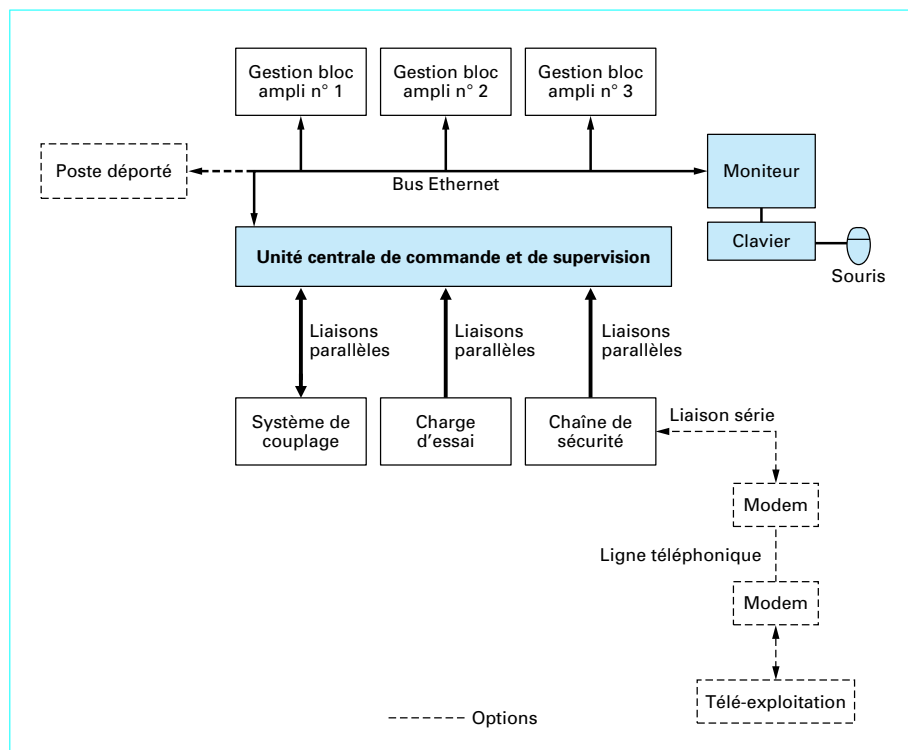


Figure 26 – Système de commande et de supervision

Le système de gestion central peut aussi être piloté à partir d'un poste de commande et de surveillance déporté installé dans le même bâtiment. Le pilotage à partir d'un poste éloigné, installé à distance et relié à la station par l'intermédiaire d'une ligne téléphonique et d'un modem, est également possible.

Le système de gestion intègre de multiples fonctions, dont une fonction journal de bord qui enregistre et assure l'horodatage de tous les incidents, alarmes et défauts qui se produisent.

La gestion des émetteurs est réalisée suivant deux modes de fonctionnement, le mode automatique et le mode maintenance.

■ **Le mode automatique** : ce mode est le mode fonctionnement normal de l'équipement. C'est un mode totalement automatisé suivant lequel l'émetteur va se configurer pour assurer le meilleur service dont il est capable. Les blocs d'amplification fonctionnent de manière semi-autonome. Chaque bloc assure sa propre gestion en surveillant son environnement sous tutelle de la gestion centrale.

■ **Le mode maintenance** : ce mode permet la sélection manuelle de la configuration de fonctionnement.

Le système ne modifiera pas la configuration choisie par l'opérateur. Il est également possible de contrôler individuellement le bloc mis en dérivation sur la charge de test à partir de son panneau de contrôle propre.

9. Caractéristiques techniques d'un émetteur radio nouvelle génération

9.1 Performances RF

■ Puissance porteuse

De 250 kW à 2 000 kW selon version.

Le niveau de puissance est réglable par pas de 1 %.

Deux niveaux préétablis, pleine et demi-puissance, sont accessibles directement.

■ Sortie RF

L'impédance de sortie de 120 à 50 Ω asymétrique.

Taux d'onde stationnaire de 1,2 admissible sans réduction de puissance. Pour les taux d'onde stationnaire compris entre 1,2 et 1,5, réduction progressive et automatique de la puissance de sortie. Au-delà de 1,5, blocage de l'émetteur.

Protection contre la foudre, par éclateurs répartis sur les circuits de sortie.

■ Harmoniques et rayonnements parasites

Inférieures à 50 mW (conforme à la recommandation 329-6 du CCIR).

9.2 Fréquence d'émission

Couvre les gammes OL 153 à 281 kHz et OM 531 à 1 605 kHz avec extension possible à 1 705 kHz.

Les émetteurs sont délivrés accordés et testés sur la fréquence de fonctionnement spécifiée par le client.

Les émetteurs peuvent être facilement réaccordés sur site, sur une autre fréquence de travail sans intervention majeure.

La source de fréquence est en version standard un double pilote à quartz à commutation automatique en cas de défaillance. En option, la source est un synthétiseur de fréquence simple ou double à commutation manuelle. Les équipements disposent, en plus, d'une entrée pour excitation externe de 1 V sous 50 Ω .

La stabilité en fréquence est meilleure que $1 \cdot 10^{-9}$ par jour, $3 \cdot 10^{-8}$ par mois et $1 \cdot 10^{-7}$ par an.

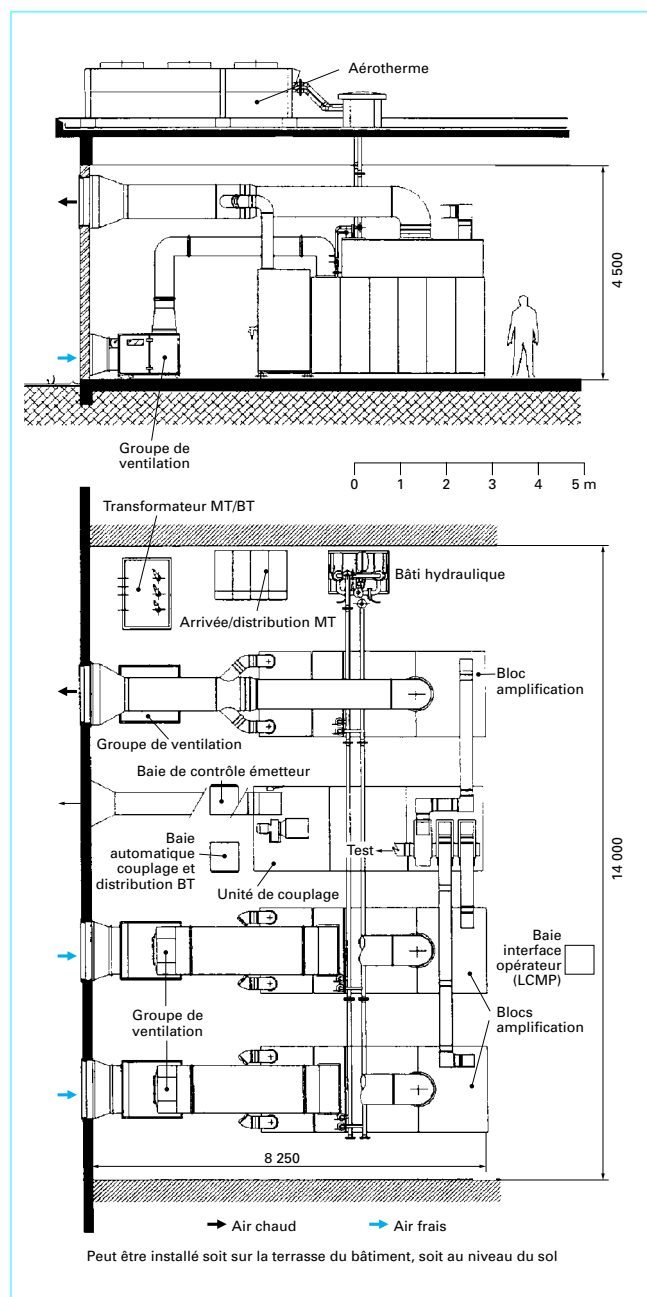


Figure 27 - Installation d'un émetteur radio nouvelle génération

9.3 Modulation audio

Traitement numérique du signal, processeur de signal MPM P³.

■ Type de modulation

Double bande latérale A3E avec porteuse intégrale et double bande latérale avec porteuse réduite par contrôle dynamique de la porteuse (DCC) sur quatre courbes résidentes, ce qui permet de s'adapter aux différents types de programmes.

Le système de modulation est compatible avec la compression type AMC (*AM Companding*), avec l'AM stéréophonique CQAM (*Compatible Quadrature Amplitude Modulation*) et également avec les futures modulations numériques pour l'AM COFDM (*Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexed*).

■ Capacité de surmodulation positive

De 100 à 110 % suivant les modèles.

■ Entrée audio analogique

Niveau nominal + 12 dBm pour 100 % de modulation à 1 000 Hz. Le niveau est ajustable sur ± 12 dB au pas de 0,1 dB.

Impédance d'entrée supérieure à 5 000 ou 600 Ω symétrique sur la bande 40 à 1 000 Hz.

■ Distorsion harmonique totale

Inférieure à 1 % avec une modulation un ton sinusoïdal entre 40 et 7 500 Hz pour 30 à 100 % de modulation.

■ Distorsion d'intermodulation

Meilleure que 35 dB avec deux tons de 1 000 Hz et 1 180 Hz de même amplitude et pour un niveau global de modulation de 80 %.

■ Réponse en fréquence

Variation d'amplitude inférieure à $\pm 0,5$ dB dans la bande de 30 à 10 000 Hz.

■ Réponse à un signal carré

Dépassement inférieur à 1 % avec un signal carré de 400 Hz pour 70 % de modulation.

Inclinaison inférieure à 2 % avec un signal carré de 40 Hz pour 70 % de modulation.

■ Bruit non pondéré

Inférieur à 65 dB en dessous de la référence à 100 % de modulation avec un ton à 1 000 Hz mesuré dans la bande 30 à 15 000 Hz.

■ Chute de porteuse

Inférieure à 1 % avec 100 % de modulation à 1 000 Hz, en dehors de toute chute de tension de la source d'alimentation primaire.

9.4 Fiabilité

Temps moyen de bon fonctionnement, meilleur que 5 000 h, suivant calculs norme MIL HDBK 217 et suivant les modèles.

Temps moyen de réparation MTTR (*Mean Time to Repair*) inférieur à 15 min.

9.5 Conditions d'environnement

Intérieur local d'émission de +1 à +45 °C ; extérieur – 20 à +45 °C.

Stockage et transport de – 40 à +60 °C.

9.6 Rendement global

Le rendement global incluant le système de refroidissement lorsque tous les blocs sont en opération, est meilleur que 85 % en ondes moyennes et meilleur que 88 % en ondes longues.

9.7 Exploitation

■ Exploitation locale et étendue

À partir d'un poste de contrôle comprenant moniteur, clavier et souris, raccordé au bus Ethernet de l'équipement.

■ Télécommande à distance

À travers une interface série et modem.

9.8 Installation

La figure 27 donne un schéma d'une installation.

Nouveaux émetteurs tout état solide de forte puissance

par **Michel BASE**

*Ingénieur du Conservatoire National des Arts et Métiers
Responsable Études Réalisation Radio de Thomcast*

Bibliographie

LINGUET (L.) et de BOISRIOU (P.). – *Procédé et dispositif de modulation en amplitude d'un signal radiofréquence*. Brevet France, 93 06 420 du 28 mai 1993.

GERFAULT (B.). – *Amplificateur de puissance de type pont H et ses moyens de blocage et dispo-*

sitifs amplificateur de puissance comportant de tels amplificateurs. Brevet France, 93 13 177 du 5 nov. 1993.

BREED (G.A.). – *Classes of power Amplification*, RF Design, août 1993.

Transmitting AM. ELECTRONICS WORLD + WIRELESS WORLD, janv. 1995.

RAAB (F.H.) et RUPP (D.J.). – *Class S High Efficiency Amplitude Modulator*. Green Mountain Radio Research, RF Design, mai 1994.

Normalisation

CCIR avis 328/329. Qualité des émissions.

IEEE - 587. Protections foudre.

CEI 215. Sécurité du personnel.

CEI 244-1 et CEI 244-15. Méthodes de mesure pour émetteurs radio.

Constructeurs

Thomcast

Harris Allied