

François de Dieuleveult
Olivier Romain

ÉLECTRONIQUE APPLIQUÉE AUX HAUTES FRÉQUENCES

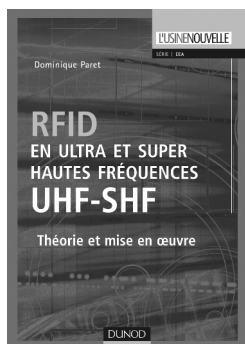
Principes et applications

2^e édition

DUNOD

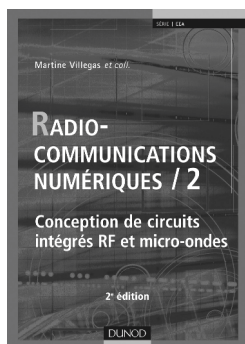
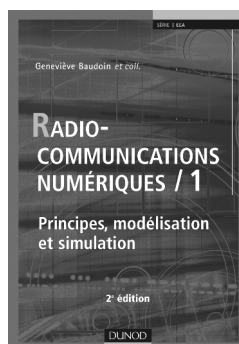
ÉLECTRONIQUE APPLIQUÉE AUX HAUTES FRÉQUENCES

DANS LA MÊME COLLECTION



Dominique Paret
*RFID en ultra et super hautes fréquences
UHF-SHF*, 496 p.

Geneviève Baudoin et coll.
*Radiocommunications numériques / 1
Principes, modélisation et simulation*,
2^e édition, 672 p.



Martine Villegas et coll.
*Radiocommunications numériques / 2
Conception de circuits intégrés RF
et micro-ondes*, 2^e édition, 480 p.

François de Dieuleveult • Olivier Romain

ÉLECTRONIQUE APPLIQUÉE AUX HAUTES FRÉQUENCES

Principes et applications

2^e édition

L'USINENOUVELLE

DUNOD

Consultez nos parutions sur dunod.com



Le pictogramme qui figure ci-contre mérite une explication. Son objet est d'alerter le lecteur sur la menace que représente pour l'avenir de l'écrit, particulièrement dans le domaine de l'édition technique et universitaire, le développement massif du photocopillage.

Le Code de la propriété intellectuelle du 1^{er} juillet 1992 interdit en effet expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit. Or, cette pratique s'est généralisée dans les établissements



d'enseignement supérieur, provoquant une baisse brutale des achats de livres et de revues, au point que la possibilité même pour les auteurs de créer des œuvres nouvelles et de les faire éditer correctement est aujourd'hui menacée. Nous rappelons donc que toute reproduction, partielle ou totale, de la présente publication est interdite sans autorisation de l'auteur, de son éditeur ou du Centre français d'exploitation du droit de copie (CFC, 20, rue des Grands-Augustins, 75006 Paris).

© Dunod, Paris, 1999, 2008
ISBN 978-2-10-053748-8

Le Code de la propriété intellectuelle n'autorisant, aux termes de l'article L. 122-5, 2° et 3° a), d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause est illicite » (art. L. 122-4).

Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles L. 335-2 et suivants du Code de la propriété intellectuelle.

A VANT-PROPOS

Dans le domaine des hautes fréquences ou radiofréquences il est coutume d'entendre que le passage de la théorie à la pratique est un exercice périlleux qui est une affaire de spécialiste où seule l'expérience compte. On peut s'étonner de cette réflexion qui permettrait de conclure aisément qu'il existe, dans ce domaine, deux approches du problème, l'une théorique, l'autre pratique, avec une faible corrélation entre les deux approches.

Bien évidemment il n'en est rien. En radiofréquence, comme dans tous les domaines, la pratique n'est qu'une mise en application des règles théoriques élémentaires.

L'impression que, dans la pratique, un système, un sous-ensemble ou un composant ne suit pas les règles théoriques établies ne peut provenir que d'une mauvaise compréhension, ou d'une simplification hasardeuse, desdites règles.

Admettre et répandre l'idée qu'en radiocommunication seule l'expérience est importante semble quelque peu incorrect. L'expérience est certes un atout non négligeable mais elle a le même poids quels que soient le sujet ou les techniques traitées.

En radiocommunication la question posée au concepteur peut se mettre sous une forme simple : comment transmettre à distance une information $m(t)$, analogique ou numérique, *via* un médium particulier avec un indice de qualité préalablement défini puis réaliser les équipements émetteurs et récepteurs pour un coût maximum donné.

À ces critères de conception on ajoutera un paramètre supplémentaire relatif au respect des normes en vigueur. Pour arriver aux produits finis, la méthodologie utilisée est généralement descendante, de la spécification en passant par éventuellement une phase de modélisation et simulation. Le premier travail consiste donc à réunir les différentes données du problème afin d'envisager une ou plusieurs solutions. Cette première étape, essentiellement théorique, permet de définir des architectures d'émetteurs et récepteurs. Les outils de CAO peuvent être un complément intéressant en proposant une modélisation et une vérification fonctionnelle

du système. Il est à noter qu'ils doivent être utilisés avec parcimonie et à bon escient car il existe une part non déterministe d'une chaîne de transmission qui ne peut être modélisée.

Ces synoptiques mettent en évidence les fonctions élémentaires telles que amplificateurs, mélangeurs, oscillateurs, PLL ou filtres, qui eux aussi pourront faire l'objet de simulations.

La conception des différentes briques ou fonctions élémentaires est la suite logique à l'affectation des performances pour chaque fonction.

Dans cet ouvrage les auteurs ont voulu donner aux lecteurs, qu'ils soient ingénieurs, chercheurs ou étudiants, l'essentiel des informations nécessaires pour mener à bien et réussir la conception d'équipements de transmissions. Aux règles de base théoriques essentielles sont associés des exemples pratiques qui trouvent leur justification dans l'ensemble des chapitres.

Les diverses descriptions et exemples n'ont qu'un but didactique, expliquant le lien entre théorie et pratique, elles peuvent servir de source d'inspiration pour d'autres systèmes mais n'ont pas vocation à une duplication immédiate.

Le parcours du concepteur est semé d'embûches, cet ouvrage voudrait être l'aide-mémoire du concepteur qui ne doit pas oublier son objectif principal. Les études théoriques, la CAO, les mesures, les prototypes, ne sont que des étapes intermédiaires, qui ne sont justifiées que par l'objectif final.

Quelle que soit la phase de conception dans laquelle se trouve le concepteur, celui-ci ne devra pas manquer d'esprit critique. Dans une phase théorique on s'intéressera à la dimension donnée par une formule. On s'inquiétera des résultats numériques avec des ordres de grandeur déraisonnables.

On limitera les résultats numériques à une précision juste suffisante.

On évitera l'amas de résultats de simulation dans lequel il sera impossible d'extraire l'essentiel.

Bien que l'on ait coutume de dire que l'expérience est difficilement transmissible, les auteurs ont souhaité mettre ici, à disposition des concepteurs, tous les ingrédients utiles et nécessaires, garantissant un certain succès des implémentations.

Dans cette nouvelle édition, les auteurs vous proposent des suppléments en ligne sur le site **www.dunod.com** qui correspondent aux modélisations des différentes notions de modulation et démodulation abordées ainsi qu'un tutoriel sur le logiciel Matlab.



TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 1 - RÈGLES DE BASE EN HAUTE FRÉQUENCE	1
1.1 Introduction	1
1.2 Puissance et dBm	1
1.3 Bruit et facteur de bruit	4
1.4 Rapport signal sur bruit et porteuse sur bruit	6
1.5 Facteur de bruit	6
1.5.1 Facteur de bruit d'un atténuateur	8
1.5.2 Facteur de bruit de plusieurs étages en cascade	8
1.6 Température de bruit	11
1.6.1 Principe	11
1.6.2 Température de bruit de plusieurs étages en cascade ..	12
1.7 Point de compression à 1 dB	13
1.8 Distorsion d'intermodulation	14
1.8.1 Amplitude des produits dus à la DIM	17
1.8.2 Points d'interception IP2 et IP3	18
1.8.3 Normographe pour le calcul des puissances des produits dus à la DIM	19
1.8.4 Point d'interception IP3 de plusieurs étages en cascade	21
1.8.5 Point d'interception IP2 de plusieurs étages en cascade	24
1.8.6 Mesure du point d'intermodulation d'ordre 3 (IP3) ...	25
1.9 Généralités sur les ondes radio	28
1.9.1 Bilan de liaison	29
1.9.2 Caractéristiques des antennes	32
1.9.3 Zone de Fresnel	34
1.9.4 Propagation hors espace libre	34
1.9.5 Classification des ondes hertziennes	35
1.10 Propagation des ondes	36
1.10.1 Ondes de sol	36
1.10.2 Réflexions ionosphériques	37
1.10.3 Bandes de fréquences et mode de propagation	39

1.11 Réglementation	46
1.12 Conclusion	47

CHAPITRE 2 - MODULATIONS ANALOGIQUES	49
--	----

2.1 Définition des termes	49
2.1.1 Bande de base	49
2.1.2 Largeur de bande du signal	50
2.1.3 Spectre d'un signal	50
2.1.4 Bande passante du canal	50
2.2 But de la modulation	50
2.3 Décomposition en série du signal en bande de base	53
2.4 Modulation d'amplitude	53
2.4.1 Modulation d'amplitude double bande (AM-DB)	53
2.4.2 Modulation d'amplitude à porteuse supprimée	62
2.4.3 Modulation à bande latérale unique (BLU)	70
2.4.4 Modulation à bande latérale atténuée (BLA)	78
2.4.5 Comparaison des différents types de modulation d'amplitude	82
2.4.6 Choix d'un type de modulation	83
2.5 Modulations angulaires	84
2.5.1 Modulation de fréquence	85
2.5.2 Modulation de phase	116
2.6 Tableau comparatif des performances des diverses modulations analogiques	121
2.7 Modélisations Matlab des modulations analogiques	124
2.7.1 Modélisation d'une modulation d'amplitude avec et sans porteuse	124
2.7.2 Démodulation d'amplitude par redressement et filtrage	126
2.7.3 Démodulation d'amplitude par un récepteur cohérent	127
2.7.4 Modélisation d'une modulation à bande latérale unique	128
2.7.5 Modélisation d'une modulation de fréquence	129
2.7.6 Modélisation d'une démodulation de fréquence par un discriminateur de fréquence	130
2.7.7 Modélisation d'une démodulation de phase	130
2.8 Choix d'un type de modulation	131

CHAPITRE 3 - MODULATIONS NUMÉRIQUES	133
---	-----

3.1 Définitions	133
3.1.1 Définition du signal numérique	134
3.1.2 Définition du taux d'erreur bit	135
3.1.3 Définition de l'efficacité spectrale	135

3.1.4	Définition de la fonction d'erreur et de la fonction d'erreur complémentaire	136
3.1.5	Relation entre le débit, la largeur de bande et le bruit	136
3.1.6	Bruit dans les systèmes de communication	137
3.1.7	Interférence intersymbole (ISI), influence sur le débit	138
3.1.8	Relation entre S/N et E_b/N_0	139
3.2	Modulation d'amplitude en tout ou rien OOK ou en ASK	140
3.2.1	Modulateur ASK	142
3.2.2	Démodulateur en ASK	143
3.2.3	Avantages et inconvénients de l'ASK	145
3.3	Modulation de fréquence FSK	146
3.3.1	Modulation FSK à phase continue CPFSK	148
3.3.2	Modulation MSK	150
3.3.3	Modulation GMSK	150
3.3.4	Modulateurs FSK, MSK, GMSK	153
3.3.5	Démodulateurs FSK, MSK, GMSK	156
3.3.6	Démodulation cohérente	157
3.3.7	Taux d'erreur bit pour les modulations FSK	157
3.3.8	Conclusions sur les modulations FSK	159
3.3.9	Applications	159
3.4	Modulations de phase	159
3.4.1	Modulation BPSK	160
3.4.2	Modulation différentielle de phase DBPSK	164
3.4.3	Modulation QPSK	168
3.5	Modulations d'amplitude de deux porteuses en quadrature QAM	174
3.6	Filtrage des données I et Q	175
3.6.1	Principe	175
3.6.2	Les effets du filtrage	177
3.7	Récupération de la porteuse pour une démodulation cohérente	179
3.7.1	Élévation à la puissance M d'un signal M -aires	179
3.7.2	Boucle de Costas	181
3.8	Diagramme de l'œil	184
3.9	Comparaison des modulations numériques	185
3.10	Applications des modulations numériques	186
3.11	Modélisations Matlab des modulations numériques	187
3.11.1	Modélisation d'une modulation ASK à 2 niveaux	187
3.11.2	Modélisation d'une démodulation ASK	188
3.11.3	Modélisation d'une démodulation ASK cohérente	188
3.11.4	Modélisation d'une modulation FSK	188
3.11.5	Modélisation d'une modulation CPFSK	190
3.11.6	Modélisation d'un démodulateur CPFSK	190
3.11.7	Modélisation d'une modulation numérique de phase BPSK	192
3.11.8	Modélisation d'un démodulateur BPSK cohérente	192
3.11.9	Modélisation d'un modulateur QPSK à 16 états	192

3.12	Choix d'un type de modulation	194
3.13	Introduction à l'étalement de spectre	195
3.13.1	Étalement par saut de fréquence : FHSS	199
3.13.2	Générateurs pseudo-aléatoires	202
3.13.3	Étalement par séquence directe : DSSS	213
3.13.4	Étalement par multiporteuses : COFDM	218
3.13.5	Conclusions	221

CHAPITRE 4 - STRUCTURE DES ÉMETTEURS ET RÉCEPTEURS 223

4.1	Émetteurs	224
4.1.1	Circuit de traitement en bande de base	224
4.1.2	Modulateurs	226
4.1.3	Génération de la fréquence pilote	226
4.1.4	Amplificateur de sortie	228
4.1.5	Adaptation d'impédance	231
4.1.6	Conclusion	231
4.2	Récepteurs	231
4.2.1	Rôle du récepteur	231
4.2.2	Récepteurs à un changement de fréquence	233
4.2.3	Récepteurs à double changement de fréquence	249
4.2.4	Influence des performances de chaque étage sur les performances du récepteur	253
4.3	Conclusion	255

CHAPITRE 5 - COMPOSANTS PASSIFS EN HAUTE FRÉQUENCE 257

5.1	Inductance	257
5.1.1	Applications des selfs	259
5.1.2	Réalisation des selfs	263
5.1.3	Transformateurs	266
5.1.4	Combineurs et diviseurs de puissance	275
5.2	Résistance	281
5.2.1	Polarisation des étages actifs	282
5.2.2	Atténuateurs, diviseurs et combineurs de puissance passifs	282
5.3	Condensateur	287
5.4	Quartz et matériaux céramiques	289
5.4.1	Quartz	291
5.4.2	Matériaux céramiques	303
5.4.3	Composants à onde de surface	308
5.4.4	Résonateurs diélectriques en $\lambda/4$	314
5.5	Conclusion	318

CHAPITRE 6 - COMPOSANTS ACTIFS ET APPLICATIONS	319
6.1 Transistors bipolaires	319
6.1.1 Modélisation du transistor	322
6.1.2 Polarisation du transistor	334
6.1.3 Application du transistor bipolaire	336
6.2 Transistor à effet de champ	347
6.3 Diodes varicaps	348
6.3.1 Utilisation des diodes varicaps	350
6.3.2 Gain K_0 du VCO	352
6.3.3 Règles de conception complémentaires	353
6.4 Diodes PIN	353
6.4.1 Application, atténuateurs variables	355
6.4.2 Commutateurs	357
 Supplément en ligne : linéarisation des amplificateurs	

CHAPITRE 7 - MÉLANGEURS	359
7.1 Multiplicateur idéal	359
7.2 Mélangeurs réels	361
7.2.1 Mélangeurs passifs	363
7.2.2 Mélangeurs actifs	371
7.2.3 Application des mélangeurs réels	379
7.3 Conclusion	391

CHAPITRE 8 - Boucle à verrouillage de phase	393
8.1 Limites des oscillateurs	393
8.2 Objectif de la boucle à verrouillage de phase	394
8.3 Les besoins en signaux de fréquences stables dans un récepteur	395
8.4 Rappel sur les asservissements	396
8.5 Stabilité de l'asservissement	397
8.5.1 Marge de gain	398
8.5.2 Marge de phase	398
8.6 Boucle à verrouillage de phase à retour unitaire	399
8.6.1 Oscillateur contrôle en tension VCO	400
8.6.2 Comparateur de phase	400
8.6.3 Filtre de boucle	401
8.6.4 Équations générales de la boucle à retour unitaire	401
8.7 Boucle à verrouillage de phase à retour non unitaire	402

8.8	Analyse du fonctionnement en régime statique	402
8.8.1	Boucle à retour unitaire	403
8.8.2	Boucle à retour non unitaire	403
8.8.3	Synthétiseurs de fréquence à boucles multiples	404
8.8.4	Diviseur à double module	407
8.9	Stabilité de la boucle à verrouillage de phase	409
8.9.1	Fonction de transfert des filtres de la boucle	409
8.10	Stabilité des boucles à retour non unitaire	418
8.10.1	Filtre passe-bas avec réseau correcteur par avance de phase	418
8.10.2	Filtre intégrateur avec réseau correcteur par avance de phase	419
8.10.3	Filtre intégrateur avec correcteur par avance de phase et passe-bas	420
8.10.4	Filtre intégrateur parfait et filtre passe-bas	420
8.11	Analyse de la boucle en régime dynamique	420
8.11.1	Stimuli d'entrée	421
8.11.2	Réponse pour des systèmes d'ordre 2 ou ordre 3 quel que soit N	423
8.12	Modulation d'une boucle à verrouillage de phase	430
8.12.1	Principe	430
8.12.2	Modulation du PLL par un signal ayant une composante continue	432
8.13	Calcul des éléments de la boucle à verrouillage de phase	434
8.13.1	Principe	434
8.13.2	Exemple de calcul des éléments du filtre de boucle	435
8.14	Cas des circuits intégrés incluant une pompe de charge	436
8.14.1	Système bouclé du deuxième ordre	437
8.14.2	Système bouclé du troisième ordre	437
8.15	Plage de capture et plage de verrouillage	438
8.16	Éléments constituant la boucle à verrouillage de phase	439
8.16.1	Multiplicateurs analogiques	440
8.16.2	Circuits logiques	441
8.17	Influence du bruit sur la boucle	449
8.17.1	Principe	449
8.17.2	Mesure du bruit de phase	451
8.18	Évolution des PLL	452
8.18.1	Circuit Motorola MC145151	452
8.18.2	Circuit Qualcomm Q3236	457
8.18.3	Circuit Analog Devices ADF4360	460
8.18.4	Comparaison entre les trois exemples de PLL	464
8.19	Conclusion	466

CHAPITRE 9 - ADAPTATION D'IMPÉDANCE	467
9.1 Objectif de l'adaptation d'impédance	467
9.2 Transformation d'impédance	469
9.2.1 Transformation série-parallèle	469
9.2.2 Transformation parallèle-série	470
9.2.3 Transformations usuelles	471
9.3 Coefficients de surtension des circuits <i>RLC</i>	471
9.3.1 Circuit <i>RLC</i> série	471
9.3.2 Circuit <i>RLC</i> parallèle	472
9.4 Définition du réseau d'adaptation	473
9.4.1 Définition du coefficient de surtension du circuit chargé	474
9.4.2 Exemple de calcul du coefficient de surtension du circuit chargé	475
9.5 Condition pour l'adaptation d'impédance	476
9.5.1 Principe	476
9.5.2 Exemple de calcul d'un circuit d'adaptation	477
9.6 Circuits d'adaptation comprenant deux éléments réactifs	478
9.6.1 Impédances de source et de charge réelles	478
9.6.2 Impédances de source complexe et impédances de charge réelle	479
9.6.3 Impédance de source réelle et impédance de charge complexe	479
9.7 Circuits d'adaptation comprenant trois éléments réactifs	483
9.7.1 Circuits en PI et en T	485
9.7.2 Généralisation du procédé	489
9.7.3 Circuits d'adaptation en PI avec impédances de source et de charge complexes	489
9.7.4 Association de circuits élémentaires non symétriques . .	493
9.7.5 Adaptation large bande ou bande étroite	494
9.7.6 Insertion d'un filtre passe-bande supplémentaire	495
9.8 Adaptation d'impédance très large bande	495
9.8.1 Réseau d'adaptation de type passe-bas	496
9.8.2 Réseau d'adaptation de type passe-haut	499
9.8.3 Réseau d'adaptation de type passe-bande	502
9.8.4 Extension de la méthode à un plus grand nombre d'éléments	505
9.9 Conclusion	506
CHAPITRE 10 - MICROSTRIP	507
10.1 Lignes de transmission	507
10.1.1 Définition	507
10.1.2 Ligne sans pertes	509

10.2	Exemples de lignes de transmission	509
10.2.1	Lignes coplanaires	509
10.2.2	Lignes à fentes	509
10.2.3	Stripline	509
10.2.4	Ligne coaxiale	510
10.2.5	Ligne microstrip	511
10.2.6	Conducteur cylindrique	512
10.3	Impédance caractéristique du microstrip	513
10.3.1	Z_0 en fonction de w/h	514
10.3.2	w/h en fonction de Z_0	515
10.3.3	Corrections dues à l'épaisseur t du microstrip	515
10.3.4	Valeurs standards	516
10.4	Pertes dans les lignes	516
10.4.1	Pertes dans les conducteurs	516
10.4.2	Pertes dans le diélectrique	518
10.5	Fréquence de coupure	518
10.6	Longueur d'onde, vitesse de propagation et constante de phase	518
10.7	Discontinuité dans les lignes	519
10.7.1	Filtres à constantes localisées	519
10.7.2	Discontinuité dans la largeur	523
10.8	Conclusion	530

Web

CHAPITRE 11 - SUPPLÉMENT EN LIGNE : INTRODUCTION À MATLAB

BIBLIOGRAPHIE	531
---------------	-----

INDEX	533
-------	-----

RÈGLES DE BASE EN HAUTE FRÉQUENCE

1.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la présentation des notions fondamentales utilisées pour la conception des systèmes de radiocommunications. Ces notions importantes doivent être correctement assimilées avant d'envisager la conception de systèmes performants.

Les résultats essentiels constituent un aide-mémoire du concepteur.

Les notions fondamentales permettront :

- l'analyse d'un circuit;
- la conception des sous-ensembles et leur association ;
- l'appréciation des performances d'un composant fourni : amplificateur, mélangeur ou tout autre circuit intégré accomplissant une fonction complexe.

Ce chapitre est donc consacré aux :

- notions de puissance exprimée en unités relatives : dBm;
- bruit, rapport signal sur bruit, facteur et température de bruit;
- point de compression à 1 dB;
- distorsion d'intermodulation d'ordre 2 et 3 ;
- bilan de liaison ;
- propagation des ondes.

1.2 Puissance et dBm

En radiocommunication, l'amplitude des signaux est rarement exprimée en V ou μV . En outre, les impédances de charge et d'entrée sont identiques et égales à $50\ \Omega$.

On s'intéresse à la puissance P fournie à cette charge :

$$P = \frac{V^2}{R}$$

où V est la tension efficace présente aux bornes de la charge. Dans cette relation si V est exprimée en volt et R en ohm, P est en watt.

En radiocommunication, les puissances rencontrées sont comprises entre quelques pW – puissance à l'entrée d'un récepteur par exemple – et plusieurs dizaines de kW, en sortie d'un émetteur par exemple.

Pour simplifier les calculs, on préfère manipuler la puissance en unité relative dBm ou dBW.

Le terme dBm fait référence à une puissance de 1 mW. Une puissance $P(\text{mW})$ exprimée en mW est convertie en $P(\text{dBm})$, puissance exprimée en dBm en utilisant la relation :

$$P(\text{dBm}) = 10 \log P(\text{mW})$$

ce qui donne les conversions présentées au *tableau 1.1*.

Tableau 1.1

Puissance en dBm	Puissance en mW
+ 30	1 000
+ 20	100
+ 10	10
0	1
– 10	0,1
– 20	0,01
– 40	0,000 1
– 60	0,000 001
– 80	0,000 000 01

Pour l'unité dBW on aurait la table de conversion du *tableau 1.2*.

Tableau 1.2

Puissance en dBW	Puissance en W
0	1
- 10	0,1
- 20	0,01
- 30	0,001
- 40	0,000 1
- 50	0,000 01
- 70	0,000 000 1
- 90	0,000 000 001
- 110	0,000 000 000 01

Dans certains cas la référence n'est plus une puissance mais une tension. On rencontre alors des tensions exprimées en dB μ V. La référence est une tension de 1 μ V.

$$V(\text{dB}\mu\text{V}) = 20 \log V(\mu\text{V})$$

ce qui donne la table de conversion du *tableau 1.3*.

Tableau 1.3

Puissance en mW	Puissance en dBm	Tension en dB μ V	Tension en μ V
1 000	+ 30	+ 137	7 079 457
100	+ 20	+ 127	2 238 721
1	0	+ 107	223 872
0,01	- 20	+ 87	22 387
0,000 1	- 40	+ 67	2 238
0,000 001	- 60	+ 47	223,8
0,000 000 01	- 80	+ 27	22,4
0,000 000 000 1	- 100	+ 7	2,2
0,000 000 000 02	- 107	0	1

Ces tableaux montrent tout l'intérêt de travailler en unités relatives, elles évitent la manipulation de très grands ou très petits nombres.

Les émetteurs et les récepteurs sont constitués par la mise en cascade de quadripôles de gain G_1 . Ces quadripôles peuvent être des amplificateurs, des filtres, des mélangeurs, etc.

Le calcul des gains globaux se résume à des suites d'additions ou soustractions en utilisant une des unités relatives. Le dB est l'unité la plus utilisée.

EXEMPLE

Soit une chaîne constituée, de l'entrée vers la sortie, d'un filtre de perte d'insertion 3 dB, d'un amplificateur de 20 dB de gain, d'un second filtre de 6 dB de perte d'insertion et d'un second amplificateur de 27 dB de gain.

Le gain global G vaut alors : $G = -3 + 20 - 6 + 27 = 38$ dB.

Le schéma synoptique de cette chaîne est représenté à la *figure 1.1*.

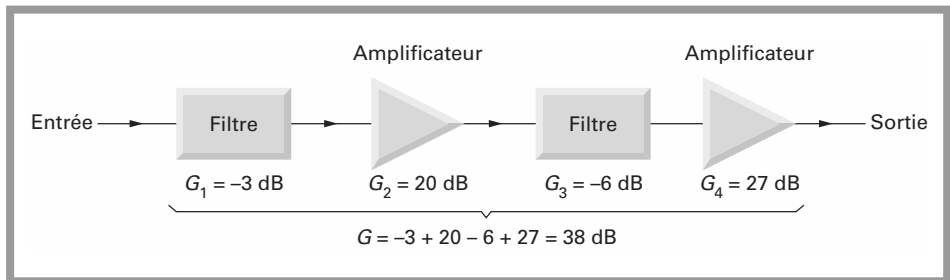


Figure 1.1 – Exemple de calcul du gain global d'une chaîne d'amplification-filtrage.

1.3 Bruit et facteur de bruit

Tout système de communication est affecté par les bruits externes et internes qui limitent ses performances. Pour concevoir et prédire les performances d'un système de communication il est impératif de bien maîtriser toutes les notions de bruit et de facteur de bruit.

Aux bornes d'une résistance R à la température T , il existe une tension de bruit de la valeur instantanée $V(t)$.

La fem de bruit est la racine du carré moyen de la tension soit : $\sqrt{\overline{V^2}}$, avec

$$\overline{V^2} = \frac{1}{T} \int_0^T V^2(t) dt$$

Le bruit thermique ayant une densité spectrale de puissance uniforme – bruit blanc – on a donc pour toute la gamme des fréquences la relation de Nyquist :

$$V = \sqrt{4kTBR}$$

V est la tension efficace de bruit en volt;

k représente la constante de Boltzmann : $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1}$;

T est la température exprimée en K;

R est la résistance en ohm;

B est la bande de fréquence considérée exprimée en Hz.

La puissance maximale de bruit qui est transférée à une charge vaut :

$$N = \frac{\overline{V^2}}{4R}$$

ou :

$$N = kTB$$

Cette relation, pour des raisons pratiques, est souvent présentée de la manière suivante :

$$N[\text{dBm}] = -174 + 10 \log B$$

$$k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J} \cdot \text{K}^{-1};$$

$$T = 17^\circ\text{C};$$

$$T[\text{K}] = 273 + T[^\circ\text{C}].$$

Ceci donne pour différentes valeurs de largeur de bande B :

$$B = 1 \text{ Hz} \quad N = -174 \text{ dBm}$$

$$B = 1 \text{ kHz} \quad N = -144 \text{ dBm}$$

$$B = 1 \text{ MHz} \quad N = -114 \text{ dBm}$$

$$B = 10 \text{ MHz} \quad N = -104 \text{ dBm}$$

Dans le système de communication simplifié de la *figure 1.2*, N représente la puissance de bruit à l'entrée du récepteur que le signal utile reçu doit dominer. Le niveau est le niveau plancher de bruit. Si la puissance du signal reçu C est égale à la puissance de bruit N , le rapport porteuse sur bruit vaut 1.

$$C/N = 1$$

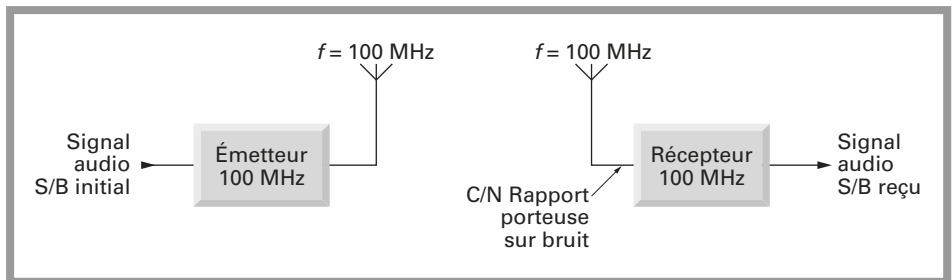


Figure 1.2 – Schéma simplifié d'une liaison audio à 100 MHz situant les rapports C/N et S/B.

Il est évident que le bruit perturbera la transmission et l'on cherchera à le minimiser.

Ces exemples montrent d'une manière évidente que l'on doit, à chaque fois que cela est possible, utiliser une largeur de bande la plus faible possible.

L'étude des procédés de modulation montrera que la largeur de bande est liée à l'information à transmettre et au procédé de modulation.

Au cours de la phase de conception, il faudra donc opter pour un compromis entre performance et largeur de bande. Tous ces points seront détaillés dans les chapitres suivants.

1.4 Rapport signal sur bruit et porteuse sur bruit

Le rapport signal sur bruit est défini comme le rapport de la puissance de signal à la puissance de bruit :

$$\text{porteuse / bruit} = \text{puissance du signal} / \text{puissance du bruit}$$

À l'entrée d'un récepteur, on a coutume de désigner par C – de l'anglais *carrier* – la puissance du signal et par N – de l'anglais *noise* – la puissance du bruit.

Le rapport signal sur bruit s'écrit donc :

$$\text{porteuse / bruit} = C/N$$

Si les puissances sont exprimées en W ou en mW, le rapport signal sur bruit est sans unité. Dans la pratique, C et N sont exprimés en dBm et on a :

$$(\text{porteuse / bruit})_{\text{dB}} = C_{\text{dBm}} - N_{\text{dBm}}$$

Pour le signal à transmettre, signal en bande de base, on parle de rapport signal sur bruit noté S/B qui comme précédemment, est soit sans unité soit en dB.

Il est important de ne pas confondre les deux rapports C/N et S/B .

Le schéma synoptique simplifié d'une transmission d'un signal audio à 100 MHz de la *figure 1.2* situe les différents rapports C/N et S/B .

C/N est relatif au signal autour de la fréquence porteuse et S/B relatif au signal en bande de base (signal démodulé).

1.5 Facteur de bruit

Considérons l'amplificateur idéal de la *figure 1.3*, ne produisant pas de bruit. Il reçoit à son entrée une puissance de signal S_e et une puissance de bruit N_e avec :

$$N_e = kTB$$

Si G représente le gain de l'amplificateur, on récupère en sortie :

$$S_s = GS_e$$

$$N_s = GN_e$$

Le rapport signal sur bruit est le même en entrée et en sortie :

$$S_s/N_s = S_e/N_e$$

Dans le cas d'un amplificateur réel de la *figure 1.4*, la puissance de bruit en sortie N_s est plus importante que celle de l'amplificateur idéal. On pose alors :

$$N_s = GN_e + (F - 1) GN_e$$

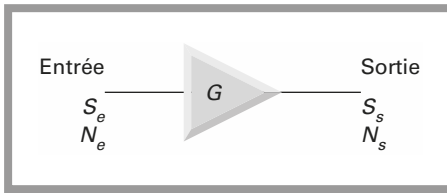


Figure 1.3 - Amplificateur idéal.

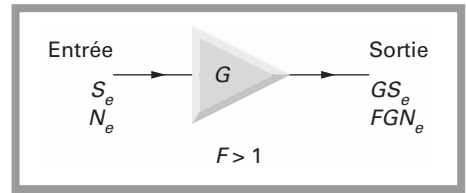


Figure 1.4 - Amplificateur réel.

Cette relation peut s'énoncer :

*bruit total en sortie = bruit de l'entrée amplifié
+ contribution de bruit de l'étage amplificateur.*

Le facteur de bruit peut aussi se mettre sous la forme :

$$F = \frac{S_e/N_e}{S_s/N_s}$$

Dans la pratique F est exprimé en dB.

$$F_{\text{dB}} = 10 \log F$$

$$F_{\text{dB}} = \left(\frac{S_e}{N_e} \right)_{\text{dB}} - \left(\frac{S_s}{N_s} \right)_{\text{dB}} = 10 \log \frac{S_e}{N_e} - 10 \log \frac{S_s}{N_s}$$

On cherche évidemment les facteurs de bruit les plus faibles possible. Les performances des semi-conducteurs en amélioration constante permettent des facteurs de bruit inférieurs à 1 dB, 0,7 dB dans certains cas.

Des valeurs de 3 dB sont assez courantes pour des amplificateurs large bande mais elles peuvent parfois atteindre 6 ou 7 dB.

Les répercussions du facteur de bruit d'un étage amplificateur sur la chaîne de transmission sont fonction de l'emplacement de cet amplificateur dans la chaîne.

Ce point particulier sera examiné dans le chapitre consacré à la structure des émetteurs et des récepteurs.

1.5.1 Facteur de bruit d'un atténuateur

Considérons un atténuateur de rapport A , recevant à son entrée la puissance de signal S_e et la puissance de bruit N_e . Si l'atténuateur divise le signal, il n'a malheureusement pas la faculté de diminuer le bruit, toute la puissance de bruit se retrouve donc en sortie et l'on a les relations : $S_s = S_e / A$, et $N_s = N_e$.

On cherche le facteur de bruit de l'atténuateur.

$$F = \frac{S_e / N_e}{S_s / N_s} = \frac{S_e / N_e}{S_e / A N_e}$$

Finalement, le facteur de bruit de l'atténuateur en dB est égal à son atténuation en dB.

$$F_{\text{dB}} = A_{\text{dB}}$$

1.5.2 Facteur de bruit de plusieurs étages en cascade

Le schéma de la *figure 1.5* représente plusieurs étages en cascade, chacun des étages ayant un gain G_i et un facteur de bruit F_i . À l'entrée de la chaîne d'amplification, on a les deux grandeurs, signal S_e et bruit N_e . En sortie du premier amplificateur, on récupère :

$$S_{S1} = G_1 S_e$$

$$N_{S1} = G_1 N_e + (F_1 - 1) N_e G_1 = F_1 G_1 N_e$$

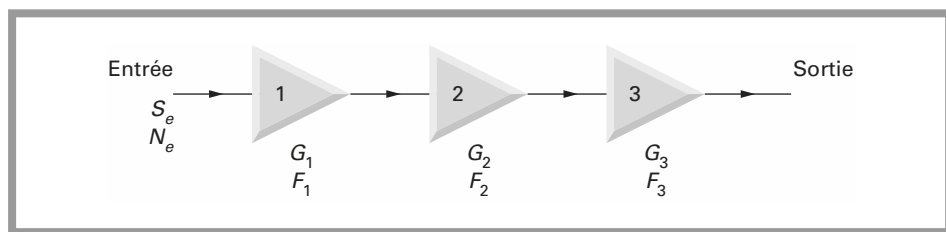


Figure 1.5 – Facteur de bruit de plusieurs étages en cascade.

En sortie du deuxième étage, on récupère :

$$S_{S2} = G_2 S_{S1}$$

$$N_{S2} = G_2 N_{S1} + (F_2 - 1) N_e G_2$$

où le deuxième terme correspond à la contribution de bruit du deuxième étage.

On cherche le facteur de bruit global de l'ensemble des deux amplificateurs 1 et 2 :

$$F_{1,2} = \frac{S_e/N_e}{S_{s2}/N_{s2}}$$

$$F_{1,2} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

La même opération peut être réitérée pour un nombre quelconque d'étages.

On aurait pour une cascade de trois étages :

$$F_{1,2,3} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2}$$

On remarque que dans ces équations, le facteur de bruit du premier étage est prépondérant. On dit en général que le bruit du premier étage masque le bruit des étages suivants.

Dans ces relations, F_i et G_i sont des valeurs sans unité; dans la pratique F_i et G_i sont données en dB. Il faudra préalablement convertir les valeurs en dB en utilisant les relations suivantes :

$$F = 10^{\frac{F_{dB}}{10}} \quad G = 10^{\frac{G_{dB}}{10}}$$

EXEMPLE

Un amplificateur A_2 , non performant, a un gain de 30 dB et un facteur de bruit de 6 dB, il est précédé par un amplificateur de gain 20 dB et facteur de bruit de 1 dB.

$$F_1 = 10^{\frac{1}{10}} = 1,259$$

$$G_1 = 10^{\frac{20}{10}} = 100$$

$$F_2 = 10^{\frac{6}{10}} = 3,981$$

$$G_2 = 10^{\frac{30}{10}} = 1000$$

$$F_{1,2} = 1,259 + \frac{3,981 - 1}{100}$$

$$F_{1,2} = 1,259 + 0,029 = 1,289$$

$$F_{1,2} = 1,10 \text{ dB}$$

Si le gain de l'étage d'entrée vaut 10 dB le facteur de bruit global des deux étages en cascade vaut :

$$F_{1,2} = 1,259 + \frac{3,981 - 1}{10}$$

$$F_{1,2} = 1,92 \text{ dB}$$

L'étage d'entrée est donc primordial et il doit allier un faible facteur de bruit et un fort gain.

Reprenons le cas des deux amplificateurs A_1 et A_2 , de gain 20 et 30 dB; si ces deux amplificateurs sont précédés d'un filtre passe-bande ayant une perte d'insertion de 1,5 dB, le facteur de bruit global devient :

$$F_1 = 10^{\frac{1,5}{10}} = 1,412$$

Le facteur de bruit d'un élément passif est égal à sa perte d'insertion dans le circuit.

$$G_1 = 10^{\frac{-1,5}{10}} = 0,707$$

$$F_2 = 10^{\frac{1}{10}} = 1,259$$

$$G_2 = 10^{\frac{20}{10}} = 100$$

$$F_3 = 10^{\frac{6}{10}} = 3,981$$

$$G_3 = 10^{\frac{30}{10}} = 1000$$

$$F_{1,2,3} = 1,412 + \frac{0,259}{0,707} + \frac{2,981}{70,7} = 1,82$$

$$F_{1,2,3} = 2,6 \text{ dB}$$

La perte d'insertion du filtre dégrade le facteur de bruit, ce qui était prévisible. Dans ce cas, on remarque que le facteur de bruit global est voisin de la somme des facteurs de bruit des deux premiers étages.

Si l'on néglige la présence du troisième étage, en considérant que le gain du premier étage est suffisant pour masquer le bruit des étages suivants on peut écrire, pour l'atténuateur ou filtre :

$$F_1 = A$$

$$G_1 = \frac{1}{F_1} = \frac{1}{A}$$

Le facteur de bruit global $F_{1,2}$ s'écrit :

$$F_{1,2} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = A + (F_2 - 1)A$$

$$F_{1,2} = AF_2$$

$$F_{1,2}(\text{dB}) = A(\text{dB}) + F_2(\text{dB})$$

Cette relation ne s'applique que dans le cas où le facteur de bruit du premier étage est égal à sa perte d'insertion. Ces exemples montrent que dans la plupart des cas de calcul du facteur de bruit global d'une chaîne d'amplification et filtrage, on peut faire l'approximation en ne tenant compte que des deux premiers étages. On doit malgré tout s'assurer de la validité de cette approximation.

1.6 Température de bruit

1.6.1 Principe

Pour la notion de température de bruit on utilise la représentation de la *figure 1.6*.

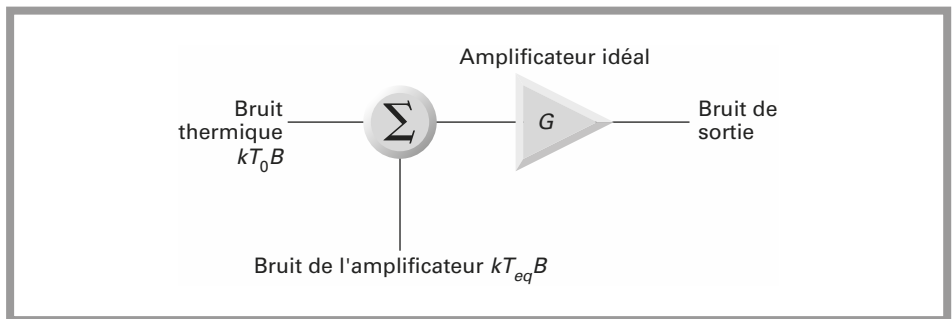


Figure 1.6 – Schéma équivalent pour la notion de température de bruit.

L'amplificateur idéal reçoit à l'entrée deux puissances de bruit, le bruit thermique kT_0B et la contribution de bruit de l'amplificateur $kT_{eq}B$, où T_0 est la température de référence (en général 290 K), et T_{eq} est appelée température équivalente de bruit.

En sortie de l'amplificateur, la puissance de bruit vaut :

$$N_S = G(kT_0B + kT_{eq}B)$$

Dans le cas du facteur de bruit, nous avons la relation :

$$N_S = FGN_e = FGkT_0B$$

La température équivalente de bruit et le facteur de bruit qui sont en fait, deux méthodes différentes pour modéliser un amplificateur bruyant, sont donc liés par la relation :

$$F = 1 + \frac{T_{eq}}{T_0}$$

Dans cette relation, F est sans unité et T_0 est la température de référence.

De la même manière, il est possible de calculer la température équivalente de bruit en connaissant son facteur de bruit :

$$T_{eq} = T_0 (F - 1)$$

1.6.2 Température de bruit de plusieurs étages en cascade

Une température équivalente de bruit caractérise donc un quadripôle bruyant.

Comme pour le facteur de bruit, on peut cascader plusieurs quadripôles et chercher la température équivalente de bruit résultante.

$$F_{1,2} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1}$$

$$F_{1,2} = 1 + \frac{T_{eq1,2}}{T_0}$$

$$F_1 = 1 + \frac{T_{eq1}}{T_0}$$

$$F_2 = 1 + \frac{T_{eq2}}{T_0}$$

$$1 + \frac{T_{eq1,2}}{T_0} = 1 + \frac{T_{eq1}}{T_0} + \frac{1 + \frac{T_{eq2}}{T_0} - 1}{G_1}$$

$$T_{eq1,2} = T_{eq1} + \frac{T_{eq2}}{G_1}$$