

REPUBLIQUE DU CAMEROUN
Paix - Travail – Patrie

UNIVERSITE DE YAOUNDE I

ECOLE NATIONALE SUPERIEURE
POLYTECHNIQUE



REPUBLIC OF CAMEROUN
Peace - Work – Fatherland

UNIVERSITY OF YAOUNDE I

NATIONAL ADVANCED SCHOOL
OF ENGINEERING

MASTER PRO 2 EN TELECOMMUNICATIONS

TELEVISION NUMERIQUE

Séquence 5 : PRINCIPE DE MODULATION EN I/Q CONFIGURATION SIGNAUX SATELLITES

Equipe des concepteurs :

- Janvier FOTSING
- Pierre TSAFACK

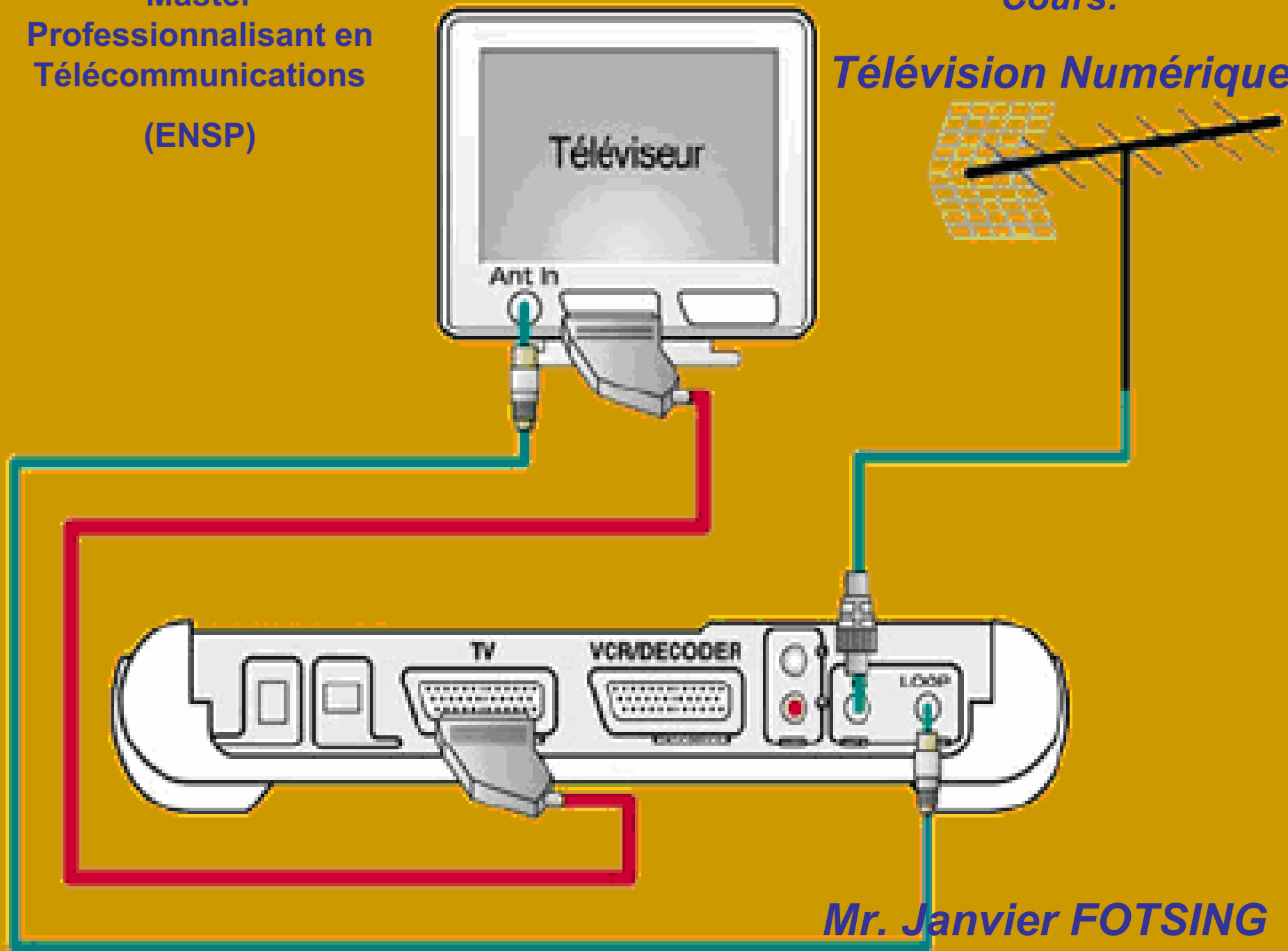
Le contenu est placé sous licence /creative commons/ de niveau 5 (Paternité, Pas d'utilisation commerciale, Partage des conditions initiales à l'identique)..



Master
Professionalisant en
Télécommunications
(ENSP)

Cours:

Télévision Numérique



Mr. Janvier FOTSING

Télévision Numérique

Cours: TVN 224

Principe de Modulation en I/Q Configuration Signaux Satellites

Master Professionnalisant en
Télécommunication

Plan du cours

- Objectifs
- Schéma de la chaîne d'émission
- Chaîne de réception satellite
- Schéma de principe d'un démodulateur I-Q
- Les turbo-modulations codées I-Q
- Principe de linéarisation et synoptique du système
- Validation du principe par le biais de simulation
- Caractérisation de la carte
- Signal 16QAM filtré & non filtré

Objectifs

A la fin de cette séquence l'apprenant sera capable de:

- utiliser la modulation numérique 16QAM pour la transmission des signaux sur la voie I-Q
- montrer qu'il est possible de maintenir l'amplificateur dans le même état non-linéaire en ajustant dynamiquement sa polarisation pour chaque niveau de puissance d'entrée.
- appréhender la performance du système en termes d'amplitude d'erreur du vecteur (EVM)

Schéma de la chaîne d'émission

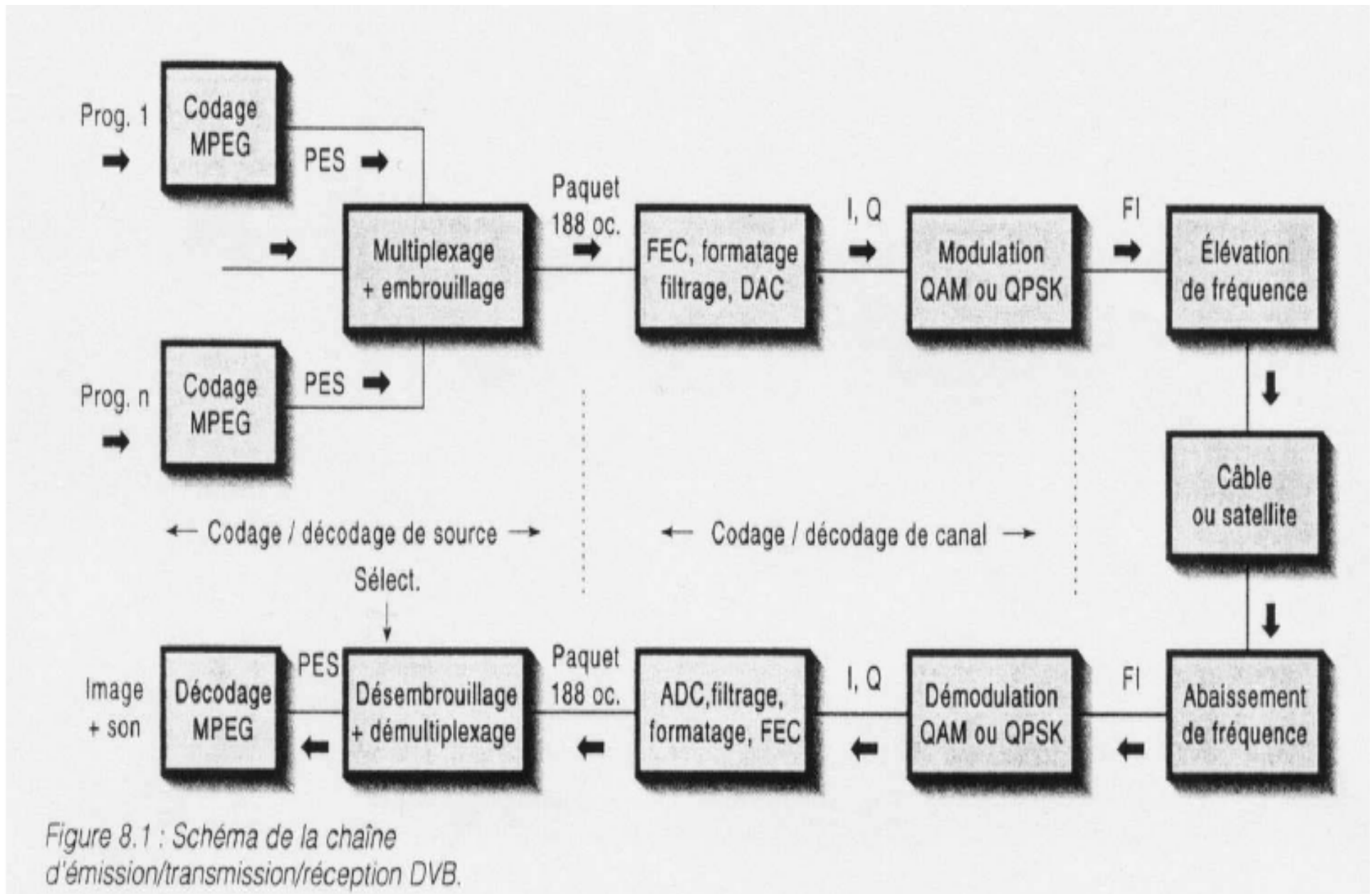


Figure 8.1 : Schéma de la chaîne d'émission/transmission/réception DVB.

Chaîne de réception satellite

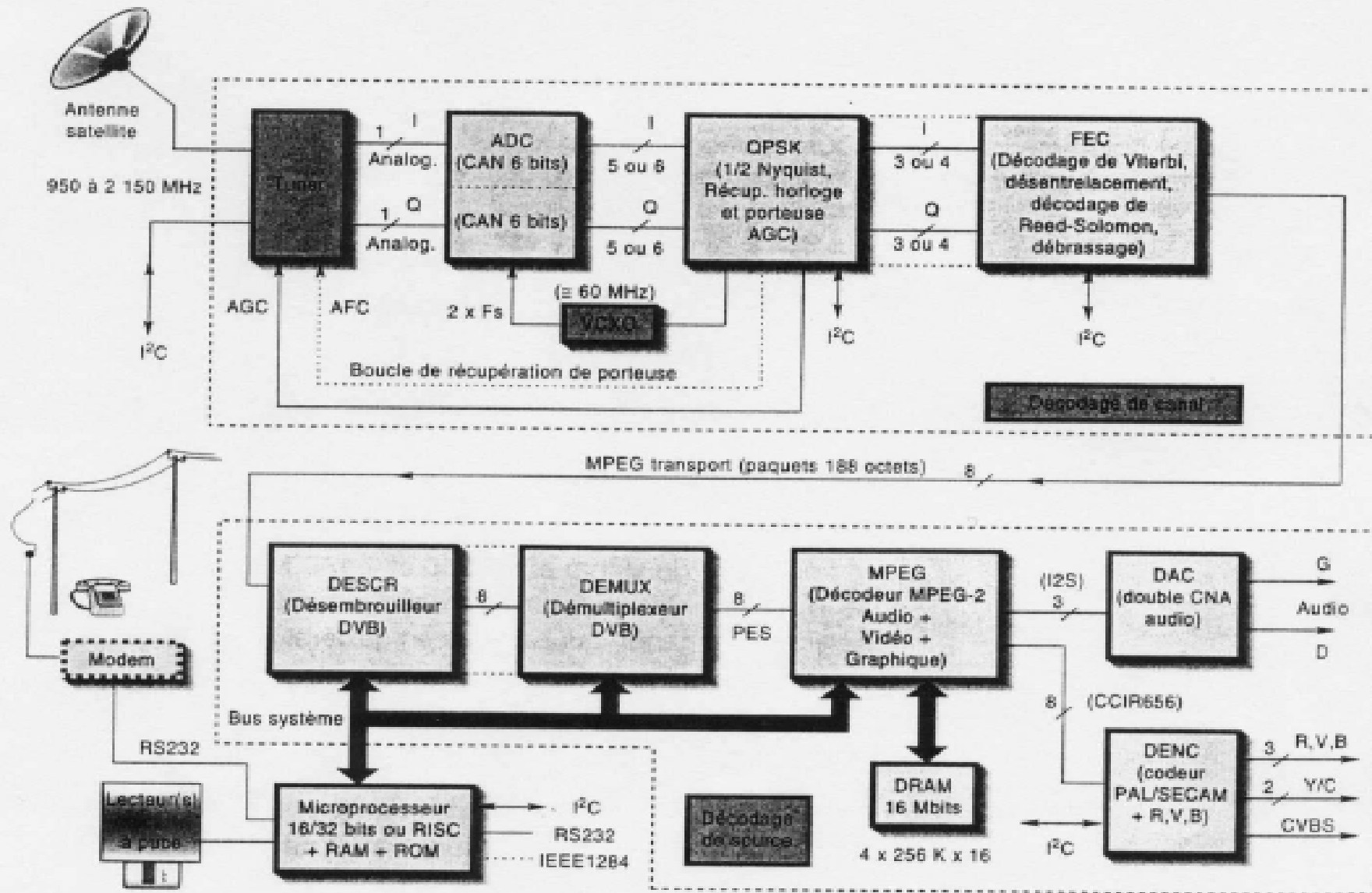


Figure 8.2 : Blocs fonctionnels d'un IRD satellite.

Schéma de principe d'un démodulateur I/Q

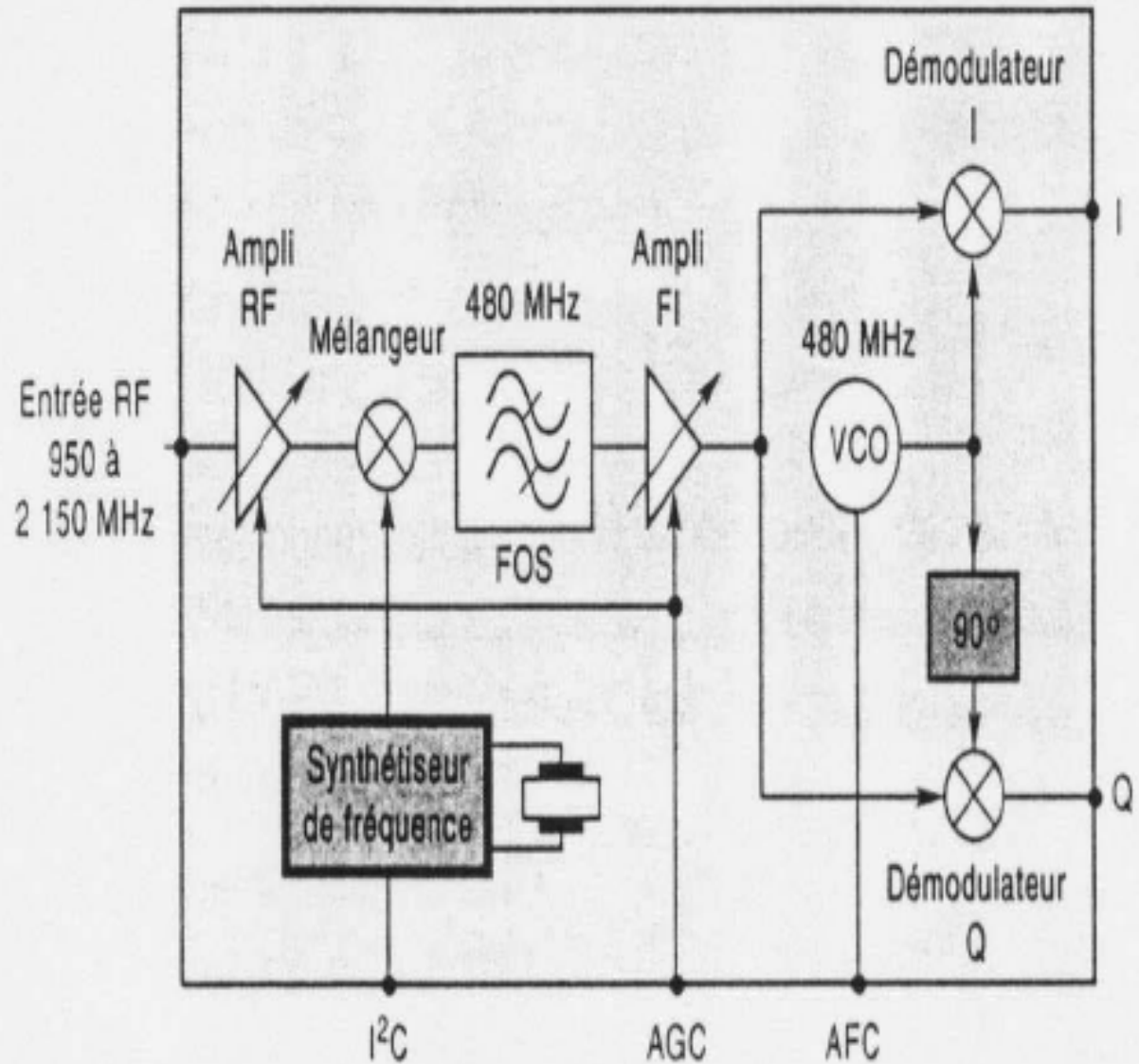


Figure 8.3 : Schéma-bloc du tuner-satellite.

Codeur turbo-modulation pragmatique

Dans le cas des turbo-modulations pragmatiques on utilise un seul codeur turbo binaire de rendement $1/n$. Les sorties du codeur sont multiplexées et convenablement poinçonnées pour obtenir $m \sim$ symboles de parité et $m \cdot m \sim$ symboles d'information., comme le montre la figure1 ci-dessous.

Une correspondance de Gray est appliquée sur chacune des voies I et Q. L'efficacité spectrale de ce schéma est égal à $m \cdot m \sim$ bits/s/Hz.

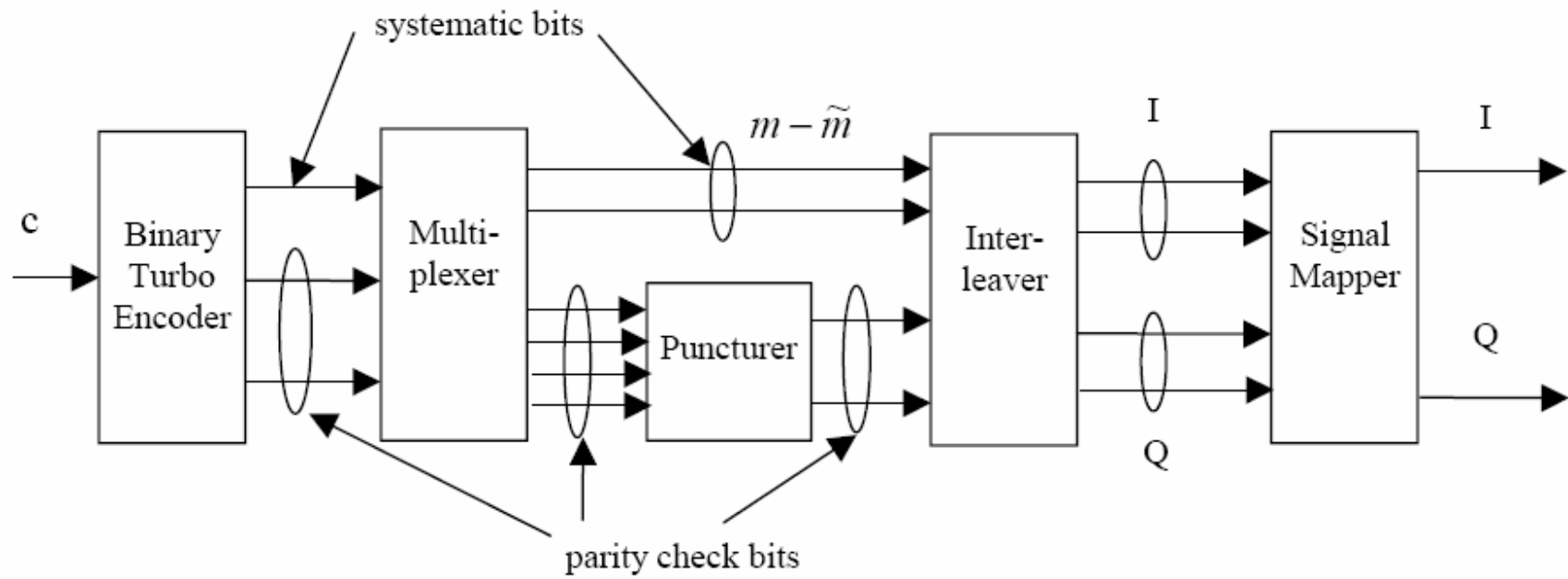


Fig.1 : codeur turbo-modulation pragmatique

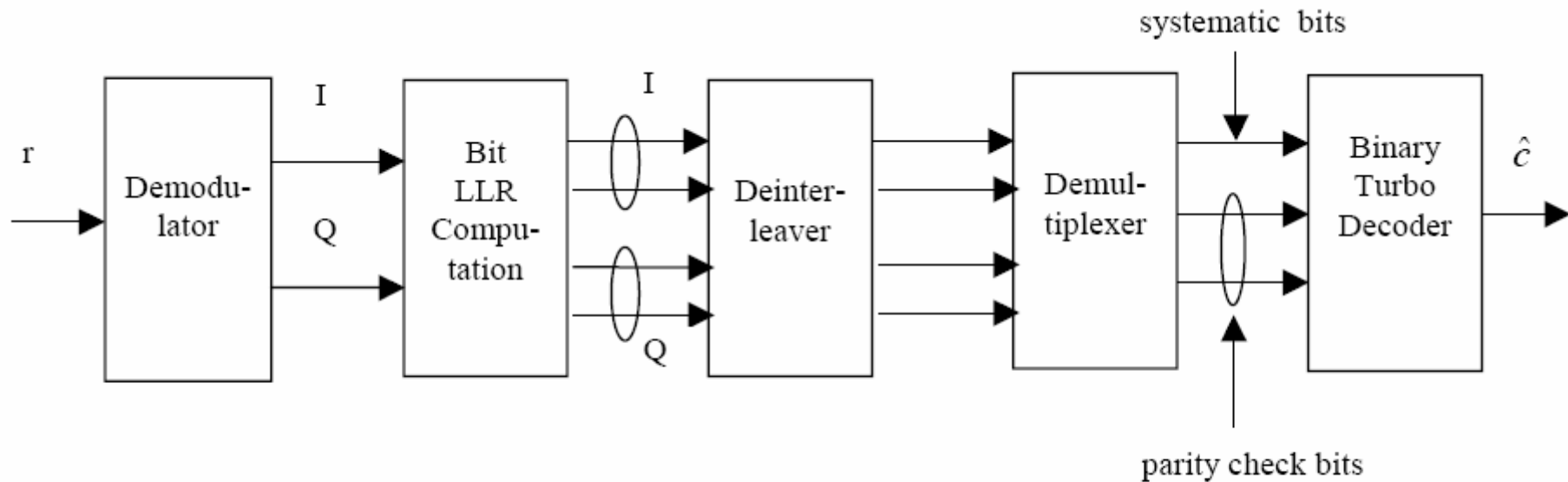


Fig. 2 : décodeur turbo-modulation pragmatique

Les turbo-modulations codées I-Q pour les canaux à évanouissements

La performance d'un schéma de modulation codée pour un canal de Rayleigh non-sélectif en fréquence dépend fortement de la distance minimale de Hamming entre symboles du code émis.

Dans un turbo-codeur I-Q, chaque groupe de bits d'information est associé à ses symboles codés qui sont obtenus alternativement soit à la sortie du premier turbo-codeur, soit à la sortie du deuxième.

Les bits codés en sortie des deux codeurs sont modulés séparément sur les voies en phase et en quadrature de la constellation désirée en suivant un mapping de Gray.

Structure des turbo-modulations codées I-Q

Nous considérons ici un schéma de décodage turbo en modulation MAQ-16 avec des codeurs de rendement $1/2$ et une efficacité spectrale de 2 bits/s/Hz. La structure du codeur est illustrée sur la figure ci-dessous. Deux codeurs convolutifs récurrents systématiques identiques de rendement $1/2$ et de longueur de contrainte \bullet sont séparés par un entrelaceur aléatoire de taille N .

Structure des turbo-modulations codées I-Q

Le premier codeur opère directement sur
la séquence d'entrée.

$$c = (c_1, c_1, \dots, c_N)$$

La sortie contient la séquence d'information

$$v^{1s} = (v_1^{1s}, v_2^{1s}, \dots, v_N^{1s})$$

et la séquence codée

$$v^{1p} = (v_1^{1p}, v_2^{1p}, \dots, v_N^{1p})$$

La séquence d'entrée à l'entrée du second codeur est entrelacée à l'aide d'un entrelaceur Srandom de taille N . La sortie codée du second codeur est désentrelacée pour faire en sorte que la séquence de sortie donnée par $v^{2p} = (v_1^{2p}, v_2^{2p}, \dots, v_N^{2p})$ est ordonnée de la même façon que la séquence d'entree c .

Structure des turbo-modulations codées I-Q

En utilisant un poinçonnage classique pair/impair, le turbo-code complet obtenu a un rendement de $1/2$ et la séquence de sortie codée, appelée \mathbf{v} est constituée de chaque bit d'information suivi par un bit codé en provenance tantôt du premier codeur, tantôt du deuxième codeur. Si l'entrelaceur a une taille N avec N paire on peut écrire la séquence de sortie sous la forme

$$\mathbf{v} = (v_1^{1s}, v_1^{1p}, v_2^{1s}, v_2^{2p}, \dots, v_{N-1}^{1s}, v_{N-1}^{1p}, v_N^{1s}, v_N^{2p})$$

La séquence de sortie entre alors dans un modulateur MAQ-16. Dans l'exemple donné, chaque ensemble de deux bits codés vient sélectionner le signal modulé de sortie avec une correspondance (mapping) de Gray sur chacune des voies en phase et en quadrature. La sortie du premier codeur sert à sélectionner le signal modulé sur la voie en phase tandis que la sortie du second codeur sert à sélectionner le signal modulé sur la voie en quadrature.

Structure des turbo-modulations codées I-Q

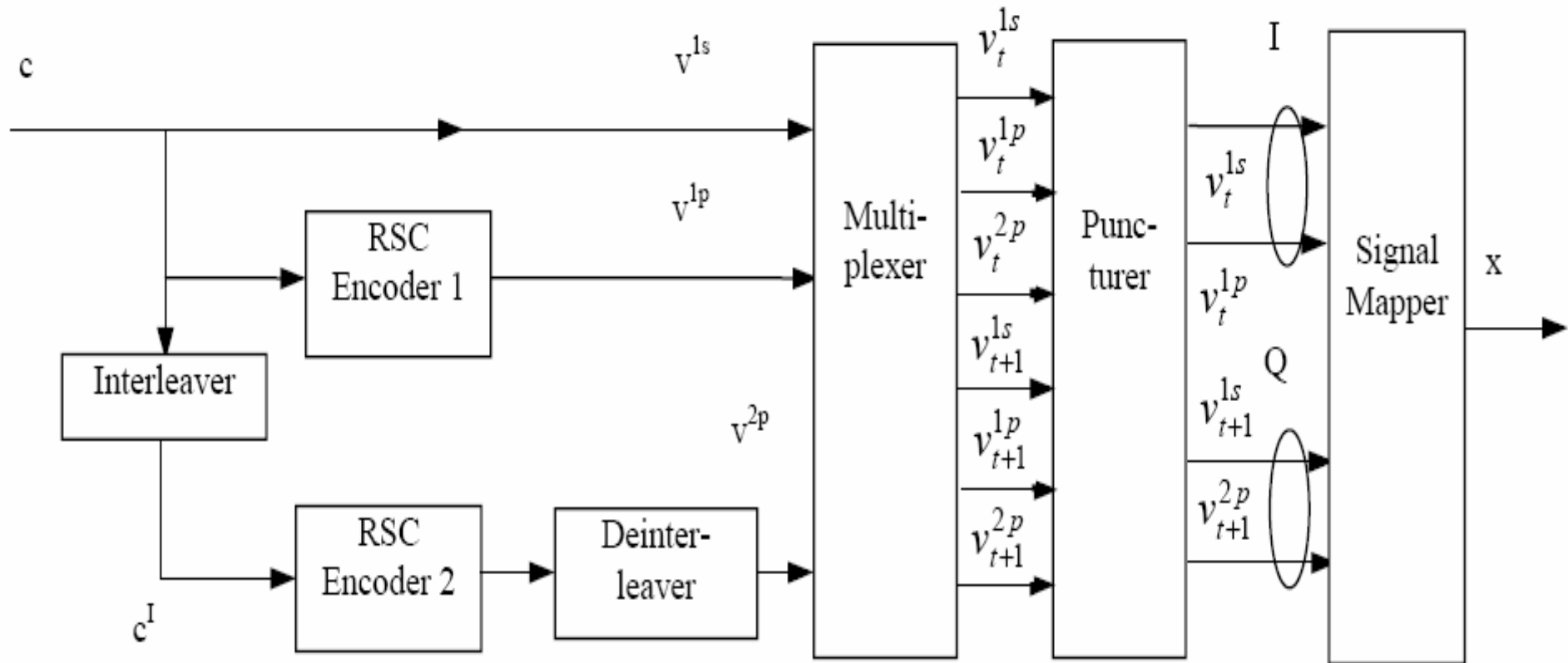


Figure: Schéma de turbo-modulations codées I-Q en MAQ-16

Structure des turbo-modulations codées I-Q

Le principe des turbo-modulations codées I-Q peuvent être facilement appliqués à différents contextes pour obtenir des schémas à grande efficacité spectrale. Par exemple, on peut utiliser a turbo-code de rendement $2/3$ en MAQ-64 pour obtenir une efficacité spectrale de 4 bits/s/Hz.

Les trois bits de sortie du premier codeur servent à sélectionner la composante en phase du signal MAQ-64 avec un mapping de Gray alors que les trois autres bits de sortie du deuxième encodeur servent à sélectionner la composante en quadrature du signal MAQ-64 avec un mapping de Gray. Avec un poinçonnage pair/impair un signal MAQ-64 est produit tous les deux cycles de codage.

Performance des turbo-modulations I-Q sur canaux de Rayleigh

Le Taux d'Erreurs Binaire (TEB) d'un schéma de codage d'efficacité spectrale 2 bits/s/Hz sur un canal de Rayleigh non-sélectif en fréquence en modulation MAQ-16 est représenté sur la figure ci-dessous. Les polynômes générateurs des codes convolutifs utilisés sont $g_0 = (23)$ et $g_1 = (35)$.

Dans la simulation on utilise au décodeur un algorithme de type symbol-by-symbol log-MAP. Les tailles d'entrelaceur sont 1024 et 4096.

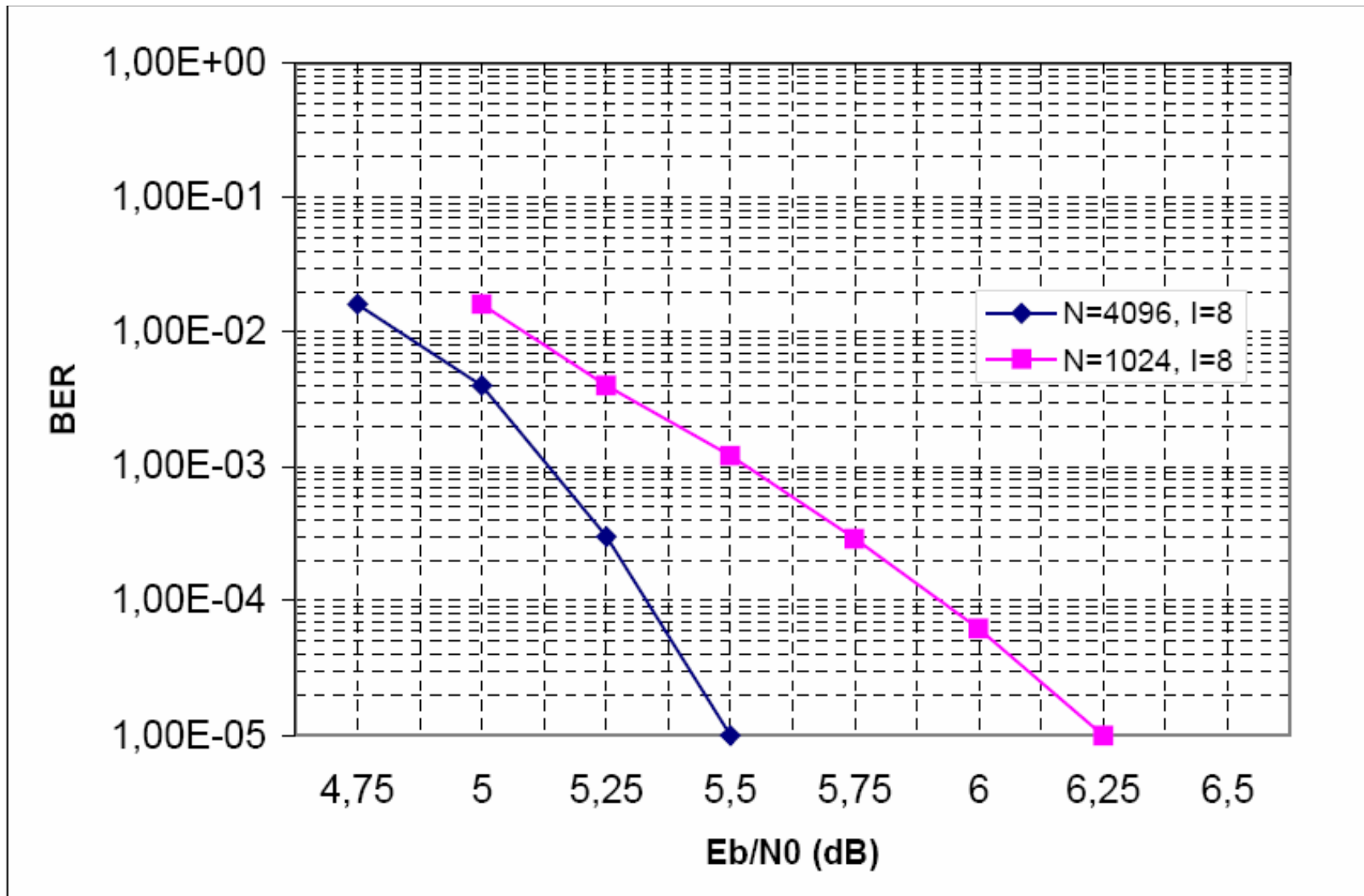


Figure: Performance d'une turbo-modulation codée I-Q en MAQ-16 avec une efficacité spectrale de 2 bits/s/Hz sur un canal de Rayleigh non-sélectif en fréquence.

Performance des turbo-modulations I-Q sur canaux de Rayleigh

Nous avons présenté dans ce paragraphe les principaux schémas de codage associant turbo codes et modulations à haute efficacité spectrale. Pour le canal de Gauss, il semble que les turbo-modulations codées en treillis s'inspirant du principe de partitionnement en sous constellations de Ungerboeck donnent les meilleurs résultats.

Pour le canal de Rayleigh non sélectif en fréquence, les turbo-modulations codées I-Q basées sur le choix de codeurs convolutifs à distance minimale optimisée constituent le meilleur compromis performances complexité.

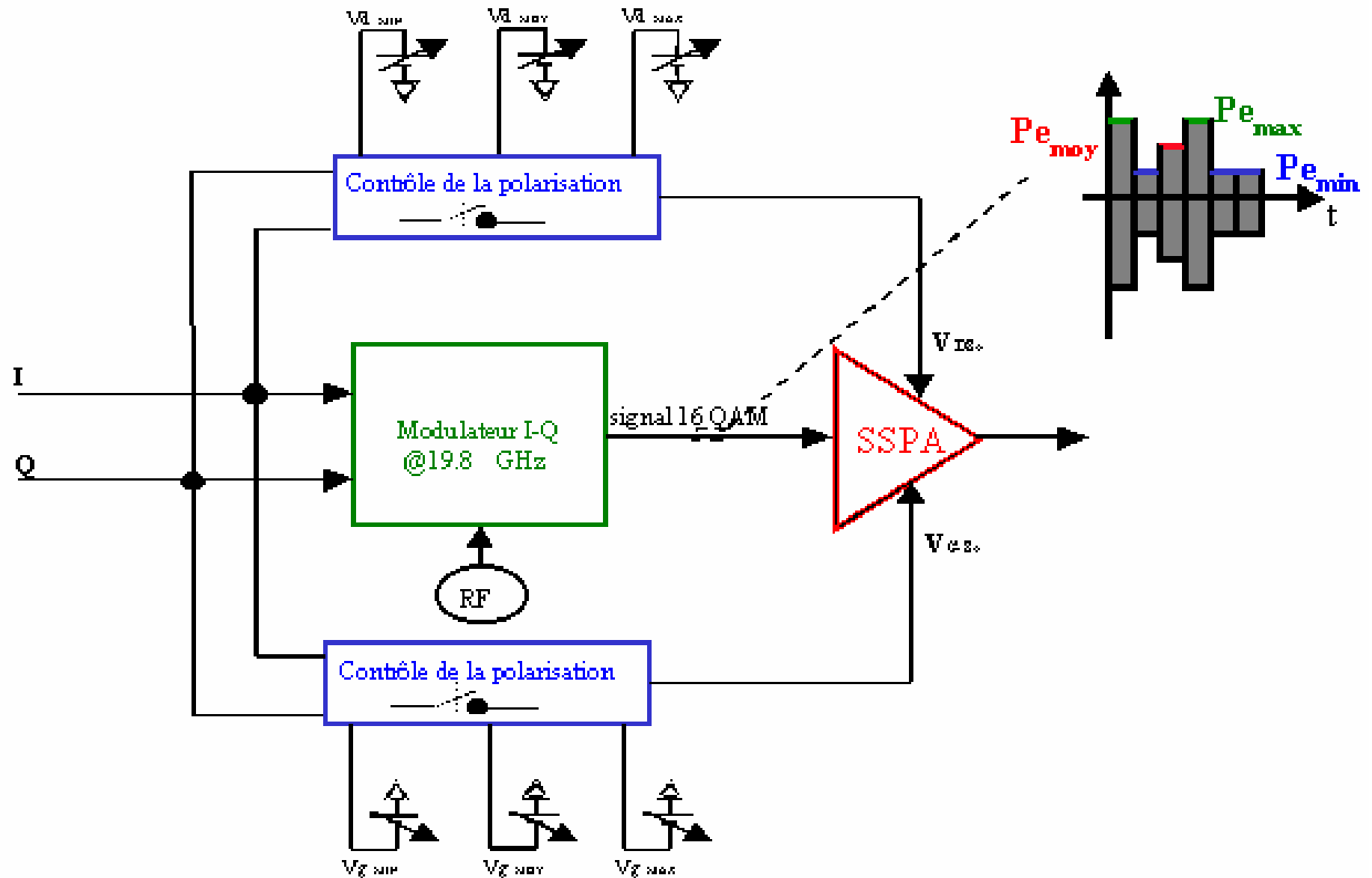
Amplitude d'erreur du vecteur (EVM)

Certains concepteurs de système préfèrent appréhender la performance du système en termes d'amplitude d'erreur du vecteur, composée essentiellement de données MER fournies sous forme de pourcentage. Le format MER peut être modifié au format EVM sur l'écran Configure Measurement (Configurer les mesure).

Principe de linéarisation et synoptique du système

A partir des deux signaux quaternaires en bande de base I et Q non filtrés (Figure ci-dessous), le circuit de commande polarise l'amplificateur de façon adéquate.

Par rapport au système proposé, les deux signaux I et Q doivent être générés en bande de base et être non filtrés. Le filtrage du signal peut ensuite être ou non filtré numériquement dans la chaîne de modulation.



Synoptique du système de linéarisation d'un modulateur pour une modulation numérique 16QAM.

Circuits de commande et de commutation

La corrélation entre les deux signaux quaternaires I et Q issus d'un codage M-aire et le niveau de puissance de la modulation doit être établie.

En effet, l'auto-adaptation du comportement de l'amplificateur permet à la fois de diminuer la consommation moyenne de l'amplificateur et à la fois d'augmenter le niveau moyen de la puissance en sortie tout en préservant la linéarité.

Validation du principe par le biais de simulation

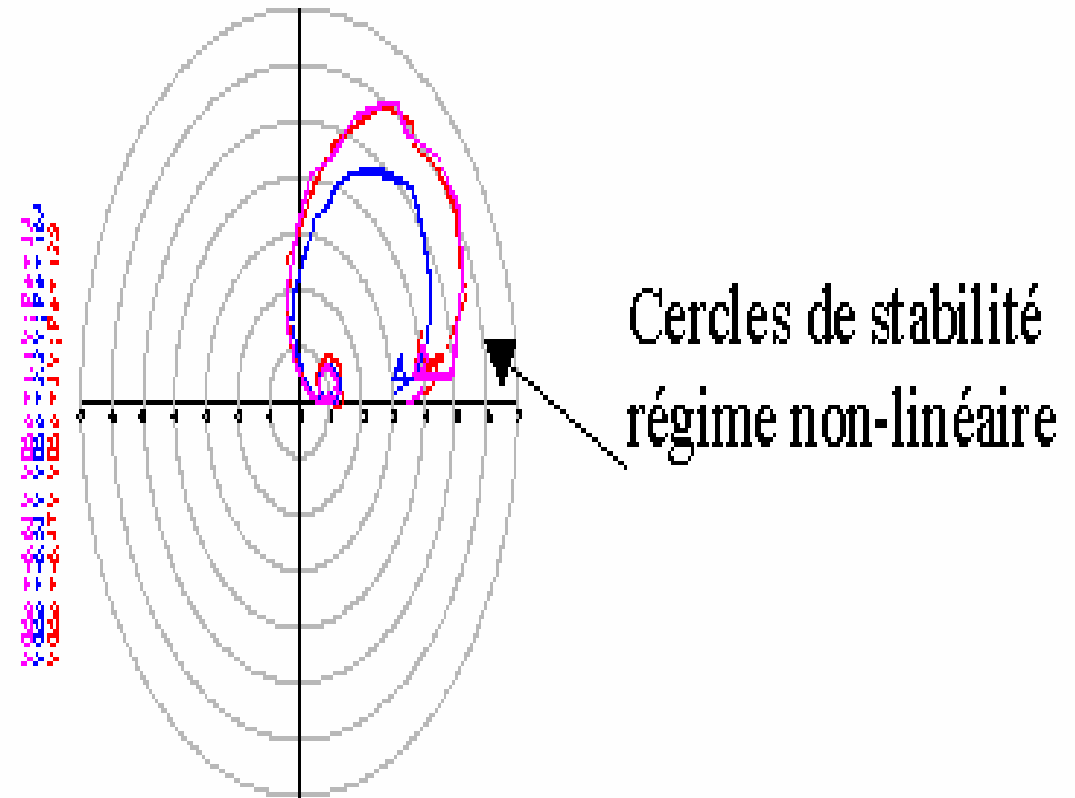
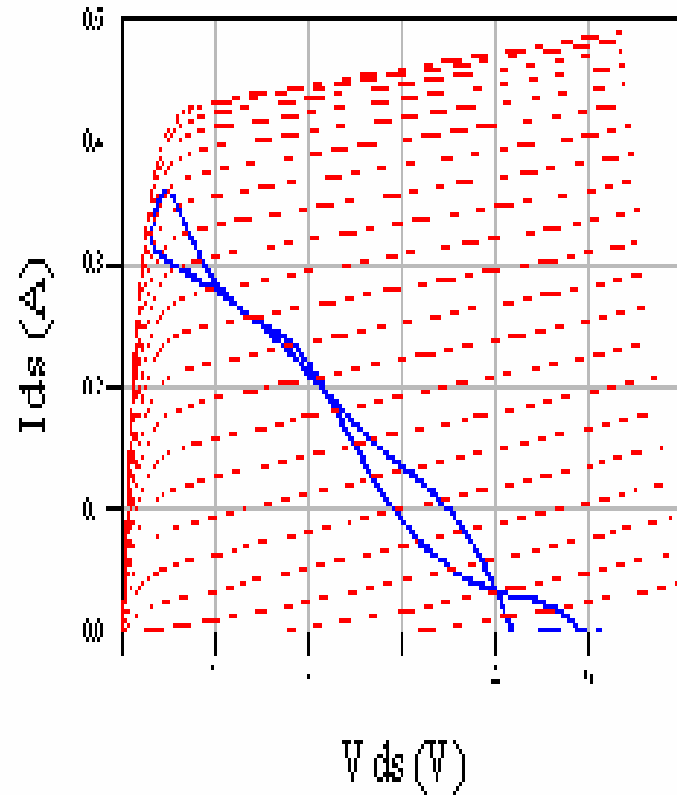
L'amplificateur utilisé pour cette étude a été réalisé pour un fonctionnement en puissance à la fréquence de 20 GHz. Cet amplificateur ne comporte qu'un seul étage et utilise des alumines d'une épaisseur égale à 254 μm .

La filière utilisée pour le transistor est un Power-PHEMT pour une longueur de grille de 0,15 μm et avec un développement de 8x75 μm de la fonderie UMS.

Comme le montre la figure ci-dessous, l'optimisation de ses impédances d'accès a été réalisée pour un fonctionnement en classe AB du transistor ($V_{GS0} = -0,5$ V ; $V_{DS0} = 3$ V).

Les fils de bonding, les contraintes mécaniques et les dimensions minimales des alumines ne sont pas pris en compte pour cette conception.

Apparence du cycle de charge

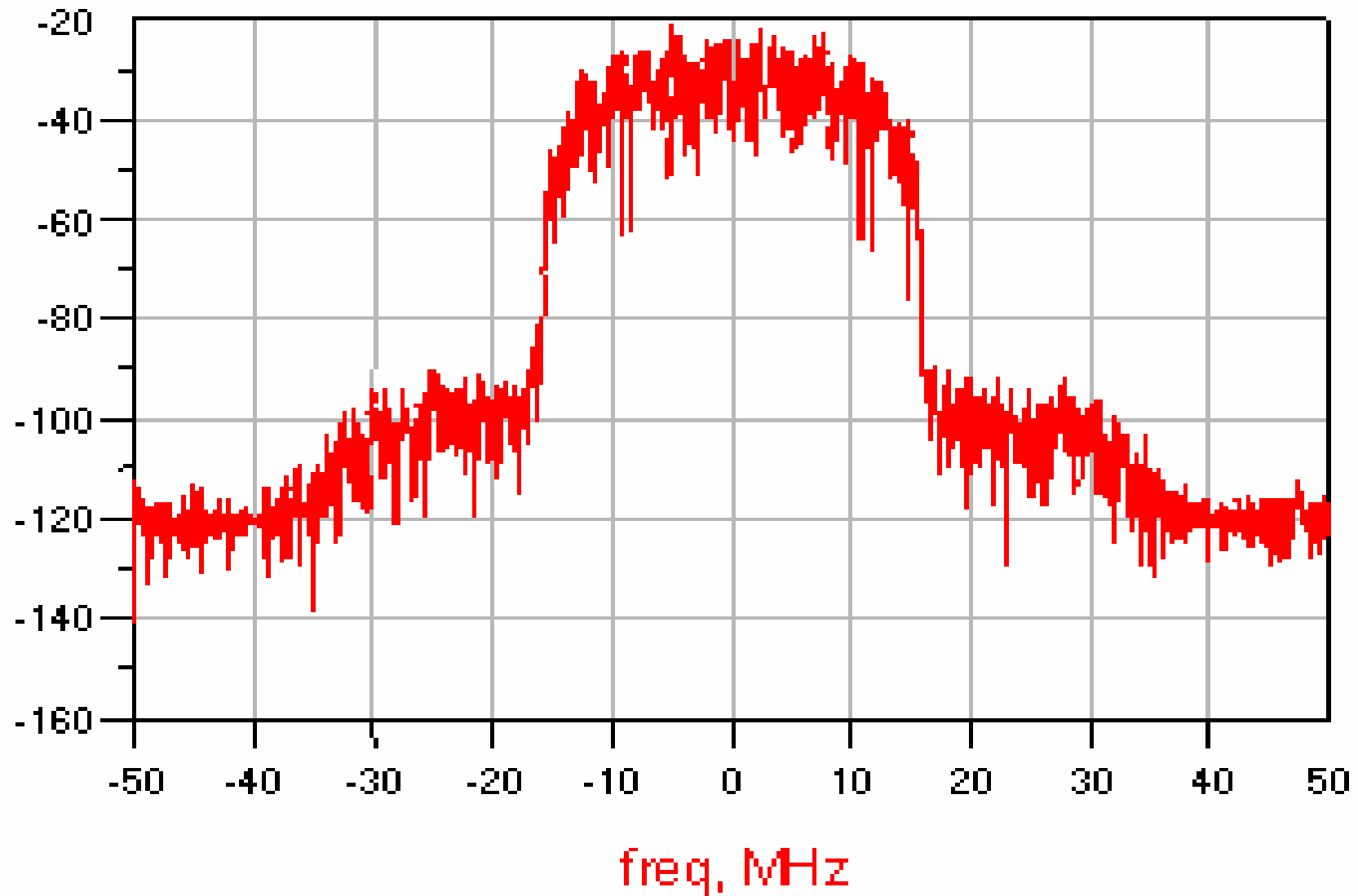


Représentation du cycle de charge intrinsèque du transistor (à gauche) ;
Cercles de stabilité de l'amplificateur (à droite) suivant la méthode du NDF en régime non-linéaire pour les polarisations : $V_{GS1} = -0,63V$ $V_{DS1} = 1,1V$ avec $Pe = 3,4$ dBm, $V_{GS2} = -0,53V$ $V_{DS2} = 2,2V$ avec $Pe = 10,4$ dBm et $V_{GS3} = -0,47V$ $V_{DS3} = 3V$ avec $Pe = 12,9$ dBm.

Validation du principe par le biais de simulation

La modulation est générée à partir d'une chaîne de symboles pseudo aléatoires comportant 256 symboles simulés avec une définition de 10 points par symbole.

Le relevé de l'EVM est effectué par rapport à une modulation 16QAM idéale : $EVM = 0\%$. Le rythme symbole utilisé pour la modulation est de 20 Mbaud/s (cf.figure ci-dessous), soit un débit binaire de 80 Mbits/s.



Allure spectrale de la modulation 16QAM filtrée.

Méthode utilisée

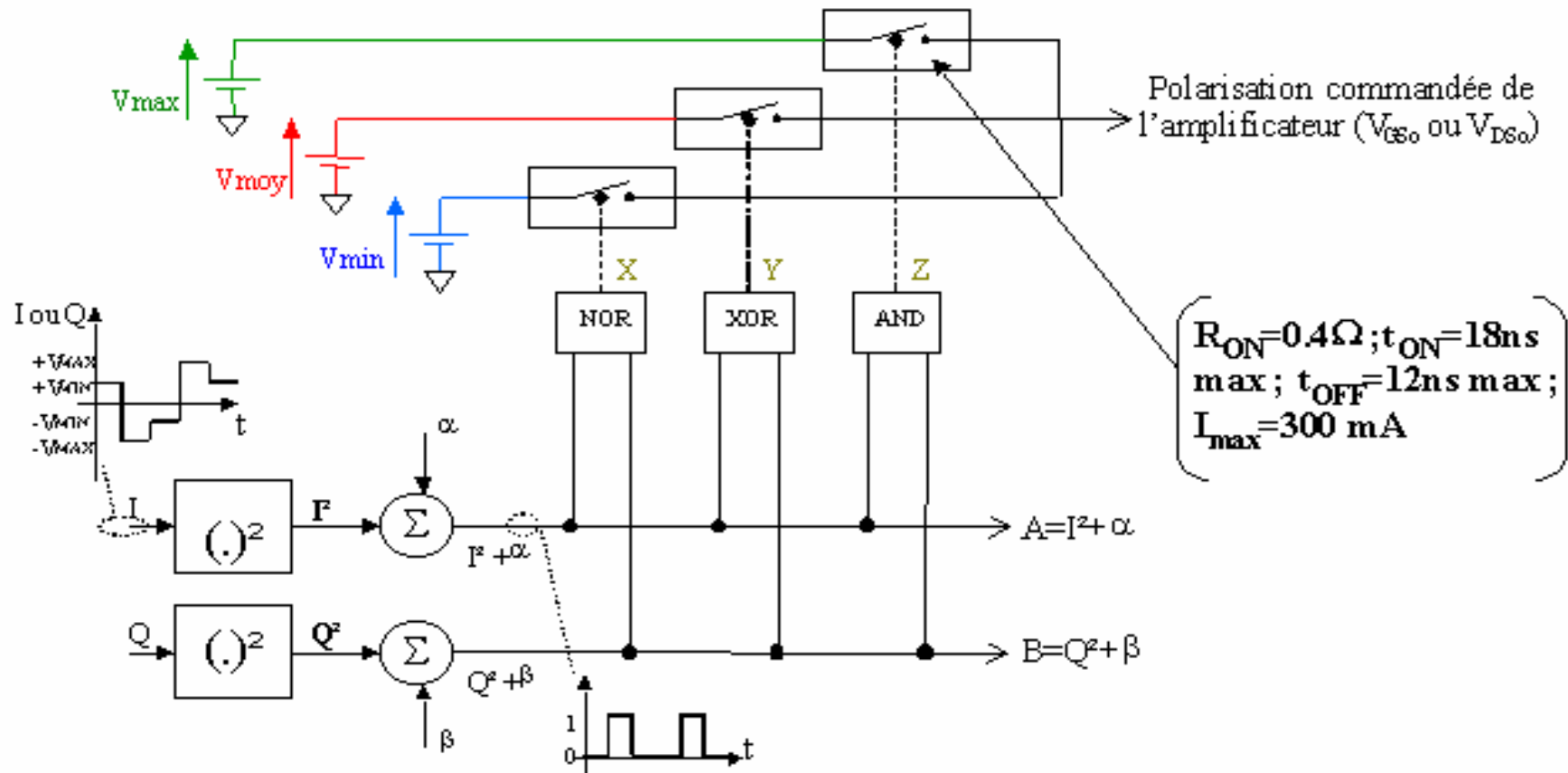
Une interprétation logique des signaux quaternaires peut indiquer à quel cercle de puissance est associé le symbole émis. Si l'on fait correspondre aux valeurs en tension $\pm V_{MAX}$ et $\pm V_{MIN}$, que peuvent prendre les signaux I et Q, les valeurs binaire '1' et respectivement '0', il est possible par des opérations logiques simples d'établir l'appartenance des symboles aux différents cercles de puissance (Tableau ci-dessous).

Niveau de Pe	Valeur en tension de I	Valeur en tension de Q	Equation
P_{MIN}	$\pm V_{MIN}$	$\pm V_{MIN}$	$X = \bar{A} \& \bar{B}$
P_{MOY}	$\pm V_{MIN}$ $\pm V_{MAX}$	$\pm V_{MAX}$ $\pm V_{MIN}$	$Y = A \oplus B$
P_{MAX}	$\pm V_{MAX}$	$\pm V_{MAX}$	$Z = A \& B$

Équations logiques associées aux différents niveaux de puissance d'entrée et issues de la valeur en tension que peuvent prendre les signaux I et Q.

Méthode utilisée

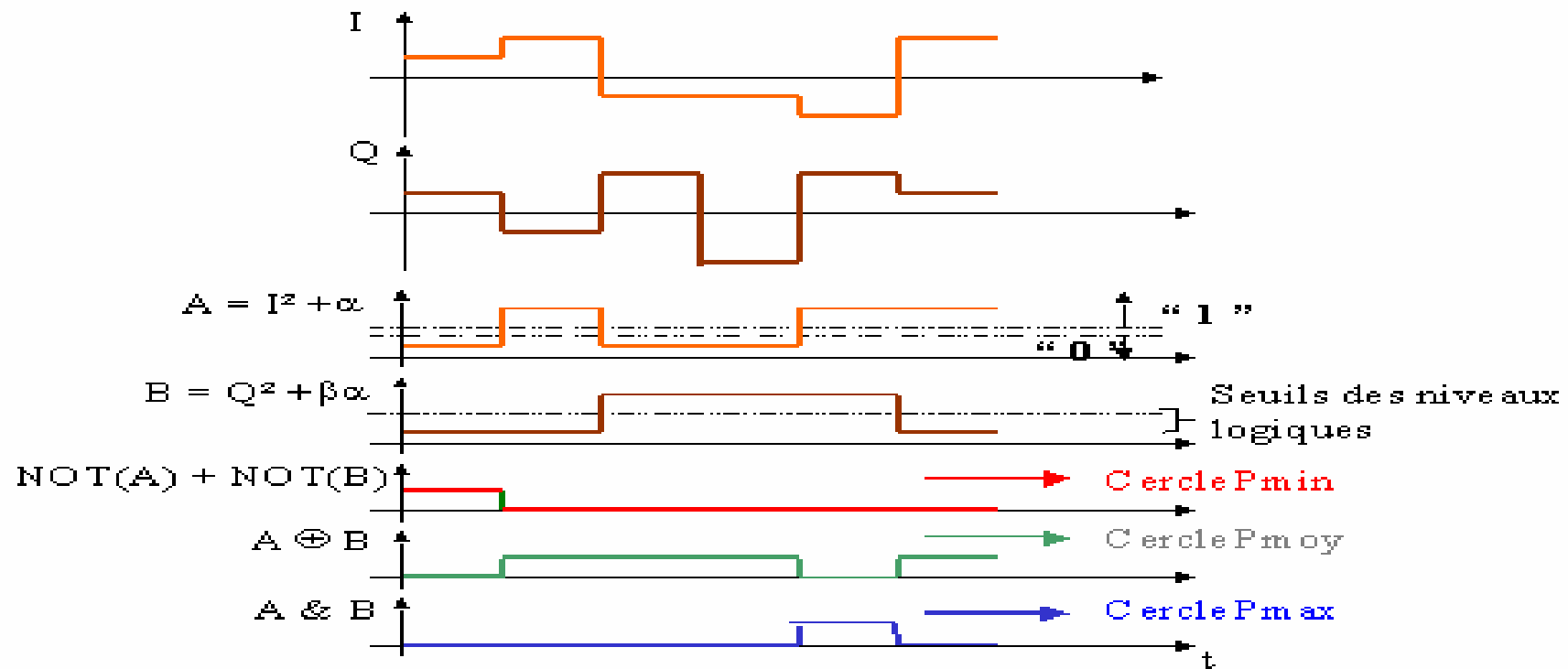
Les signaux étant quaternaires, donc centrés autour de l'origine, il est tout à fait possible d'obtenir les différents niveaux binaires en élevant les signaux I et Q au carré et en ajustant leur niveau, ce qui donne les signaux A et B (Figure ci-dessous).



Synoptique du circuit de commande de la polarisation. Ce circuit permet suivant la valeur en tension des signaux I et Q d'appliquer la polarisation adéquate au symbole généré.

Méthode utilisée

Sous forme temporelle et en fonction des valeurs que peuvent prendre les signaux I et Q, nous obtenons d'après le synoptique précédent les tracés représentés ci-dessous.

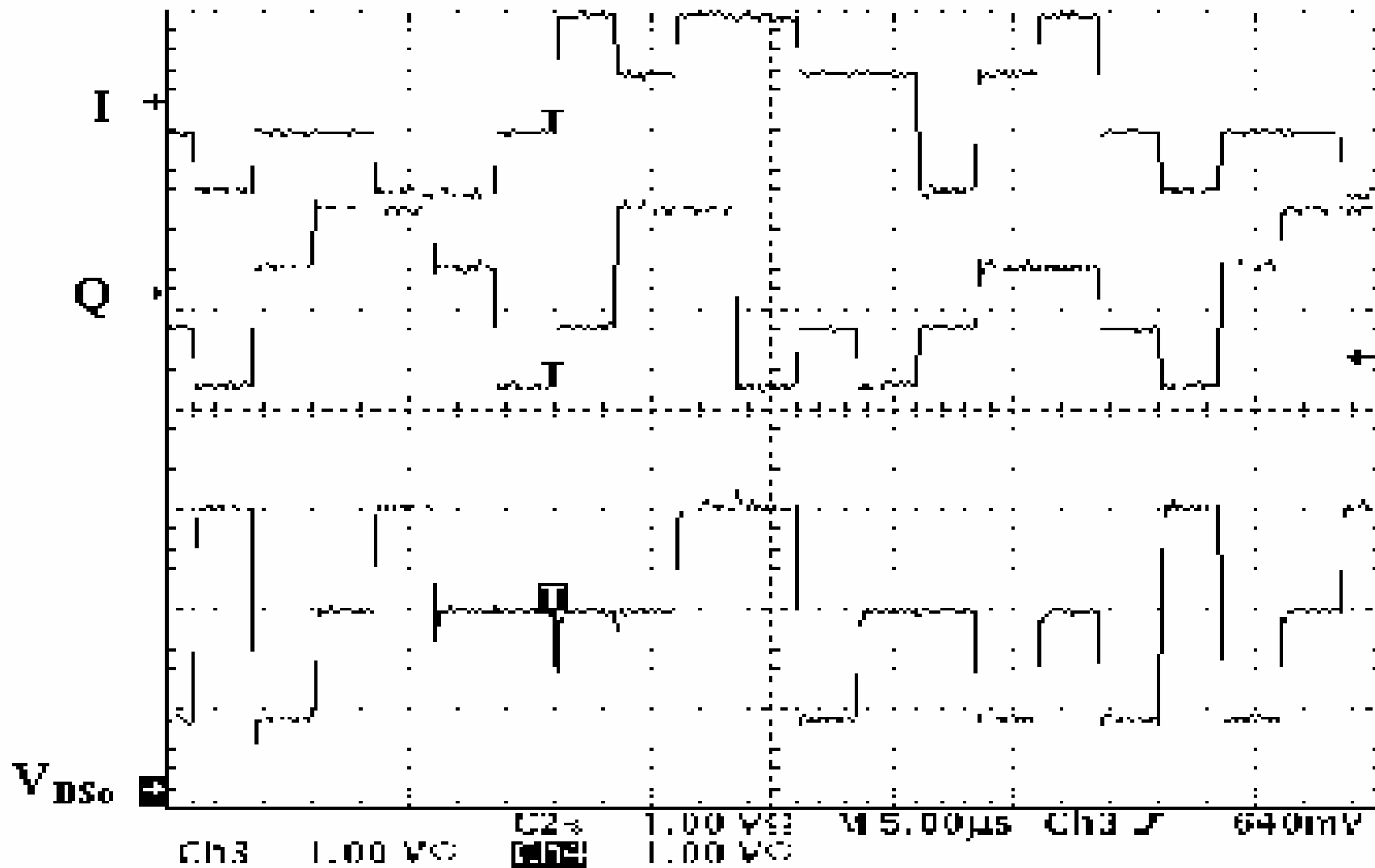


Allures temporelles des différents signaux composant le système de commande de polarisation.

Caractérisation de la carte

Le principe est identique pour la commande de la polarisation en grille et pour celle en drain de l'amplificateur. Ainsi le système génère 6 tensions de polarisation différentes : 3 en grille et 3 en drain.

Les tensions sont associées deux à deux - une tension de grille et une tension de drain - et correspondent à un niveau de puissance du signal appliqué en entrée, comme le montre la figure ci-dessous.

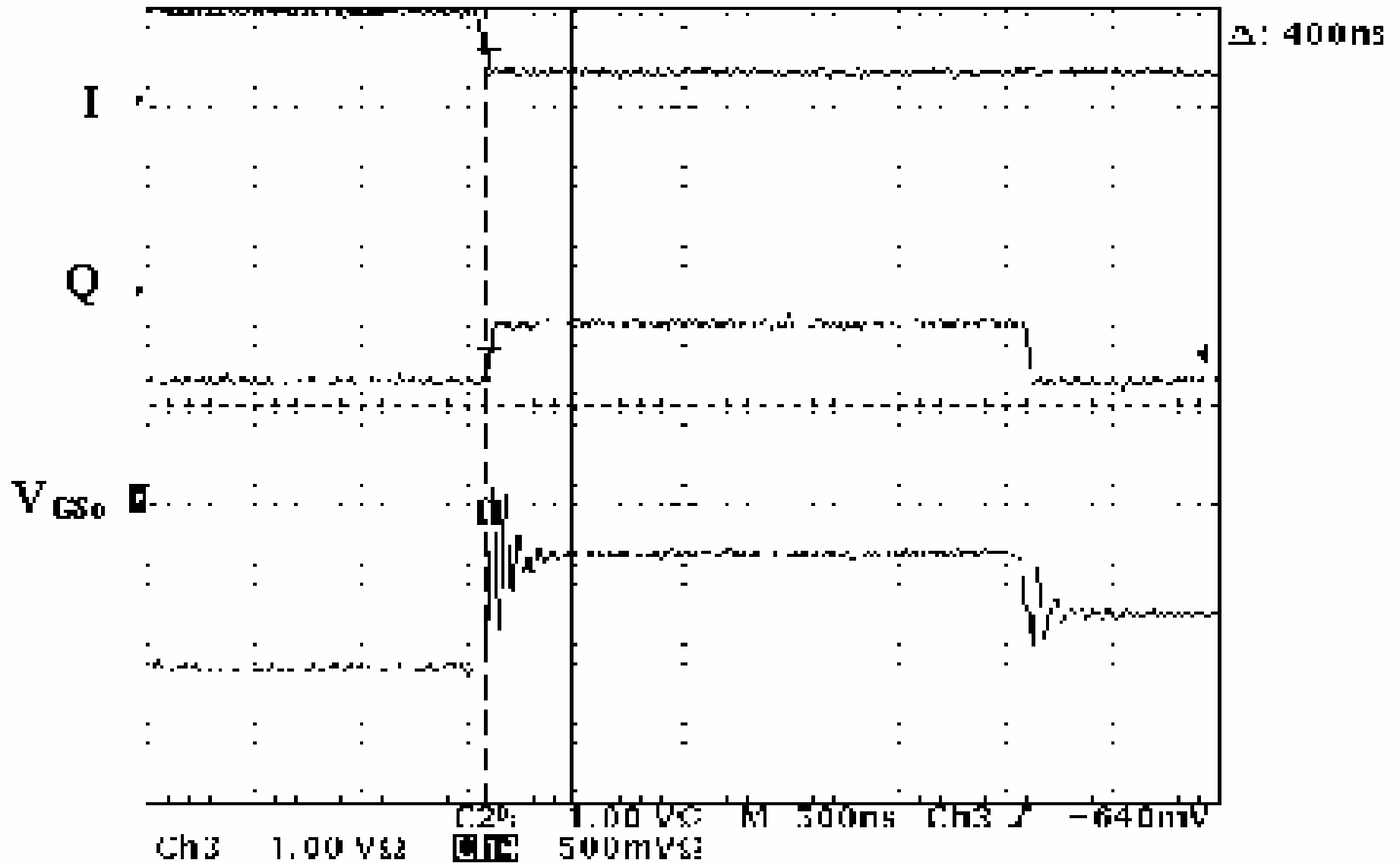


Tension V_{DS} de polarisation en drain représentée en fonction des deux signaux I et Q avec comme charge en sortie du système de commande de la polarisation une résistance 25 W ($I_{max} = 120$ mA).

Caractérisation de la carte

Seul le temps de transition pour établir le niveau de tension souhaité est à quantifier. Ce temps est en fait constitué du temps de retard engendré par le traitement de la partie logique associé au temps d'établissement à l'état "ON" de l'interrupteur.

Sa valeur, estimée à 400 ns d'après le graphique ci-dessous, fixe le rythme symbole maximum que l'on peut utiliser pour cette application face à la technologie choisie.



Tension V_{GS} de polarisation en grille en fonction de signaux I et Q en sortie du système de commande. Mesure du temps de transition du système pour un changement de niveau de puissance.

Caractérisation de la carte

Bien que les interrupteurs puissent fonctionner jusqu'à une fréquence allant jusqu'à 50 MHz, la conception de la carte et la technologie retenue pour réaliser les fonctions logiques ne permettent pas d'avoir un fonctionnement excédant un rythme symbole de 2,5 Mbaud/s, soit un débit binaire de 10 Mbit/s.

Ainsi est obtenue ci-dessous, une maquette permettant de régler indépendamment les 6 polarisations : 3 en grille et 3 en drain, suivant le niveau des signaux I et Q.

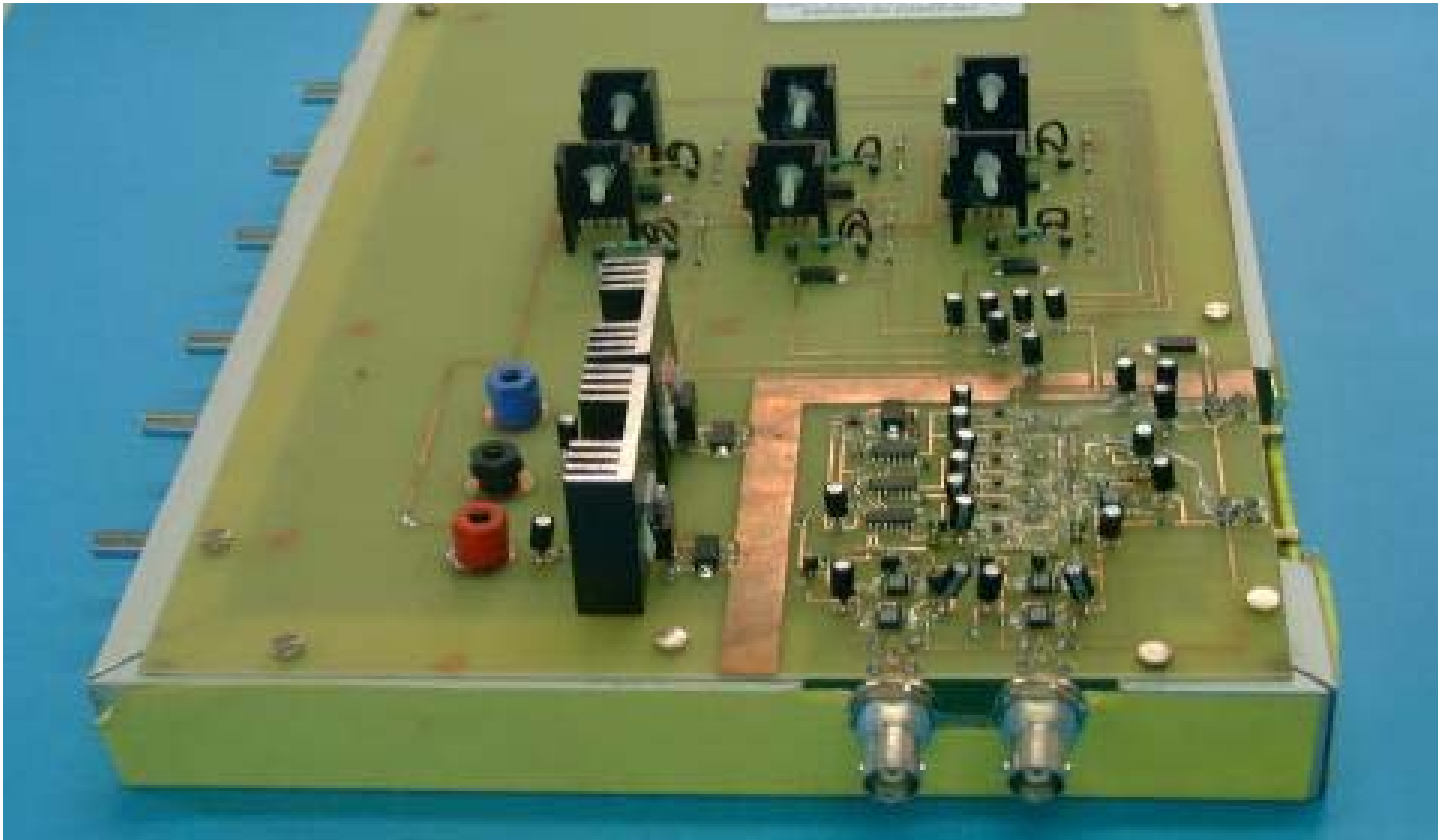
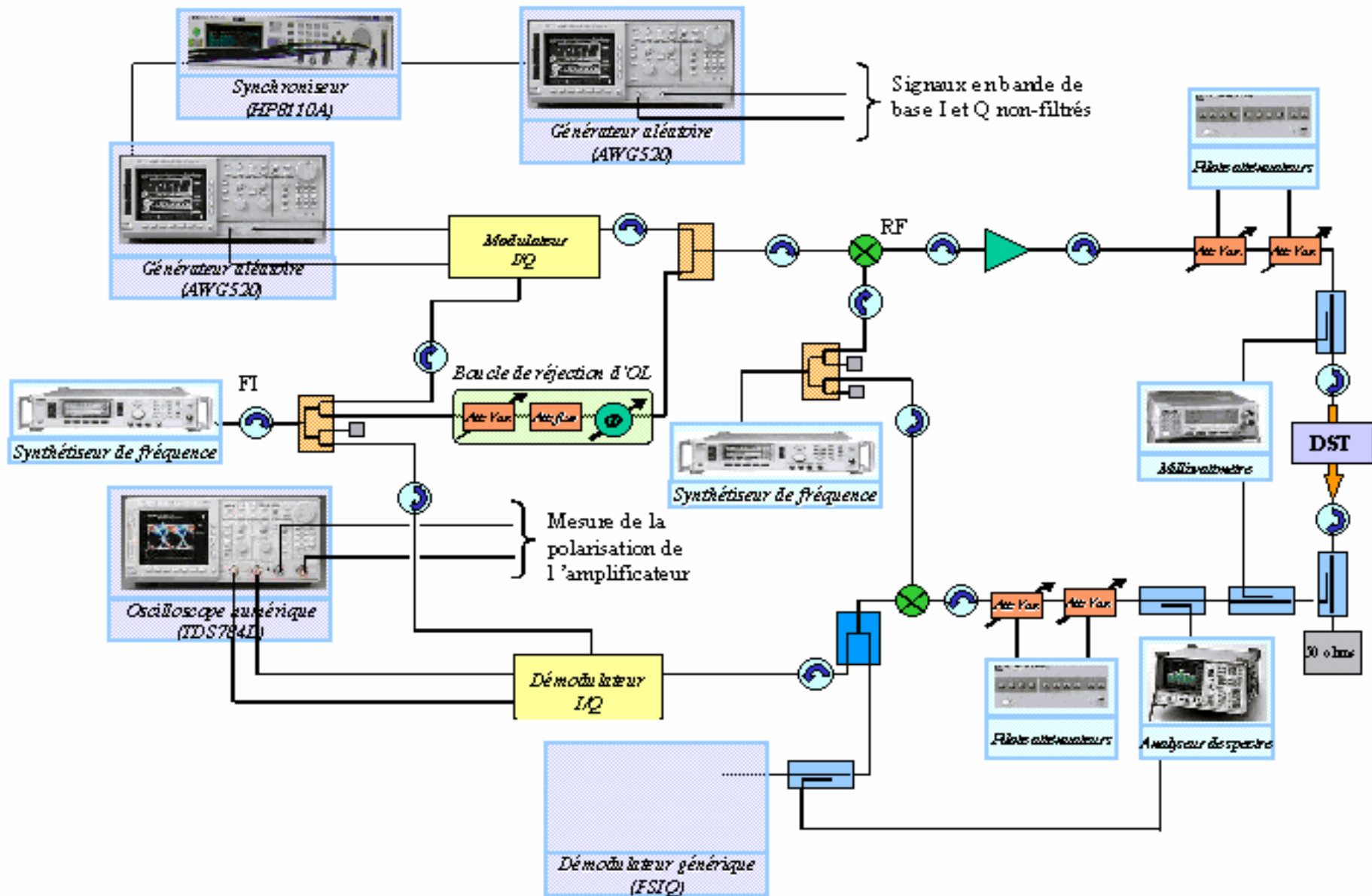


Photo de la maquette assurant la commande de la polarisation de l'amplificateur. A gauche les 6 potentiomètres permettent de régler indépendamment les 6 polarisations : 3 en grille, 3 en drain. En face, les 2 connecteurs BNC permettent de prélever les 2 signaux I et Q. Sur la droite, les 2 connecteurs SMB servent pour appliquer la polarisation à l'amplificateur.

Avec un signal 16QAM non filtré

Les mesures sont réalisées avec une polarisation de l'amplificateur fixe pour différents niveaux de puissance moyenne. Puis celles-ci sont renouvelées en activant la commande de la polarisation de l'amplificateur.

Mais tout d'abord la chaîne de test est mesurée en réalisant une connexion directe dans le plan du DST ci-dessous.

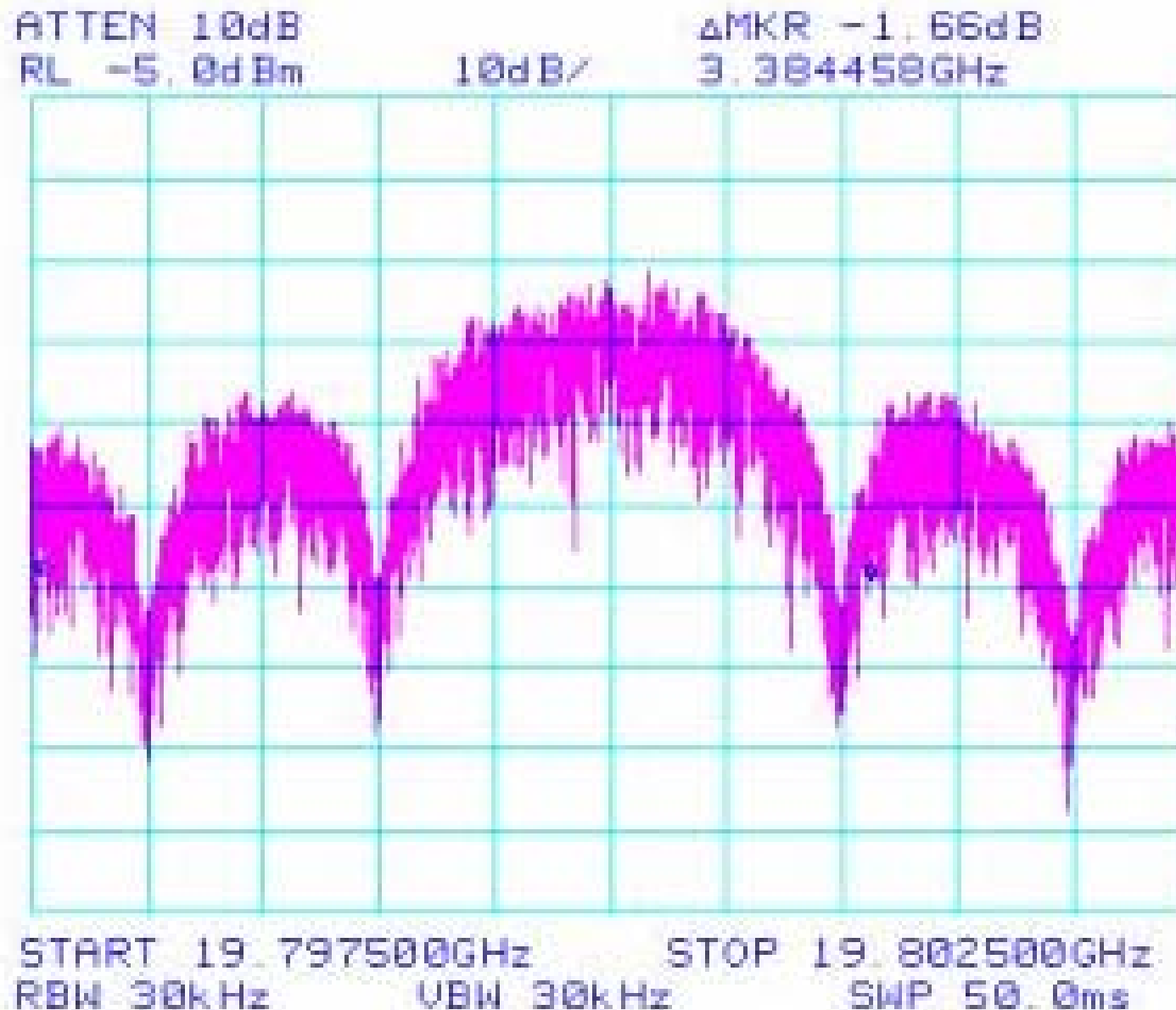


Synoptique du banc Télécom/NPR utilisé pour la validation et la mesure du système : amplificateur + maquette de commande de l'amplificateur pour une modulation numérique 16QAM.

Avec un signal 16QAM non filtré

Ces mesures réalisées à différents niveaux de puissance sans l'amplificateur permettent de caractériser le banc de mesure.

La référence en termes de linéarité du banc seul est de 6,3% pour l'EVM pour une allure spectrale indiquée figure ci-dessous.

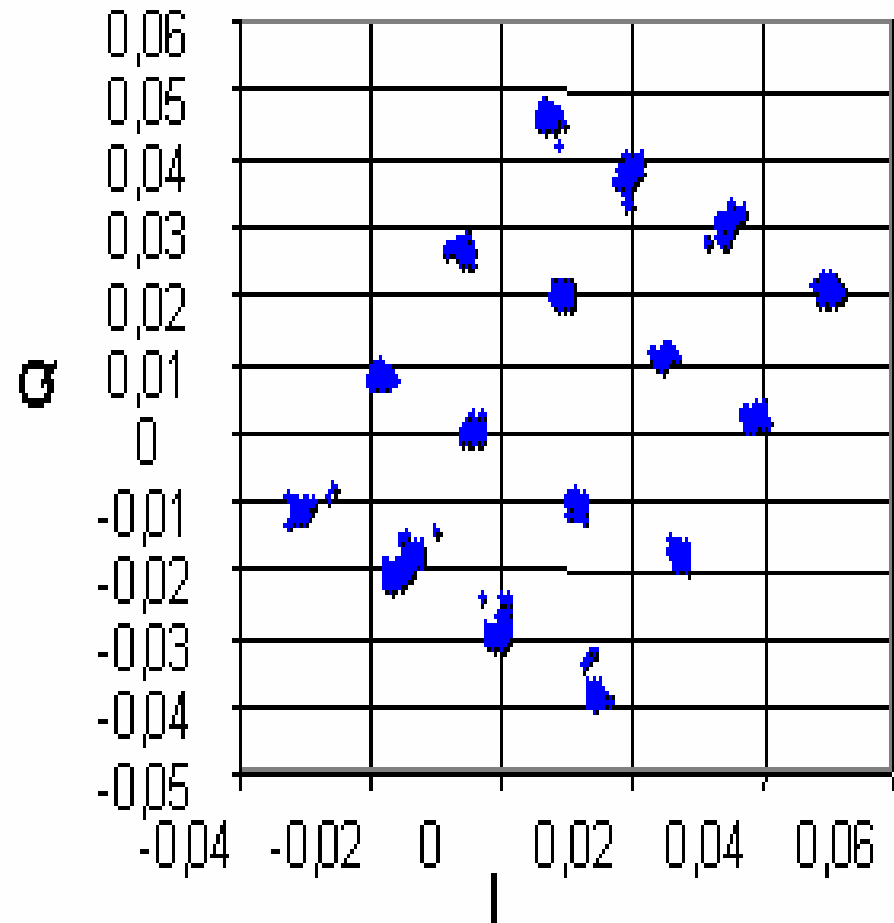
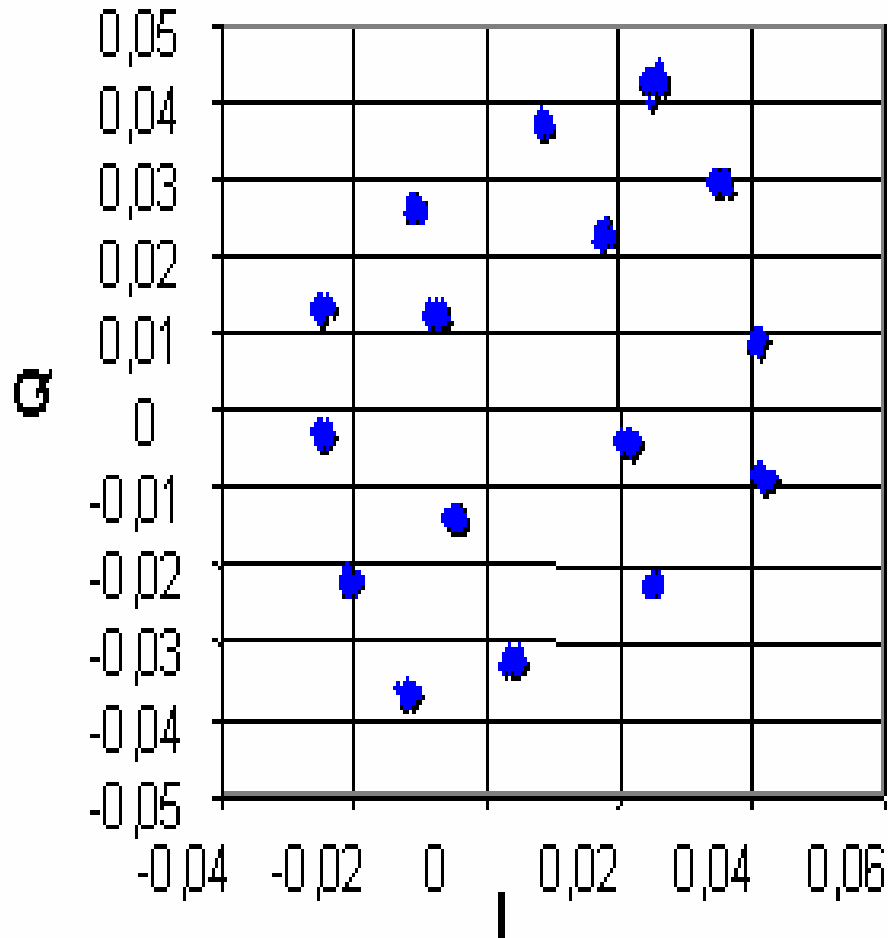


Représentation spectrale du signal 16QAM modulé à 19,8 GHz pour un rythme symbole de 1 Mbaud/s. La mesure de l'EVM lorsque l'amplificateur est remplacé par un fil est de 6,3%.

Avec un signal 16QAM non filtré

Le fonctionnement en régime non-linéaire de la partie amplificatrice permet de fonctionner à un niveau en puissance de sortie plus élevé et aussi avec un rendement en puissance ajoutée le plus optimal possible (au voisinage de 2 dB de compression). Mais ceci est aux détriments de la linéarité lorsque la polarisation est fixe.

A fort régime non linéaire, les symboles externes de la constellation IQ (niveau de puissance le plus élevé) sont amplifiés avec un gain et un déphasage différents de ceux des symboles internes (niveau le plus faible en puissance), ce qui crée une déformation de la constellation (figure ci-dessous à gauche).



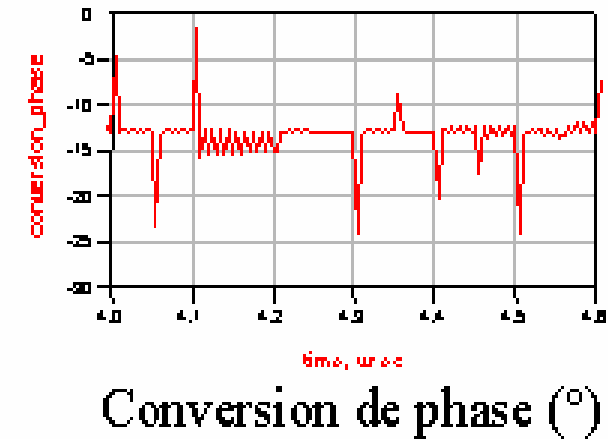
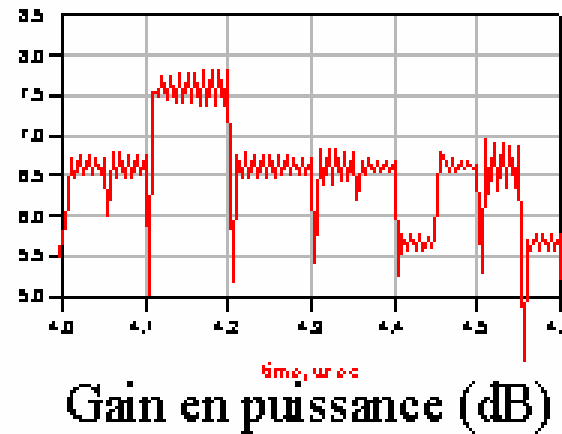
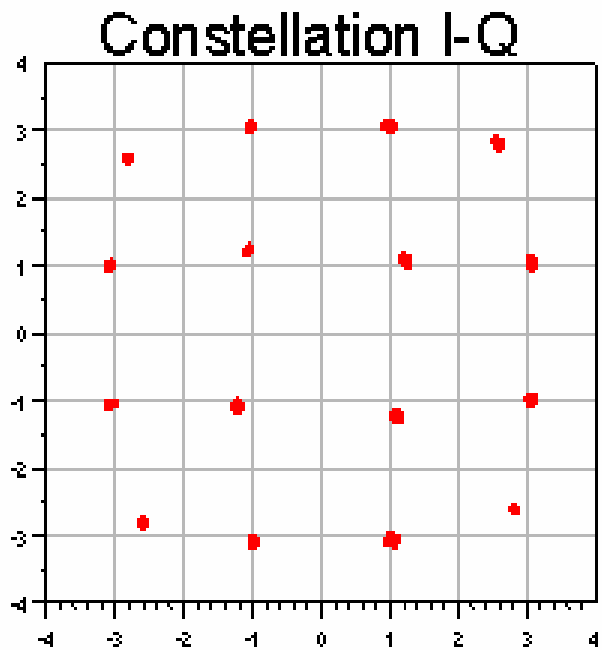
Constellations IQ après amplification et démodulation du signal pour un régime non-linéaire de l'amplificateur. La constellation de gauche est obtenue pour une polarisation fixe : $V_{GS0} = -0,4V$ et $V_{DS0} = 2,9V$, ce qui correspond à un fonctionnement en classe AB de l'amplificateur. La constellation de droite est obtenue pour un même niveau de puissance en entrée mais en utilisant la commande de polarisation.

modulation numérique de type M-QAM

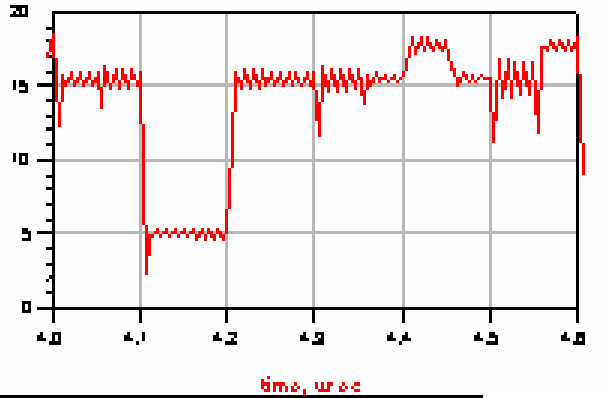
La figure ci-dessous indique que l'amplification de la modulation numérique 16QAM en régime fort signal occasionne une déformation de la constellation IQ.

Cette déformation, représentée par une compression des symboles associés aux niveaux de puissance les plus élevés (P_{eMAX} et P_{eMOY}) est due aux variations du gain en puissance et de phase suivant le niveau appliqué, ce qui dégrade la linéarité :

$$EVM = 2,4\%.$$

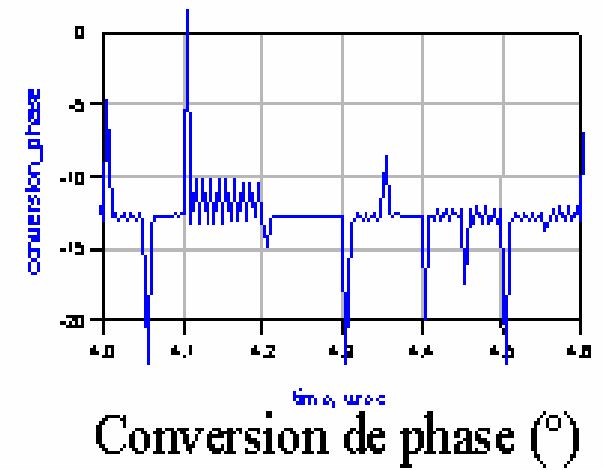
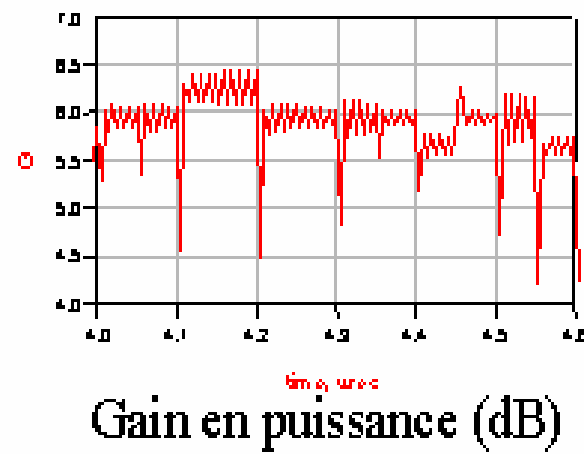
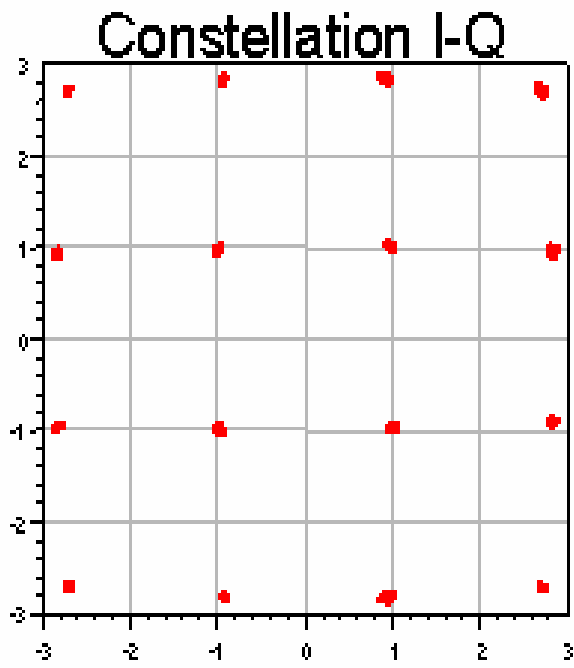


Rendement en puissance ajoutée (%) →

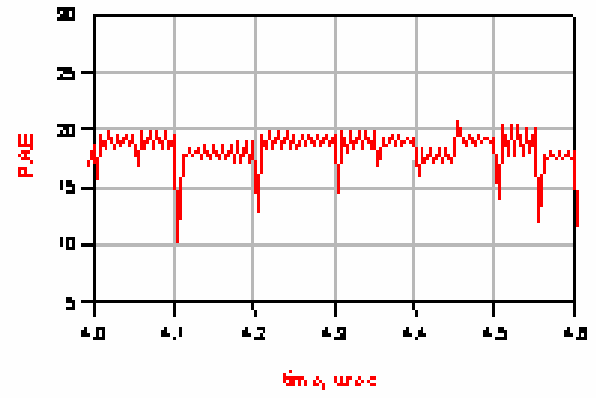


Puissance maximum (I=1 ; Q=1) (dBm)	Puissance d'entrée moyenne sur 30 MHz (dBm)	Puissance de sortie moyenne sur 30 MHz (dBm)	PAE moyen (%)	EVM (%)
16	10.2	19	12.9	2.4

Simulation du comportement de l'amplificateur face à une modulation 16QAM pour un régime fort signal en entrée avec une polarisation fixe : $V_{GS0} = -0,5 \text{ V}$, $V_{DS0} = 3 \text{ V}$.



Rendement en puissance ajoutée (%) →



Puissance maximum (I=1 ; Q=1) (dBm)	Puissance d'entrée moyenne sur 30 MHz (dBm)	Puissance de sortie moyenne sur 30 MHz (dBm)	PAE moyen (%)	EVM (%)
15.9	10	18.6	18.2	0.9

Simulation du comportement de l'amplificateur face à une modulation 16QAM pour un régime fort signal en entrée avec le système de commande de polarisation.

Avec un signal 16QAM non filtré

L'apport de ce degré de liberté obtenu avec la commande indépendante des polarisations, permet en reconstituant la constellation IQ d'améliorer la linéarité en rattrapant les déformations provoquées par la partie amplificatrice mais aussi celles dues au modulateur et au démodulateur.

Comme le montre les valeurs reportées dans le tableau ci-dessous, il est possible de ramener le critère EVM initial de 6,3% (connexion directe) à la valeur de 4,6%, en utilisant la commande de la polarisation.

Les résultats des mesures montrent qu'en plus d'améliorer la linéarité de l'ensemble de la chaîne de transmission/réception, il est aussi possible d'améliorer le rendement en puissance ajoutée sur l'ensemble de la constellation.

Pe moy (dBm)	Ps moy (dBm)	Idso moy (mA)	Vdso moy (V)	EVM (%)	PAE de l'amplificateur seul (%)	consommation du système de commande (RON=0,4) (mW)	PAE de l'ensemble (commande polarisation + amplificateur) (%)	position par rapport au point 1 dB de compression (dB)	avec commande de polarisation
-0,9	7,3	201	3	5,4	0,8	0	0,8	-10,5	non
12,3	18,7	212,5	3	9,4	9	0	9	1,9	non
12,3	18,3	91	2,1	4,6	26,5	3,3	26	1,9	oui

Mesures obtenues pour un niveau de puissance en entrée correspond à un recul 'backoff' de 10,5 dB, pour une polarisation fixe de l'amplificateur : $V_{GS0} = -0,4V$ et $V_{DS0} = 2,9V$ ce qui correspond à un fonctionnement en classe AB. Valeurs des performances obtenues pour une même puissance d'entrée - avec ou sans la commande de polarisation - correspondant au point 1,9 dB de compression en gain.

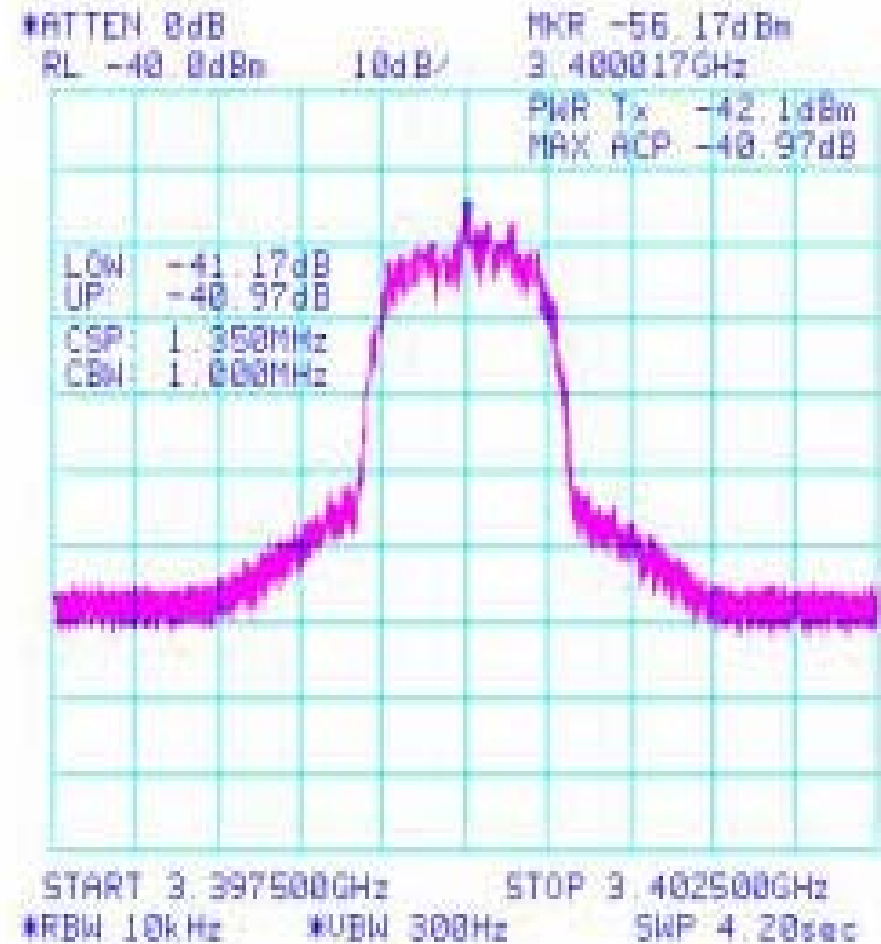
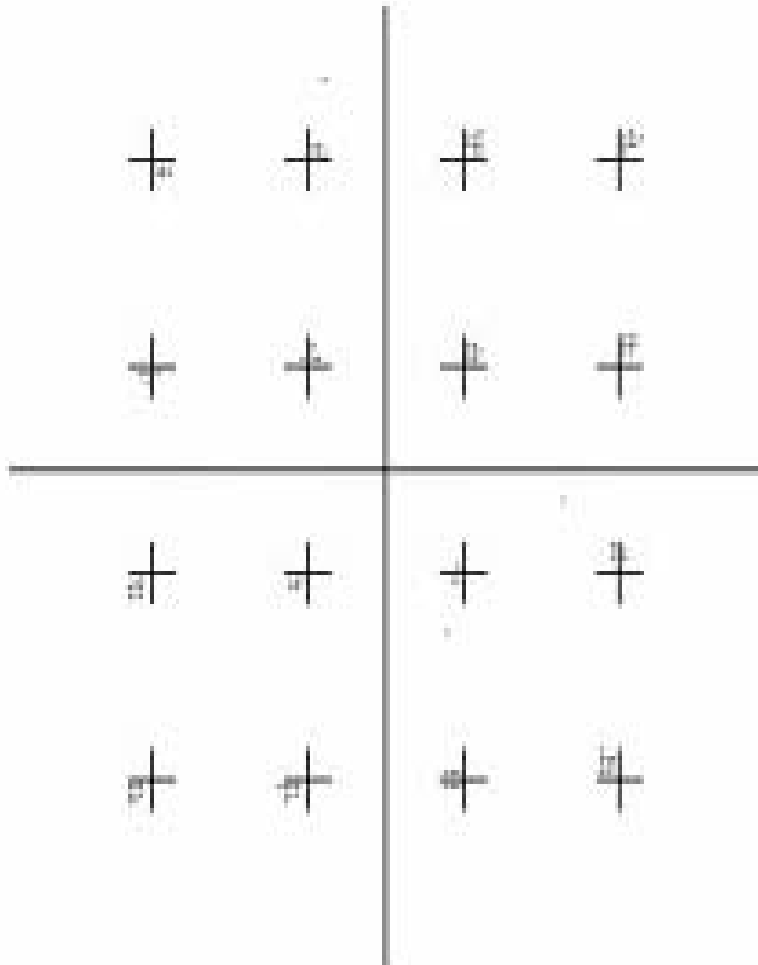
Avec un signal 16QAM filtré

Tout comme pour le signal non-filtré, le banc est caractérisé pour une connexion directe dans les plans du DST. L'EVM est de 4,4% et la mesure de l'ACPR est de 41 dBc pour le lobe supérieur figure ci-dessous.

La valeur d'EVM = 4,4% est plus faible que celle obtenue avec la même topologie de banc pour un signal d'entrée non-filtré : EVM = 6,3%.

Le signal de référence utilisé par le démodulateur générique FSIQ ne peut pas être une modulation numérique 16QAM non-filtrée. Le signal choisi et avec lequel le démodulateur accroche la séquence, est un signal 16QAM ayant subit un filtrage de type Nyquist en cosinus surélevé.

Cette différence de mesure de valeur d'EVM pour la même topologie de montage avec un signal d'entrée filtré ou non s'explique avec cette référence de signal prise par le démodulateur FSIQ. Pour le fonctionnement avec un signal filtré, les mesures sont faites, tout comme la référence du FSIQ, avec un signal filtré en cosinus surélevé.

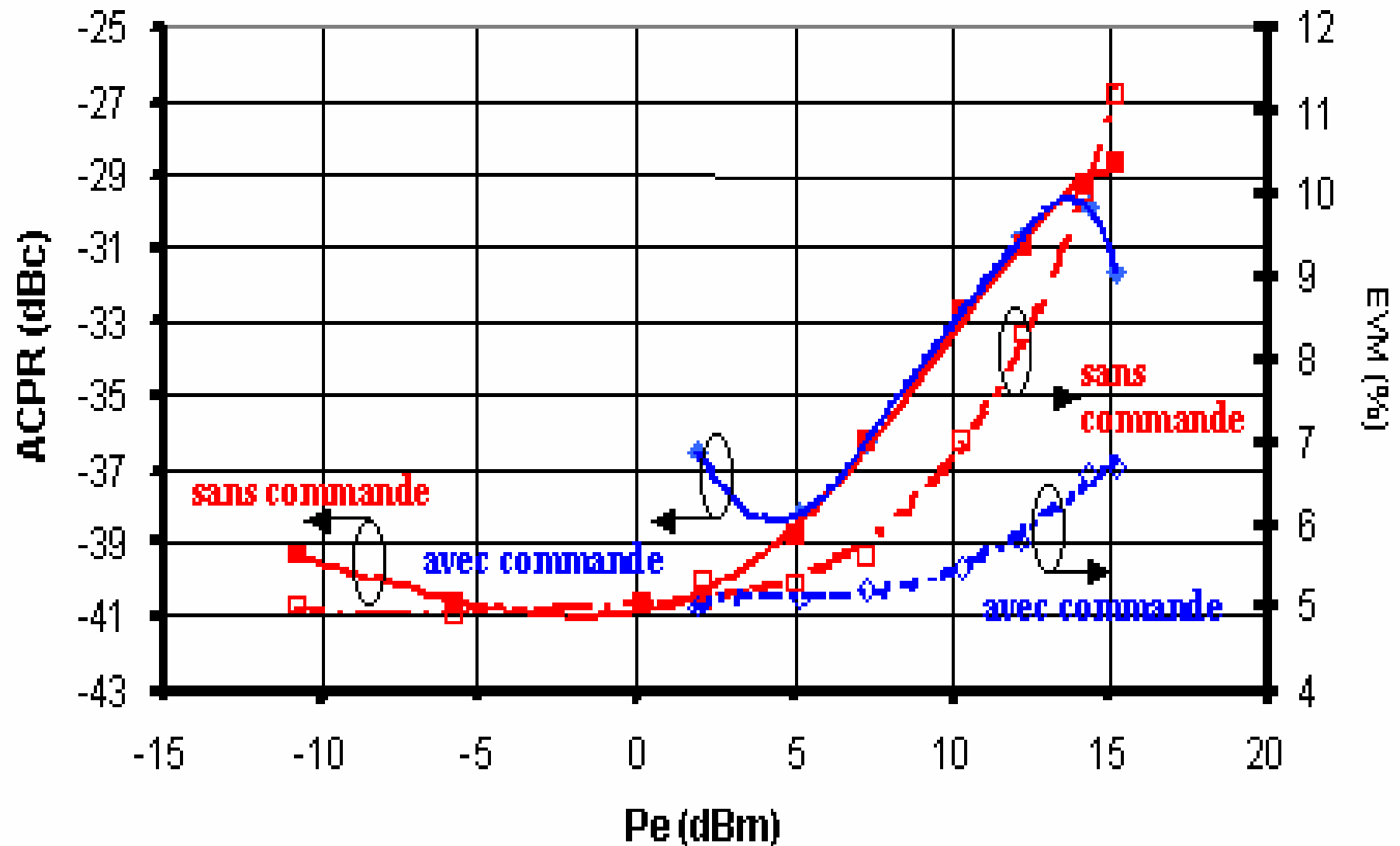


Caractérisation du banc Télécom pour un signal d'entrée filtré avec dans les plans du DST un fil. La mesure de l'EVM, à gauche, du signal démodulé est de 4,4%. La mesure de l'ACPR dans le même plan que celle de l'EVM est de 41 dBc pour le lobe supérieur.

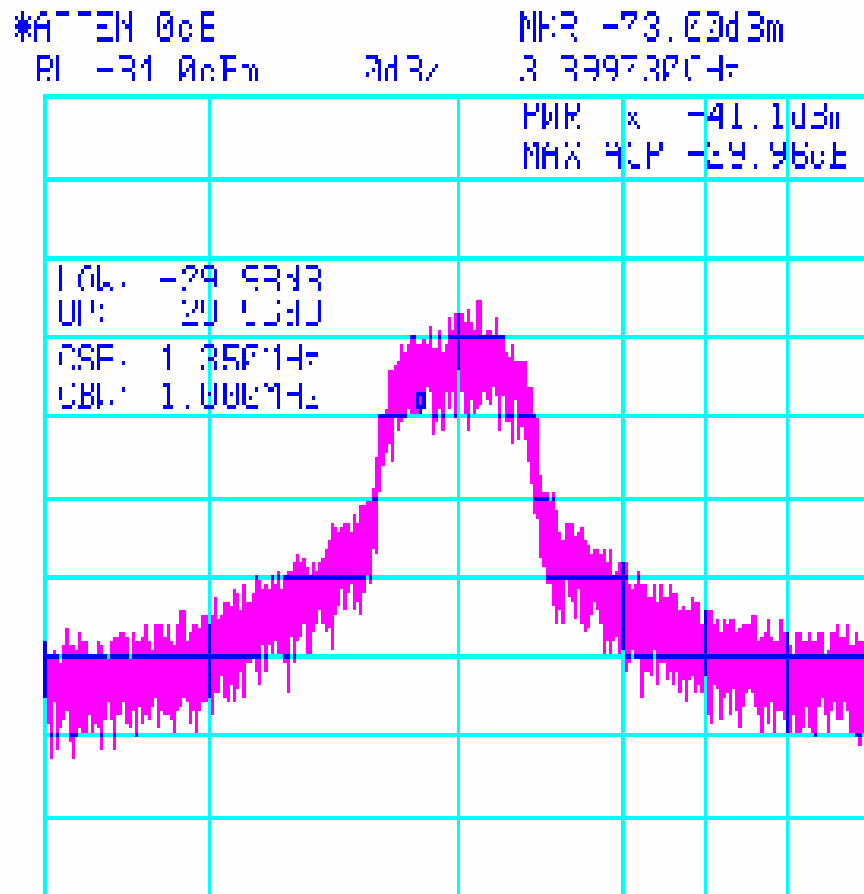
Avec un signal 16QAM filtré

Les performances obtenues avec un signal d'entrée filtré sont identiques à celles obtenues en non-filtré, en termes de puissance de sortie et différentes pour le rendement en puissance ajoutée qui est plus faible pour les puissances inférieures à 1dB de compression et pour l'EVM qui est plus élevé pour les fortes puissances. Figure ci-dessous.

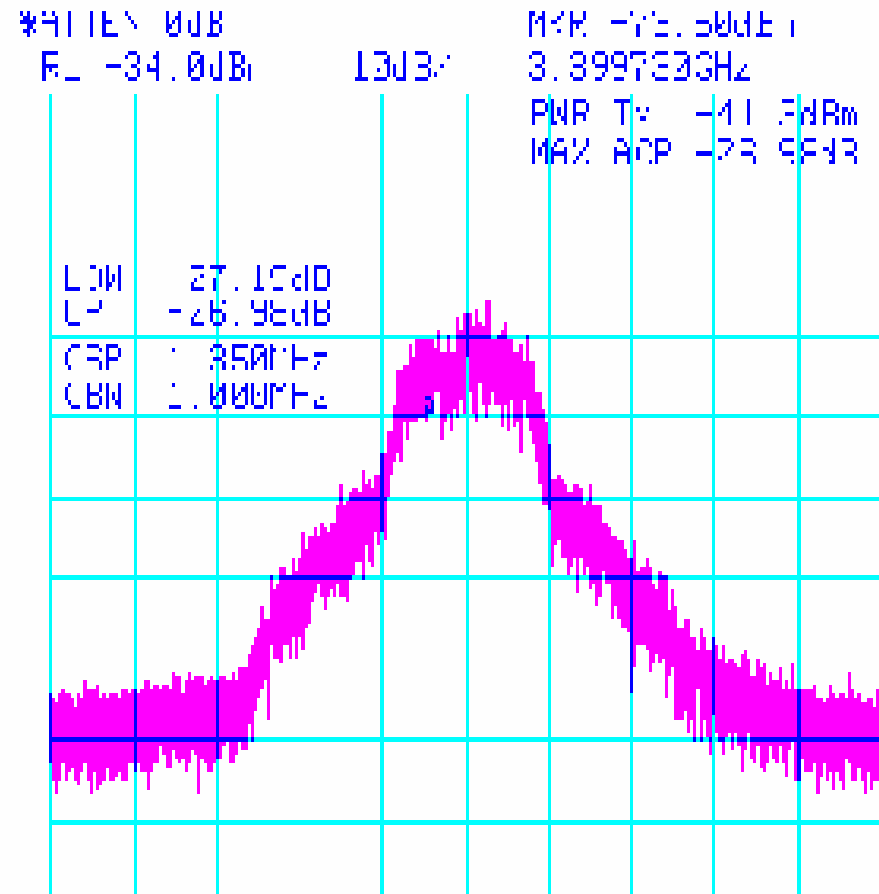
Il est plus difficile d'appliquer la polarisation adéquate pour chaque état de I ou Q. Les signaux étant filtrés, il n'existe non plus trois états de puissance bien définis, mais une infinité d'états pour un même niveau.



Comparaison de la linéarité en termes d'EVM et d'ACPR de l'amplificateur pour un fonctionnement avec une polarisation en classe AB : $V_{GS0} = -0,5V$, $V_{DS0} = 3V$ et un fonctionnement le système de linéarisation.



START 3.357300GHz STOP 3.403000GHz
 *RBW 3.0kHz *VBW 33Hz SAMP 17.0sec

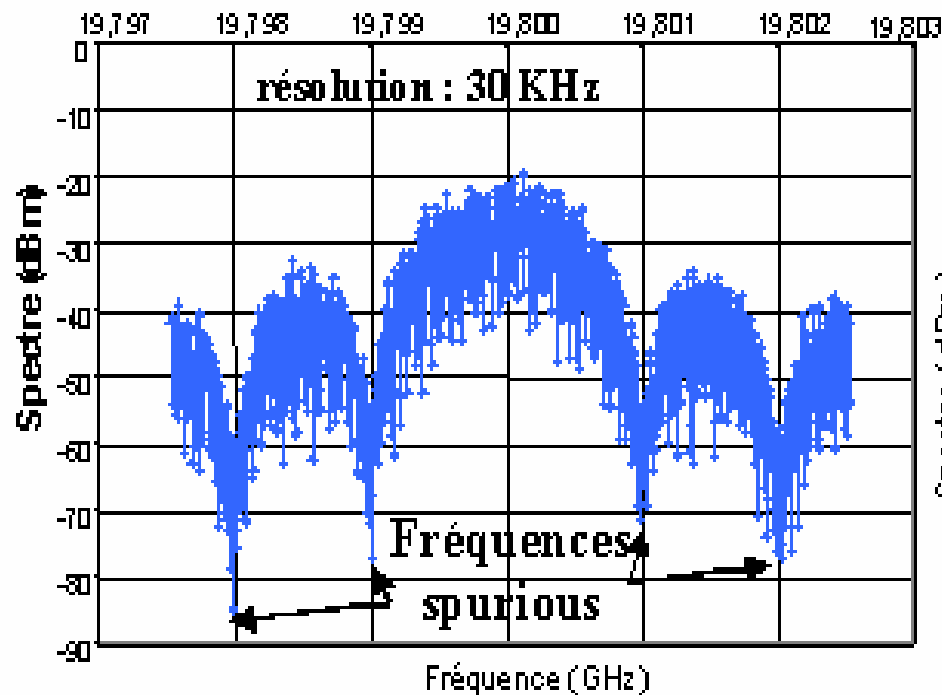


START 3.397030GHz STOP 3.438000GHz
 *RBW 3.0kHz *VBW 33Hz ENP 17.0sec

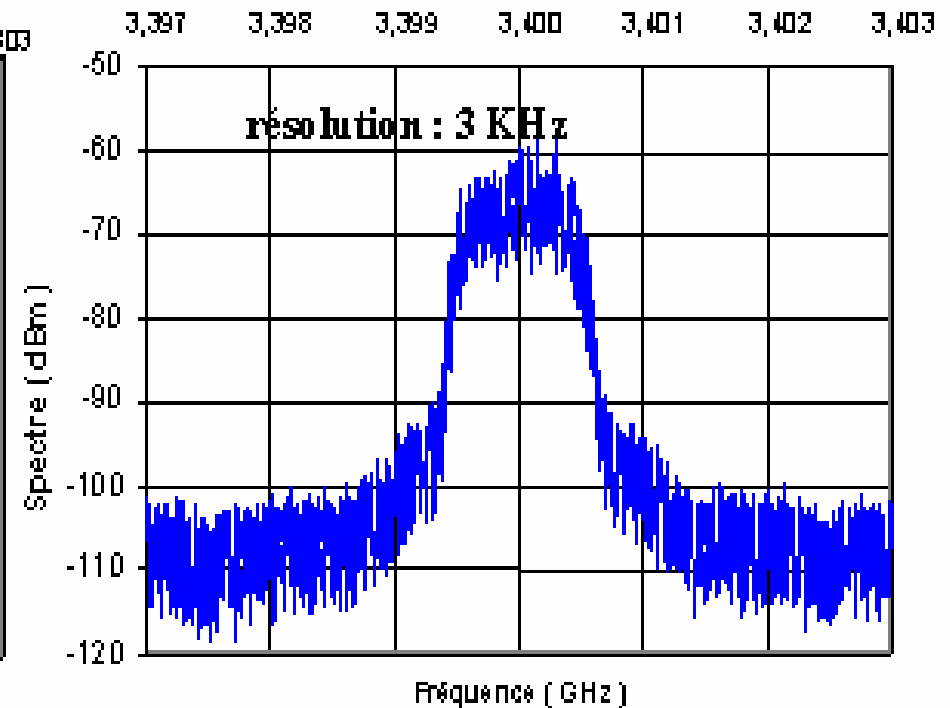
Comparaison des spectres pour le même niveau de puissance en entrée pour un fonctionnement de l'amplificateur avec une polarisation de classe AB : $V_{GS0} = -0,5V$, $V_{DS0} = 3V$, à droite et le système utilisant la commande de polarisation, à gauche.

Phénomène de raies parasites 'spurious'

Signal après amplification avec un
signal d'entrée non-filtré



Signal après amplification et transposition
@3.4 GHz avec un signal d'entrée filtré



Représentation spectrale du signal de sortie après amplification avec le système de commande de polarisation soit pour le signal d'entrée non-filtré, à gauche, soit pour un signal d'entrée filtré, à droite. Ces deux tracés permettent de voir qu'aucune raie 'spurious' n'apparaît dans les deux cas.