

RECOMMANDATION UIT-R M.1314-1*

Réduction des rayonnements non désirés émis par les systèmes radar fonctionnant au-delà de 400 MHz

(Question UIT-R 202/8)

(1997-2005)

Domaine de compétence

La présente Recommandation contient des informations sur les paramètres de conception influant sur les caractéristiques des rayonnements non désirés émis par les émetteurs radar à prendre en considération pendant la phase de conception des radars. Elle préconise aussi l'emploi de certains types de dispositifs émetteurs de sortie pour minimiser les rayonnements non désirés.

L'Assemblée des radiocommunications de l'UIT,

considérant

- a) que la partie du spectre radioélectrique à la disposition du service de radiorepérage est limitée;
- b) que le service de radionavigation est un service de sécurité au sens du numéro 4.10 du Règlement des radiocommunications (RR) et par ailleurs, que certains autres types de systèmes radar comme les radars météorologiques peuvent remplir des fonctions de sauvegarde de la vie humaine;
- c) que les largeurs de bande nécessaires permettant le bon fonctionnement des stations radar du service de radiorepérage sont importantes;
- d) que les nouveaux systèmes peuvent utiliser des technologies nouvelles, numériques ou autres, plus sensibles aux brouillages dus aux rayonnements non désirés émis par les radars, en raison de leur puissance de crête élevée;
- e) que l'UIT-R étudie la question de l'utilisation efficace du spectre radioélectrique par les systèmes radar;
- f) que les rayonnements non désirés émis par les systèmes radar peuvent, dans certains cas, causer des brouillages à des systèmes relevant d'autres services radioélectriques fonctionnant dans des bandes adjacentes ou dans des bandes ayant une relation harmonique;
- g) que l'Appendice 3 du RR fixe les niveaux de puissance maximaux tolérés pour les rayonnements non essentiels ou les rayonnements dans le domaine de rayonnements non essentiels, et que la Recommandation UIT-R SM.1541 fixe les limites hors bande pour les radars du service de radiorepérage,

* Cette Recommandation doit être portée à l'attention de l'Organisation maritime internationale (OMI), de l'Organisation de l'aviation civile internationale (OACI), du Comité international radiomaritime (CIRM), de l'Organisation météorologique mondiale (OMM) et des Commissions d'études 1 et 9 des radiocommunications.

recommande

- 1 d'utiliser pour réduire les rayonnements non désirés les informations contenues dans l'Annexe 1 sur les facteurs de conception des émetteurs radars influant sur les caractéristiques de rayonnements non désirés;
- 2 d'utiliser, dans la mesure du possible, pour les radars, la meilleure technologie de dispositifs de sortie disponible afin de réduire le niveau des rayonnements non essentiels non harmoniques;
- 3 d'utiliser pour les radars, si nécessaire et si possible, des filtres de sortie pour réduire leurs rayonnements non désirés.

Annexe 1**Réduction des rayonnements non désirés émis par les systèmes radar****1 Introduction**

Pour optimiser l'efficacité future de l'utilisation du spectre, les émetteurs radar devraient être choisis, conçus et fabriqués de telle sorte que le spectre d'émission diminue aussi rapidement que possible, étant donné les contraintes en termes de fonctionnement, de dimensions, de coûts, de masse, de fiabilité, de maintenabilité, etc. La rapidité avec laquelle diminue la demi-sphère représentant le spectre d'émission (caractéristique des émissions hors bande) et le plancher d'émission (rayonnements non essentiels) sont déterminés par le matériel et par l'architecture de l'émetteur, ainsi que par l'onde émise. Ces facteurs sont examinés ci-après.

2 Paramètres de conception

La fonction ou la mission d'un radar détermine en grande partie sa conception. Il existe une très grande variété de missions confiées aux radars: navigation, météorologie, anémométrie, surveillance, observation et cartographie, suivi de terrain, altimétrie, etc. Ces missions déterminent également certains paramètres que le concepteur ne maîtrise pas et qui influent directement sur les facteurs de conception des radars tels que la puissance d'émission nécessaire, le choix de la fréquence d'émission, le choix du dispositif de sortie de l'émetteur, le gain d'antenne, la sensibilité du récepteur, la résolution en portée et en azimut et la couverture Doppler. Il est essentiel de trouver un compromis judicieux entre les facteurs de conception des radars, pour améliorer la gestion de leurs spectres d'émission, afin d'accroître la compatibilité entre les systèmes radar et d'autres services.

3 Choix et mise en forme des signaux

Le choix du type de signal et de sa mise en forme peut lui aussi avoir une incidence importante sur la gestion du spectre d'émission et donc sur la compatibilité entre les services. En effet, la plupart des radars, en particulier ceux qui utilisent un oscillateur ou un amplificateur monopuissance, sont confrontés à des problèmes d'efficacité, d'emploi énergétique et de dissipation de la chaleur dus à l'utilisation d'impulsions dont l'amplitude est pour l'essentiel constante, sauf pendant de brèves transitions entre des sous-impulsions, ce qui limite les types de signal qui peuvent être choisis. Mais

même dans ce cas, le choix existe et peut avoir une importante incidence sur le spectre d'émission des radars.

En première analyse, on peut subdiviser les signaux radar en signaux à impulsions non modulées ou «brutes» (dont l'émission est désignée par «P0») et les signaux modulés en impulsions. La modulation en impulsions sert normalement à la compression des impulsions, sauf lorsque les signaux sont utilisés pour piloter des dispositifs commandés par fréquences. La modulation en impulsions peut être à son tour subdivisée en:

- impulsions MF continues, ou «chirp» (compression d'impulsions);
- impulsions *chirp* (comprimées) échelonnées;
- impulsions à fréquences échelonnées utilisées dans les radars commandés par fréquence;
- impulsions à codage discret.

Du point de vue de la gestion des spectres d'émission, le choix et la mise en forme du signal sont dictés par un principe qui consiste à supprimer dans un nombre de dérivés du signal aussi élevé que possible les discontinuités, étant donné qu'on détermine ainsi la pente de diminution du spectre d'émission (exprimée en dB/décade de décalage de fréquence) qui est obtenue. On distingue par conséquent les différents signaux en fonction des différences qu'on constate entre leurs transitions d'amplitude, de phase et de fréquence à l'intérieur de l'impulsion.

Tous les signaux à impulsions comportent évidemment des rampes ascendantes et descendantes dans la totalité de leur enveloppe. Toute autre chose étant égale, il serait souhaitable que ces rampes soient progressives et régulières, mais comme toute chose est rarement égale ... en particulier, les impulsions générées dans des dispositifs à champs croisés doivent avoir des rampes ascendantes fortement inclinées pour éviter toute excitation des modes oscillatoires non essentiels qui dégraderaient le spectre. Au contraire, lorsque au lieu de dispositifs à champs croisés on utilise des amplificateurs, la gestion des spectres est facilitée par des rampes ascendantes régulières et progressives, pour autant qu'on puisse les obtenir. Leur obtention risque aujourd'hui encore d'être difficile étant donné que la dissipation au niveau des amplificateurs de puissance est d'habitude élevée lorsque ces derniers sont poussés jusqu'à saturation; d'où la possible utilisation de rampes ascendantes et descendantes fortement inclinées même lorsque les oscillations non essentielles ne constituent pas une préoccupation.

Les signaux modulés en fréquences continues, ou *chirp*, à taux de compression en impulsions élevé (ou produit largeur de bande-largeur d'impulsion), se caractérisent par des pentes de diminution du spectre très abruptes, et cela vaut pour les signaux MF linéaires ou non linéaires. La principale contribution de ces signaux aux composantes spectrales non désirées provient des rampes ascendantes très inclinées des impulsions.

Ayant des fréquences constantes par fragments qui augmentent ou diminuent monotoniquement tout le long de l'impulsion, les signaux *chirp* échelonnés peuvent être considérés comme un sous-ensemble des signaux *chirp* à MF continue; toutefois, tout comme les signaux à fréquence échelonnée non monotoniques qui sont utilisés avec des dispositifs d'antenne commandés par fréquence, ils ont des spectres d'émission moindres que les signaux *chirp* à MF continue, à cause des discontinuités qu'ils comportent. On pourrait peut-être supprimer ces dernières en mettant en œuvre le signal *chirp* échelonné de manière à conserver la continuité de phase aux jonctions entre les pas de fréquence; mais, même dans ce cas, les discontinuités présentes dans le premier dérivé demeureront (ce qui ne se produit pas dans un signal à MF continue véritable) de sorte que le spectre ne sera pas d'aussi bonne qualité que celui d'un signal à MF continue caractérisé par un taux de compression d'impulsions comparable.

Il existe par ailleurs certains signaux codés polyphase, dont le prototype est le signal de Frank, qui se rapprochent des signaux *chirp*, c'est-à-dire qu'ils se rapprochent de signaux "codés en continu"¹. Ils contiennent toutefois dans leur phase des pas abrupts, de sorte que leurs spectres ne diminuent pas aussi rapidement que ceux des signaux *chirp* à MF continue.

Ainsi, les signaux radar codés discrètement ne ressemblent aucunement à des signaux à MF continue. Etant donné que les codes polyphase sont exclus, on peut subdiviser la plupart des signaux radar codés discrètement en signaux de type codé biphasé et en signaux de type codé en fréquence. Les signaux appartenant à l'une ou à l'autre de ces deux catégories peuvent utiliser des codes Barker et des codes de séquence binaire pseudo aléatoires.

En l'absence d'ajustements, les signaux discrètement codés en phase présentent des transitions abruptes entre les «chips» à phase constante. (Cela vaut également pour les codes de Frank et d'autres codes à polyphase.) En conséquence, leurs spectres ne diminuent qu'à 20 dB/décade; il existe toutefois des solutions pour améliorer les spectres des signaux codés en phase.

En principe, il est possible de faire disparaître de façon arbitrairement rapide le spectre du signal d'excitation RF en filtrant les signaux de modulation ou les signaux d'excitation modulés à faible niveau (soit FI, soit RF) eux-mêmes. En pratique, toutefois, ces gains peuvent être rognés par la nouvelle croissance (regrowth) spectrale qui se produit aussi bien dans l'amplificateur de puissance de l'émetteur que dans les récepteurs environnants. Lorsqu'on a recours à un filtrage de prémodulation, les transitions entre chips ne sont pas abruptes mais graduelles, mais en ce qui concerne les signaux biphasés ainsi que les signaux polyphasés comportant des transitions de phase à 180°, des caractères nuls ou des dépressions (embrèvements) demeurent dans l'enveloppe du signal car cette dernière passe au cours des transitions d'une phase à l'autre par zéro. Ce n'est pas un problème en soi, mais les avantages obtenus sont réduits par deux éléments: l'un est la conversion AM/PM qui se produit dans les dispositifs amplificateurs de puissance (la modulation de phase étrangère qui intervient élargit le spectre); l'autre inconvénient est que toute limitation qui se produit soit dans les étages de l'émetteur à amplificateur de puissance, soit dans les récepteurs perturbés, tend à réintroduire les transitions abruptes dans le signal ponctué par les dépressions, lesquelles donnent lieu à des bandes spectrales latérales non désirées dont le spectre d'émission en forme de demi-sphère ne diminue, là encore, qu'à 20 dB/décade.

On peut atténuer cette nouvelle croissance spectrale dans une mesure considérable, en produisant des signaux d'excitation (de faible niveau) qui maintiennent une enveloppe presque constante non seulement durant les intervalles de maintien des sous-impulsions, mais également pendant les transitions de phase. Dans ces signaux, les transitions de phase à 180° consistent en des rotations de la phase porteuse suivant un demi-cercle dans le plan I-Q, ou réel-imaginaire, et non en des déplacements le long de l'axe I ou Q qui passe par l'origine. Pour ce faire on utilisera des modulateurs en quadrature et un circuit adapté pour la mise en forme des signaux.

Une autre catégorie de signal à codage discret est la modulation par déplacement de fréquence (MDF) en phase continue, où les signaux sont pour l'essentiel les mêmes que ceux qui sont appelés signaux «à modulation à déphasage minimal» (MDM), utilisés dans certains systèmes de télécommunication. Bien que parfois appelés signaux à modulation par déplacement de phase (PSK), ce sont en fait bien des signaux codés en fréquence, car leur phase change en permanence alors que, dans leur forme de base, non filtrée, la fréquence instantanée change abruptement et demeure constante pendant toute la durée de chaque sous-impulsion. Il n'y a pas de discontinuité dans le signal lui-même, mais dans le premier dérivé. En conséquence, les spectres se présentent comme des asymptotes qui décroissent à 40 dB/décade. Par ailleurs, ces signaux ont des enveloppes

¹ Les signaux *chirp* sont parfois appelés signaux codés même si leur «codage» n'est pas discret.

constantes même pendant leur transition en sous-impulsions, de sorte qu'ils sont intrinsèquement épargnés par les problèmes de nouvelle croissance spectrale qu'on rencontre avec les signaux codés en phase. (N'ayant pas de sous-impulsions, les signaux balayés en fréquence sont eux aussi épargnés par la nouvelle croissance spectrale grâce à leur limitation et à la conversion AM/PM.) Dans les systèmes de télécommunication, on utilise beaucoup le filtrage par prémodulation des signaux MDM; cette technique devrait pouvoir être utilisée également dans les radars, auquel cas la diminution du spectre d'émission se ferait en théorie plus rapidement et serait supérieure à 40 dB/décade.

S'il est souhaitable que le spectre d'émission diminue rapidement, on ne peut pas ignorer les conséquences au niveau du pouvoir séparateur en distance et de la couverture Doppler, exprimées habituellement par la forme de la «fonction d'ambiguïté», représentant l'ampleur du signal de sortie traduite par le retour d'une cible point et produite par un filtre adapté au signal émis. La fonction d'ambiguïté est tributaire à la fois de la distance (durée) et de l'effet Doppler du retour de la cible. Exemple extrême, un signal à impulsions rectangulaires MF linéaire, plus le produit temps-largeur de bande infinie (c'est-à-dire taux de compression infini), aurait un spectre parfaitement rectangulaire, sauf pour ce qui est de la contribution des rampes ascendantes et descendantes. Toutefois, la réponse d'un filtre adapté à ce type de signal se présenterait pour un retour de cible à effet Doppler constant ainsi: $\sin(t)/t$, réponse ayant des lobes latéraux temporels (c'est-à-dire distance) seulement quelque 13 dB au-dessous de la réponse principale, ce qui n'est pas satisfaisant dans certaines applications qui exigent un fort pouvoir séparateur en présence de cibles multiples. La réponse du filtre adapté n'est pas simplement la transformée de Fourier du spectre d'émission; la diminution abrupte du spectre d'émission a toutefois tendance à être accompagnée dans la réponse par des lobes latéraux longs, de même que des pas abruptes dans le signal temporel sont accompagnés dans le spectre d'émission par des lobes latéraux importants. Dans une certaine mesure, on peut améliorer la suppression de ces lobes latéraux en désaccordant le processeur des signaux du récepteur et l'impulsion transmise, mais cette opération entraîne une perte de sensibilité comparée à celle d'un filtre adapté. Il faut donc choisir un signal qui présente un bon compromis entre la gestion du spectre, la suppression des lobes latéraux et la sensibilité. (Les signaux balayés en fréquence utilisant un profil MF légèrement non linéaire sont de bons compromis pour certaines applications.) En règle générale, toutefois, il faut disposer d'un bon pouvoir séparateur et d'une bonne sensibilité, ce qui réduit la marge de manœuvre des concepteurs. Par ailleurs, de nombreuses applications radar exigent une réponse presque uniforme sur une gamme importante de fréquences Doppler, c'est-à-dire qu'elles doivent avoir une faible «sensibilité Doppler», ce qui constitue une autre contrainte pour les concepteurs et limite leur choix.

Dans les systèmes de télécommunication, la diminution du spectre d'émission peut être améliorée moyennant un filtrage par prémodulation, mais ce au prix du brouillage intersymboles. Il est souvent possible, néanmoins, d'apporter une amélioration considérable à la gestion du spectre avant que ce brouillage ne devienne inacceptable. Dans un radar, l'amélioration qui peut être obtenue par le filtrage par prémodulation a pour prix la dégradation du pouvoir séparateur du radar; on doit s'attendre également à une légère diminution de la sensibilité de détection car il est difficile d'élaborer un filtre parfaitement adapté (ou processus de corrélation) à des signaux présentant des angles arrondis (provenant du filtrage par prémodulation) au lieu de discontinuités à angles aigus. Toutefois, comme dans le cas des systèmes de télécommunication analogiques, on peut raisonnablement espérer parvenir à améliorer considérablement la gestion du spectre avant que la fonction d'ambiguïté ou la sensibilité fasse l'objet d'une dégradation nette. Comme nous l'avons indiqué précédemment, c'est en supprimant les discontinuités dans un nombre aussi élevé de dérivés du signal que possible qu'on détermine la pente ultime de diminution du spectre d'émission qui est obtenue dans des conditions de décalage de fréquence important. Cela ne veut pas dire nécessairement que le filtrage doit avoir une largeur de bande étroite, bien que ce soit cette

dernière qui détermine le décalage de fréquence à laquelle la pente ultime de diminution du spectre est obtenue.

Les considérations ci-dessus s'appliquent lorsque le signal a une amplitude constante dans le cadre du maintien de ses sous-impulsions. L'utilisation de modules multiples d'amplificateur de puissance (habituellement à semi-conducteurs) dans des architectures guide-combineur ou combinant espace-puissance ouvre la possibilité d'utiliser des signaux réguliers, modulés en amplitude. On ne sait pas si ce type de signal est employé dans des radars actuellement en service, mais il pourrait l'être dans l'avenir, ce qui donnerait aux concepteurs une nouvelle liberté qu'ils pourraient exploiter en partie pour aider à maîtriser le spectre d'émission des radars.

4 Choix des dispositifs de sortie des radars

Le choix du dispositif de sortie de l'émetteur radar influe sur la conception non seulement de l'émetteur, mais également du récepteur radar et des systèmes d'antenne. Par ailleurs, la conception des systèmes radar multifonctions peut en compliquer encore plus le choix. D'autres facteurs de conception importants à cet effet sont: le rendement énergétique (conversion de l'énergie DC en RF), la largeur de bande instantanée (largeur de bande d'accordage disponible sans ajustement) et la cohérence entre impulsions (phase relative de chaque impulsion, qui est importante pour le traitement Doppler), le poids, les dimensions, la robustesse mécanique, la durée de vie du dispositif et son coût.

Le Tableau 1 illustre le fonctionnement des dispositifs de sortie correspondant aux principaux facteurs de conception pris en compte dans l'élaboration des systèmes radar. Il en ressort une importante variation au niveau des caractéristiques des dispositifs de sortie pour les principaux facteurs de conception qui sont la puissance de crête, la largeur de bande instantanée et le rendement énergétique. Il convient de noter que les facteurs de conception ci-dessus sont parmi les premiers à être considérés en vue du choix du dispositif de sortie d'un radar afin que ce dernier puisse remplir sa ou ses missions. Les caractéristiques des émissions non essentielles du dispositif de sortie d'un radar ne sont prises en compte qu'une fois que tous les objectifs se rapportant à cette mission ont été atteints.

TABLEAU 1

Caractéristiques des dispositifs de sortie radar prises en compte dans la conception des systèmes radar

Dispositif de sortie	Plage de puissance crête de sortie (kW)	Rendement énergétique (%)	Largeur de bande instantanée à 1 dB (% de la fréquence porteuse)	Cohérence impulsionnelle	Poids (kg)	Dimensions	Robustesse mécanique	Durée de vie ⁽¹⁾	Prix relatif ⁽²⁾
<i>Champs croisés⁽³⁾:</i>									
Amplificateurs à champs croisés	60-5 000	40-65	5-12 ⁽⁴⁾	Oui	25-65	Réduites	Bonne	1,0	Faible
Magnétron (non verrouillé)	20-1 000	35-75	⁽⁴⁾	Non	1-25				
Magnétron (verrouillé)	20-1 000	35-75	⁽⁴⁾	Oui	1-25				
Magnétron coaxial	10-3 000	35-50	⁽⁴⁾	Non	2-55				
<i>Faisceau linéaire:</i>									
Tube à ondes progressives à cavité couplée	25-200	20-40	10-15	Oui	10-135	Importantes	Bonne	7,4	Elevé
Klystron	20-10 000	30-50	1-12	Oui	25-270				
Twystron	2 000-5 000	30-40	1-12	Oui	55-65				
<i>Transistors (Modules en classe C parallèles):</i>									
Bipolaires en silicone	10-90	20-30	10-30	Oui	0,5-2,5 par module	Réduites	Excellente	15	Elevé
Transistors à effet de champ à l'arséniure de gallium ⁽⁵⁾	0,5-5,0	10-30	10-30						

(1) Durée de vie relative normalisée par rapport à celle d'un magnétron conventionnel des années 70; ne reflète pas la durée de vie des magnétrons de génération plus récente.

(2) Dépend du volume de production.

(3) Les dispositifs de sortie à champs croisés sont appelés à disparaître dans de nombreux types de radar, mais ils devraient continuer à être utilisés dans les systèmes de radionavigation en mer.

(4) Bien que la largeur de bande instantanée des magnétrons soit nulle, il est possible par syntonisation de faire varier sa fréquence de $\pm 10\%$ au maximum par rapport à sa fréquence nominale.

(5) Les modules bipolaires en silicone (Si) sont généralement utilisés en dessous de 3,5 GHz et les modules à l'arséniure de gallium (AsGa) dans la bande des 5 GHz.

(6) Dépend du nombre de modules associés dans l'étage de sortie.

Le niveau des rayonnements non essentiels produits par les émetteurs radar dépend du dispositif de sortie utilisé. Une bonne connaissance des rayonnements non essentiels produits par les divers dispositifs de sortie radar est essentielle pour obtenir une utilisation efficace du spectre et minimiser les brouillages causés aux services exploités dans des bandes adjacentes.

Le Tableau 2 indique les caractéristiques des rayonnements non essentiels (harmoniques et non harmoniques) produits par des dispositifs de sortie radar. Il a été constaté que les radars équipés des dispositifs de sortie à champs croisés produisent des niveaux de rayonnements non essentiels non harmoniques intrinsèques qui nécessitent l'emploi de filtres lorsque les limites des rayonnements non essentiels sont supérieures à -60 dBc environ. Les tubes à faisceau linéaire et les dispositifs de sortie à semi-conducteurs produisent des rayonnements non essentiels intrinsèques inférieurs à -100 dBc. Tous les dispositifs de sortie radar produisent des rayonnements non essentiels harmoniques intrinsèques dont les niveaux sont compris entre -15 et -55 dBc, et nécessitent donc l'emploi de filtres suppresseurs des rayonnements non essentiels. Pour les radars à balayage électronique (à réseau déphaseur), le filtrage est parfois impossible.

TABLEAU 2

Caractéristiques de rayonnements non essentiels des dispositifs de sortie utilisés dans les systèmes de radiorepérage à impulsions

Dispositif de sortie ⁽¹⁾	Niveau des rayonnements non essentiels			
	Non harmoniques (dBc) sur 1 MHz	Harmoniques ^{(2), (3)} (dBc)		
		2 ^e	3 ^e	4 ^e
Champs croisés:				
Amplificateurs à champs croisés	-35 à -50 ⁽⁵⁾	-25	-30	-45
Magnétron (non verrouillé) ⁽⁴⁾	-65 à -80 ⁽⁵⁾	-40	-20	-45
Magnétron (verrouillé) ⁽⁴⁾	-75 à -90 ⁽⁵⁾	-40	-20	-45
Magnétron coaxial ⁽⁴⁾	-60 à -75 ⁽⁵⁾	-40	-20	-45
Faisceau linéaire:	⁽⁶⁾			
Tube à ondes progressives à cavité couplée	-105 à -115	-20	-25	-35
Klystron	-110 à -120	-20	-25	-35
Twystron	-105 à -115	-20	-25	-35
Transistors à semi-conducteurs (Modules C en parallèle):				
Bipolaires en silicium	-100 à -110	-45	-55	-65
Transistors à effet de champs à l'arséniure de gallium	-100 à -110	-35	-45	-55

TABLEAU 2 (*fin*)

- (1) D'autres dispositifs de sortie peuvent être mieux adaptés aux systèmes fonctionnant au-delà de 5 GHz; il s'agit, entre autres, des tubes à ondes progressives du type à hélice ou à barre annelée et des magnétrons de technologie récente.
- (2) Les niveaux des rayonnements non essentiels harmoniques sont indiqués en valeur nominale. En général, le niveau des rayonnements non essentiels s'étend entre +5 et -10 dB par rapport aux valeurs nominales.
- (3) Le niveau des rayonnements harmoniques peut être ramené à une valeur inférieure à -100 dBc au moyen d'un filtre d'harmoniques passe-bas.
- (4) Les magnétrons plus anciens peuvent présenter des modes intrinsèques $\pi - 1$ dont le niveau peut être inférieur de 40 dB seulement par rapport à la porteuse. Ces modes sont intermittents et de brève durée, ils apparaissent lors du démarrage des oscillations. Les magnétrons plus récents sont conçus pour supprimer ces émissions.
- (5) Le niveau des rayonnements non harmoniques d'un dispositif à champs croisés peut être ramené à une valeur inférieure à -100 dBc au moyen d'un filtre passe-bande guide d'ondes. La perte d'insertion associée à l'utilisation de ces filtres est de quelques dixièmes de décibels.
- (6) Les dispositifs de sortie à faisceau linéaire peuvent présenter des niveaux de rayonnement non essentiel non harmonique au voisinage de la porteuse compris entre -80 et -90 dBc selon la sélectivité totale de la cavité.

5 Filtres de sortie pour radars

A la sortie de l'émetteur, il peut être très utile de disposer de filtres RF pour éliminer les émissions harmoniques ainsi que les rayonnements non désirés «hors bande» et non harmoniques qui interviennent plus à proximité de l'émission fondamentale que ne le font les rayonnements harmoniques. Toutefois, leur utilité est limitée pour ce qui est de la gestion des portions relativement rapprochées du spectre d'émission, en partie à cause de leur surcroît de coût, de poids et de taille et aussi parce que de nombreux radars peuvent être accordés et/ou utilisent des signaux multiples, dont certains ont des largeurs de bande nécessaires beaucoup plus larges que d'autres. Il est peu réaliste de mettre en oeuvre des filtres RF à haute puissance pouvant être reconfigurés pour être adaptés aux changements de la fréquence porteuse ou du signal d'impulsion, surtout que ces changements peuvent se produire en quelques millisecondes.

L'architecture de l'émetteur est par ailleurs un critère important qui détermine le degré de gestion du spectre qui peut être obtenu. Dans le cas de l'utilisation de plusieurs amplificateurs de puissance, la vitesse et le niveau de diminution du spectre d'émission sont influencés par la combinaison des produits émanant de ces amplificateurs de puissance soit à l'intérieur des guides d'ondes de l'émetteur, soit seulement dans l'espace après mise en forme. En effet, la combinaison à l'intérieur du guide crée un sérieux problème d'impédance pour les composantes, mutuellement incohérentes, des signaux de sortie provenant des amplificateurs de puissance, ce qui peut abaisser nettement la puissance du bruit rayonné par rapport à la somme des puissances de bruit disponible des amplificateurs. Par contre, dans le cas de l'utilisation de radars de type antenne-réseau alimentés par plusieurs amplificateurs, la combinaison des puissances spatiales est une architecture attractive, mais elle laisse rayonner toute la puissance de bruit des amplificateurs. Par ailleurs, les possibilités de filtrage RF sont limitées dans ce cas, en partie parce qu'il faudrait un filtre distinct pour chaque amplificateur, alors qu'on peut en compter des centaines voire des milliers. Aussi parce que l'espace entre les filtres devraient être de l'ordre d'une demi-longueur d'onde, étant donné que les éléments rayonnants sont normalement à cette distance les uns des autres pour éviter l'apparition de lobes inacceptables dans le diagramme de gain des antennes; or cet espace est insuffisant pour avoir un très bon filtrage.

Le Tableau 2 indique que la nécessité d'un filtrage des rayonnements non essentiels dépend pour beaucoup du choix du dispositif de sortie du radar. Toutefois, comme indiqué plus haut, le choix d'un dispositif de sortie pour un radar ne peut pas être entièrement dicté par des considérations relatives aux rayonnements non essentiels. Compte tenu du niveau élevé des rayonnements non essentiels harmoniques intrinsèques produits par les dispositifs de sortie, il faut utiliser en général pour éliminer ces rayonnements, dans la mesure du possible, des filtres d'harmoniques (passe-bas). Afin d'atténuer les rayonnements non essentiels produits par des radars de moyenne ou de forte puissance dans des bandes adjacentes à celles attribuées au service de radiorepérage, il est nécessaire de placer des filtres passe-bande en sortie des émetteurs radar équipés de certains dispositifs de sortie. Ces filtres seront distincts des filtres harmoniques car la grande largeur de bande à éliminer des filtres suppresseurs d'harmoniques n'est pas compatible avec la caractéristique de coupure brusque des filtres éliminateurs des rayonnements dans les bandes adjacentes. Le nombre de filtres nécessaires peut être bien supérieur à deux, toutefois dans le cas de radars à réseau actif, il faudra intercaler un ou deux filtres entre chaque dispositif de sortie et l'élément ou le sous-réseau d'antenne qu'il alimente. Plusieurs milliers de filtres seront alors nécessaires.

Le coût de ces filtres peut être important, car les filtres utilisés seront de type non conventionnel, avec parfois pressurisation ou évacuation, afin de pouvoir supporter les fortes puissances en jeu et obtenir la caractéristique d'élimination recherchée sur une largeur de bande importante. Dans les bandes considérées, l'affaiblissement d'insertion des filtres éliminateurs des harmoniques et des filtres passe-bande pour radars est compris entre 0,1 et 0,7 dB. Cet affaiblissement sera pratiquement doublé s'il faut utiliser à la fois des filtres harmoniques et des filtres passe-bande. Compte tenu des divers facteurs qui interviennent dans le fonctionnement d'un radar, la dégradation des caractéristiques de détection et de poursuite qui en résultera sera généralement imperceptible, mais il n'en demeure pas moins vrai qu'un affaiblissement de 0,2 dB représente une forte perte de puissance (par exemple, 47 kW de puissance de crête pour un radar de 1 MW). L'émetteur devra être bien plus puissant dans le cas de compensation de la baisse de performance, étant donné qu'il faut supposer que tous les moyens les plus économiques pour améliorer les performances auront déjà été utilisés. Ainsi, un affaiblissement de 0,4 dB correspond à une diminution de 2,3% de la portée, ce qui est négligeable pour certains radars mais pas pour d'autres. Le taux d'ondes stationnaires de ces deux types de filtres est compris entre 1,1 et 1,3.

L'utilisation de filtres de sortie est aussi sujette à des considérations de puissance admissible, d'encombrement et de poids de ces filtres, surtout lorsqu'il s'agit de radars mobiles. La taille et le poids peuvent être des considérations déterminantes dans le cas de radars mobiles à réseau actif. Le filtrage dans des bandes très voisines de celles utilisées par le radar nécessite l'emploi de filtres ayant des courbes de sélectivité en cloche abrupte et par conséquent le stockage d'énergies très importantes, ce qui crée un risque de panne (ou abaisse le niveau de puissance admissible) et peut aussi introduire des distorsions dans la bande passante – autre considération essentielle dans les radars à réseau actif. Pour ramener les rayonnements non essentiels à un niveau donné, l'affaiblissement doit être d'autant plus important que le radar est puissant; parallèlement, le nombre de sections de filtre nécessaires sera également plus grand et en conséquence l'affaiblissement d'insertion, l'encombrement et le poids seront plus élevés.

La meilleure façon de mettre en œuvre un filtrage au niveau d'un émetteur consiste à le prévoir dès la phase de conception même du radar. L'ajout de filtres à des radars existants a été réalisé dans de nombreux cas sans dégradation importante des performances des systèmes; dans certains autres cas, des problèmes de panne sont apparus après l'ajout de filtres suppresseurs des rayonnements dans les bandes adjacentes.

6 Evolution des radars

Le choix de dispositifs de sortie est déterminé par les progrès techniques réalisés dans les domaines principaux ci-dessous:

- le traitement numérique du signal qui conduit à un développement rapide des radars Doppler qui nécessitent une grande cohérence entre impulsions (dispositifs à faisceau linéaire et dispositifs à semi-conducteur);
- la mise au point de dispositifs de forte puissance à semi-conducteur (modulaires/monolithiques ou discrets (réseau déphaseur));
- la mise au point de magnétrons d'une nouvelle technologie qui ont été spécialement conçus pour réduire l'émission de rayonnements non désirés et aussi offrir des durées de vie opérationnelles plus longues que les types classiques plus anciens.

Cette évolution aura une influence sur la réduction des niveaux des rayonnements non désirés émis par les radars de la nouvelle génération.
