



HAL
open science

Robustesse d'une communication 4G (LTE) à des perturbations électromagnétiques

Olivier Stienne

► **To cite this version:**

Olivier Stienne. Robustesse d'une communication 4G (LTE) à des perturbations électromagnétiques. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Lille, 2023. Français. NNT : 2023ULILN024 . tel-04426271

HAL Id: tel-04426271

<https://theses.hal.science/tel-04426271>

Submitted on 30 Jan 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Université de Lille

École Doctorale : **ENGYSYS Sciences de l'ingénierie et des systèmes**

Préparé à l'IEMN et l'UGE

IEMN - Institut d'électronique de microélectronique et de nanotechnologie

UGE - Université Gustave Eiffel site de Lille

Robustesse d'une communication 4G (LTE) à des perturbations électromagnétiques

par Olivier STIENNE

Thèse présentée et soutenue publiquement le 29 septembre 2023
en vue de l'obtention du grade de docteur de l'université de Lille
Spécialité Electronique, microélectronique, nanoélectronique et micro-ondes

Directeur :

Eric SIMON, Maître de conférences HDR Université de Lille

Co-directrice :

Virginie DENIAU, Directrice de recherche HDR Université Gustave Eiffel

Membres du jury :

Président :

Laurent CLAVIER, Professeur des universités IMT Nord Europe

Rapporteurs :

Françoise PALADIAN, Professeure des universités Université Clermont Auvergne

Mohammad-Ali KHALIGHI, Maître de conférences HDR Ecole Centrale de Marseille

Examineur :

Cyrille SICLET, Maître de conférences Université Grenoble Alpes

Remerciements

Comment remercier toutes les personnes qui ont contribué à l'aboutissement de cette thèse à mi-temps, sans en oublier ?

Peut-être chronologiquement ?

Alors merci à Patrick Scaufflair, directeur de l'Icam de Lille au début cette thèse et aujourd'hui Président Recteur de l'université catholique de Lille, qui m'a permis de commencer ce travail en tant que salarié de l'Icam. Merci à Michel Fryziel, Maître de conférences à l'université de Lille, mon camarade de promotion au CNAM de Lille, qui a eu la bonne idée de me présenter Laurent Clavier Professeur des universités à l'IMT Nord Europe. Un double merci à Monsieur Laurent Clavier qui m'a fait rencontrer Eric Simon, mon directeur de thèse et Virginie Deniau, ma co-directrice de thèse et me fait l'honneur de présider le jury. Un grand merci à Eric et Virginie qui n'étaient pas trop de deux pour m'aider, me soutenir, me guider jusqu'au bout de ce travail.

Je souhaite aussi adresser mes remerciements à Madame Françoise Paldian, Professeure des universités à l'Université Clermont Auvergne et Monsieur Mohammad-Ali Khalighi, Maître de conférences à l'Ecole Centrale de Marseille d'avoir accepté d'être les rapporteurs de cette thèse ainsi que Cyrille Siclet, Maître de conférences à l'Université Grenoble Alpes, qui a bien voulu être examinateur et membre du jury.

Je ne dois pas oublier de remercier la "Broken Arm Team" (Céline, Bilel, Allal, Loïc, Djamel, Abdel, Lamine, Marco, Rémy et Alycia), tous les permanents de l'Icam, ainsi que toutes les personnes que j'ai croisées à l'IEMN et à l'IFSTTAR (désormais "Université Gustave Eiffel") qui m'ont encouragé pendant ces six années Un remerciement supplémentaire à Madame Virgine Deniau et à l'Université Gustave Eiffel qui m'ont accueilli dans leurs laboratoires pour mener ces travaux de recherches.

Résumé

Les systèmes de télécommunication assurent un rôle important dans les opérations ferroviaires. Elles permettent la communication entre l'infrastructure mobile et l'infrastructure fixe. Actuellement, c'est GSM-R qui fournit une connectivité 2G+ transparente entre l'infrastructure au sol et le train. Mais le GSM-R n'a pas la capacité de transmettre les énormes quantités de données aujourd'hui indispensable à la numérisation des chemins de fer. Pour s'adapter aux besoins de leurs clients, les systèmes radiocommunication ferroviaires ont intégré des modules LTE (4G).

Dans le cadre de cette thèse, nous étudions la robustesse d'une communication 4G à des perturbations électromagnétiques. Dans un premier temps, le réseau LTE est décrit en partant de son architecture générale jusqu'aux couches les plus basses. C'est la couche PHY qui gère la communication radio et la modulation OFDM associée. C'est pourquoi nous présentons les indicateurs de qualité de la liaison radio les plus appropriés, l'EVM et l'ACLR. Dans un second temps, nous présentons les perturbations électromagnétiques et plus précisément les interférences transitoires rapides. Les interférences transitoires rapides sont produites lors des pertes de contact entre la caténaire et le pantographe et peuvent perturber les radiocommunications à bord des trains. Un modèle de l'interférence transitoire est utilisé pour tester la communication LTE. Une description des différents paramètres du modèle pouvant perturber la communication LTE est réalisée. Le PAPR permet de mesurer la qualité des signaux issu de la modulation OFDM. Il est aussi un des indicateurs de mesure pour les interférences transitoires.

Ensuite, une approche expérimentale à l'aide banc de mesures permettant d'injecter des interférences transitoires dans une communication LTE est mise en œuvre. Ce banc de mesures en mode conduit est présenté avec ses avantages et ses inconvénients. Les indicateurs usuels d'une modulation numérique de type OFDM que sont l'EVM, l'ACLR et le PAPR peuvent

alors être relevés.

Enfin l'analyse des indicateurs va montrer leur pertinence vis-à-vis d'une interférence transitoire. Parmi les indicateurs mesurés, c'est le PAPR qui s'est montré le plus pertinent pour détecter l'interférence transitoire rapide lors de nos mesures.

Abstract

Telecommunication systems play an important role in railway operations. They enable communication between the mobile and fixed infrastructure. Currently, it is GSM-R that provides seamless 2G+ connectivity between the ground infrastructure and the train. But GSM-R does not have the capacity to transmit the huge amounts of data that are today essential for the digitalization of railroads. To adapt to the needs of their customers, railway radio systems have integrated LTE (4G) modules.

In this thesis, we study the robustness of a 4G communication to electromagnetic disturbances. First, the LTE network is described from its general architecture to the lowest layers. It is the PHY layer that manages the radio communication and the associated OFDM modulation. Therefore, we present the most appropriate radio link quality indicators, EVM and ACLR. In a second step, we present the electromagnetic disturbances and more precisely the fast transient interference. Fast transient interference is produced when contact is lost between the catenary and the pantograph and can disturb the radio communications on board the train. A transient interference model is used to test LTE communication. A description of the different parameters of the model that can interfere with LTE communication is performed. The PAPR is used to measure the quality of signals from OFDM modulation. It is also one of the measurement indicators for transient interference.

Then, an experimental approach using a measurement bench to inject transient interference into an LTE communication is implemented. This measurement bench in conducted mode is presented with its advantages and disadvantages. The usual indicators of a digital modulation of OFDM type which are the EVM, the ACLR and the PAPR can then be raised.

Finally, the analysis of the indicators will show their relevance to transient interference. Among the indicators measured, it is the PAPR that has shown itself to be the most relevant for detecting fast transient interference during

our measurements.

Table des matières

Liste des Figures	xi
Liste des Tableaux	xiii
Liste des Acronymes	xviii
Introduction	1
1 Les réseaux cellulaires dans les transports	5
1.1 Les télécoms dans les transports terrestres	5
1.1.1 Évolution des réseaux de télécommunication	5
1.1.2 Transports terrestres et besoins en télécom	7
1.1.3 Le rôle des télécommunications dans le secteur ferroviaire	9
1.2 Réseau 4G/LTE	11
1.2.1 Architecture du réseau LTE	12
1.2.2 L'architecture protocolaire et le modèle OSI	17
1.2.3 La couche PHY	19
1.3 Les modulations utilisées en LTE	21
1.3.1 Présentation de l'OFDM	21
1.3.2 La technique d'accès OFDMA	25
1.3.3 La technique d'accès SC-FDMA	27
1.3.4 Structure de la chaîne de transmission	29
1.4 Mesures sur la couche physique en LTE	31
1.4.1 L'amplitude du vecteur d'erreur ou l'EVM	31
1.4.2 Les émissions en hors de la bande allouée, l'ACLR . . .	34
1.4.3 Un indicateur de distorsion harmonique, le PAPR . . .	36

2	Les interférences transitoires rapides	41
2.1	Les interférences produites par les pertes de contact caténaire-pantographe	43
2.2	Modélisation de l'interférence transitoire	48
2.3	PAPR d'une interférence transitoire	55
3	Banc de mesure sur la chaîne de transmission LTE	57
3.1	Le banc de mesure	58
3.1.1	le mode conduit et le bilan des puissances	58
3.2	L'instrumentation	61
3.2.1	Le testeur de radiocommunication	61
3.2.2	Le générateur de signaux arbitraires	66
3.2.3	L'oscilloscope	68
3.2.4	Mesures et calcul du PAPR	69
3.3	Indicateurs mesurés à l'aide du CMW500	70
3.3.1	Mesure de l'EVM	71
3.3.2	Mesure de l'ACLR	72
4	Mesures des indicateurs LTE en présence d'interférences transitoires	73
4.1	Evolution de l'EVM en présence d'interférences transitoires . .	76
4.1.1	Mesures en fonction de l'ISR	76
4.1.2	Analyse en fonction du temps de répétition	78
4.2	Evolution de l'ACLR en présence d'interférences transitoires .	79
4.2.1	Mesures en fonction de l'ISR	79
4.2.2	Analyse en fonction du temps de répétition	81
4.3	Analyse du PAPR en fonction du temps de répétition	85
	Conclusion	89
	Annexes	95
A	Calcul du PAPR d'une interférence transitoire	95

B	Configuration du front-end de l'eNodeB	101
C	Relevés de l'EVM en fonction de l'ISR	105
D	Relevés de l'ACLR en fonction de l'ISR	109
	Bibliographie	113

Table des figures

1.1	Transmission LTE sur un TGV	10
1.2	Évolution des réseaux cellulaires	12
1.3	Architecture du réseau LTE	13
1.4	Architecture du plan de contrôle Radio	17
1.5	Décomposition de la trame LTE	20
1.6	Schéma de principe du modulateur OFDM	22
1.7	Préfixe cyclique et symbole	23
1.8	chaîne d'émission OFDM	24
1.9	Répartition des utilisateurs sur une grille l'OFDMA	25
1.10	grille LTE	26
1.11	Émission de signaux OFDMA et SC-FDMA	27
1.12	Grilles temps-fréquences OFDMA et SC-FDMA (source Agilent)	29
1.13	la chaîne de transmission	30
1.14	Représentation graphique de la mesure de l'EVM	32
1.15	points de mesures de l'EVM d'une liaison montante	33
1.16	Spécifications l'ACLR pour les canaux LTE et WCDMA ad- jacents dans le cas d'une bande allouée de 10 MHz	36
2.1	décharge électrostatique caténaire/pantographe TGV	42
2.2	Photo des antennes placées le long de la voie TGV	44
2.3	Principe de mesure des interférences le long de la voie TGV .	45
2.4	Interférence transitoire mesurée sur les 2 voies de l'oscilloscope	46
2.5	Interférence transitoire mesurée le long de la voie	47
2.6	Représentation temps/fréquence de l'interférence caténaire panto- graphe	47
2.7	Représentation temporelle des interférences transitoires	51
2.8	Interférence transitoire modulée à 897,5MHz	53
2.9	Représentation spectrale des interférences transitoires	54

3.1	Éléments du banc de mesure en mode conduit	58
3.2	Schéma de principe du banc de mesure en mode conduit . . .	59
3.3	Schéma de câblage de la partie conduite	60
3.4	Bilan des puissances du montage	60
3.5	fenêtre de configuration de la partie eNodeB	62
3.6	Méthode de mesure de l'EVM dans un symbole	63
3.7	Mesures de l'EVM sur le CMW500	64
3.8	Mesures de l'ACLR sur le CMW500	65
3.9	Signal RF reçu par le CMW500 mesuré à l'oscilloscope	68
4.1	EVM en fonction de l'ISR, pour une bande de 10MHz	77
4.2	EVM fonction de l'ISR pour une bande allouée de 1,4MHz . .	77
4.3	EVM avant coupure de la communication LTE	78
4.4	Mesures de l'ACLR sur le CMW500	80
4.5	$ACLR_{E-UTRA_{pos}}$ BW = 1,4 MHz	81
4.6	$ACLR_{UTRA_{2neg}}$ BW = 10 MHz	82
4.7	ACLR avant coupure de la communication	83
4.8	PAPR avant coupure de la communication	86
A.1	Évolution de la tension efficace de l'interférence en fonction de la période de répétition	97
A.2	Évolution de t_{rise} et t_{hold} pour le calcul du PAPR	98
B.1	schéma simplifié du front-end de l'eNodeB sur une voie	101
B.2	Mesures de l'EVM pour une communication sur une voie . . .	102
B.3	schéma simplifié du front-end de l'eNodeB sur voies séparées .	103
B.4	EVM d'une communication sur voies séparées	104
C.1	EVM fonction de l'ISR pour une bande allouée de 1,4MHz . .	105
C.2	EVM fonction de l'ISR pour une bande allouée de 3MHz . . .	106
C.3	EVM fonction de l'ISR pour une bande allouée de 5MHz . . .	106
C.4	EVM fonction de l'ISR pour une bande allouée de 10MHz . .	107
D.1	Mesures d'ACLR pour une BW de 1,4MHz avec différentes périodes de répétition	109

D.2	Mesures d'ACLR pour une BW de 3MHz avec différentes périodes de répétition	110
D.3	Mesures d'ACLR pour une BW de 5MHz avec différentes périodes de répétition	111
D.4	Mesures d'ACLR pour une BW de 10MHz avec différentes périodes de répétition	112

Liste des tableaux

1.1	Allocation des bandes de fréquences en LTE	14
1.2	Paramètres principaux d'une communication LTE	21
1.3	Paramètres d'une trame LTE	24
1.4	Exigences maximales pour l'EVM	34
1.5	Exigences minimales pour l'ACLR	36
1.6	Valeurs de référence du PAPR	40
3.1	Paramètres de calcul de l'EVM	63
4.1	Mesures du PAPR pour la liaison montante de la communication LTE sans interférence transitoire	86
B.1	Mesures de l'EVM _{RMS} pour les deux configurations	103

Liste des Acronymes

3GPP	3rd Generation Partnership Project
3GPP2	3rd Generation Partnership Project 2
5G NR	5G new radio
ACLR	Adjacent Channel Leakage Ratio
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
AMPS	Analog Mobile Phone System
AMRC	Accès Multiple à Répartition de Code
AWS	Advances Wireless Services
BLER	Bloc Error Rate
CBTC	Communication based train control
CDMA	Code Division Multiple Access
CEM	Compatibilité Electromagnétique
CF	crest factor - Facteur de crête
CISPR	Comité international spécial des perturbations radioélectriques
CP	Cyclic prefix - Préfixe cyclique
DCS	Digital Cellular System
DFT	Discret Fourier Transform
DMRS	Demodulation reference signal
E-UTRA	Evolved Universal Terrestrial Radio Access
E-UTRAN	Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network
eNodeB	Evolved Node B
EPC	Evolved Packet Core

ETSI	European Telecommunications Standards Institute
EVM	Error Vector Magnitude
FDD	Frequency Division Duplex
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FFT	Fast Fourier Transform
GSM	Global System for Mobile Communications
GSM-R	Global System for Mobile communications - Railways
HARQ	Hybrid Automatic Repeat Request
HRPD	High Rate Packet Data
HSDPA	High-Speed Downlink Packet Access
HSPA	High Speed Packet Access
HSS	Home Subscriber Server
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Invers Fast Fourier Transform
IMEI	International Mobile Equipment Identity
IMSI	International Mobile Subscriber Identity
IMT	International Mobile Telecommunications
IMT-A	International Mobile Telecommunications - Advanced
IP	Internet Protocol
ISO	Organisation internationale de normalisation
ISR	Interference to Signal Ratio
J-TACS	Japanese Total Access Communication System
LGV	Ligne Grande Vitesse
LTE	Long Term Evolution
MAC	Medium Access Control
MER	Marging Error Ratio

MME	Mobility Management Entity
MIMO	Multiple Input Multiple Output
NAS	Non Access Stratum
NMT	Nordic Mobile Telephone
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
OSI	Open Systems Interconnection
P-GW	Packet Network Gateway
PA	Amplificateur de puissance
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PCRF	Policy Charging and Rules Function
PCS	Personal Communication Services
PDCP	Packet Data Convergence Protocol
PER	Phase Error Ratio
PSS	Primary synchronization signal
PUCCH	Physical Uplink Control Channel
PUSCH	Physical Uplink Shared Channel
QAM	quadrature amplitude modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RAN	Radio Access Network
RB	Bloc ressource
RE	Element ressource
RF	Radio Fréquence
RLC	Radio Link Control
RRC	Radio Resource Control
RRC	Root Raised Cosine
RS	reference signal

RS-EPRE	reference signal Energy Per Resource Element
SC-FDMA	Single Carrier Frequency Division Multiple Access
S-GW	Server Gateway
SEM	Spectrum Emissions Mask
SIM	Subscriber Identity Module
SISO	Single Input single Output
SSS	Secondary synchronization signal
TACS	Total Access Communication System
TCP	Transmission Control Protocol
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TGV	Train à Grande Vitesse
UDP	User Datagram Protocol
UE	User Equipment
UIT-R	l'Union internationale des télécommunications
UMB	Ultra Mobile Broadband
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UTRA	Universal Terrestrial Radio Access
UTRAN	Universal Terrestrial Radio Access Network
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Metropolitan Area Network

Introduction

Les systèmes de télécommunication jouent un rôle crucial dans la fluidité et la sécurité des réseaux de transport terrestre. Ils facilitent la communication entre les véhicules, les infrastructures et les équipes d'exploitation. En outre, les systèmes de télécommunication offrent également des services multimédia aux utilisateurs tout en permettant une communication simultanée avec les gestionnaires de transports. En somme, ces systèmes sont indispensables pour assurer un fonctionnement efficace et sûr des réseaux de transport terrestre.

En raison de la demande croissante pour les données mobiles, les nouveaux systèmes de radiocommunication nécessitent des débits de plus en plus élevés en utilisant une bande passante limitée. Pour répondre à ces besoins, des techniques de modulation telles que l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ont été développées. L'OFDM est une méthode de modulation multi-porteuses qui permet de coder des signaux numériques par répartition sur des fréquences orthogonales, offrant ainsi une efficacité spectrale et la capacité à résoudre les problèmes de sélectivité de certains canaux en fréquence. Elle est utilisée dans de nombreuses technologies, y compris les réseaux WLAN et les réseaux MAN, ainsi que dans la norme LTE qui définit la technologie cellulaire large bande utilisée pour la 4G.

Par ailleurs, dans le transport ferroviaire, les perturbations électromagnétiques générées par la captation du courant d'alimentation peuvent causer des interférences transitoires rapides, affectant la qualité des communications radio-fréquences. Ces perturbations sont des interférences non-intentionnelles qui peuvent avoir un étalement spectral affectant les fréquences allant de quelques kHz à quelques GHz. Cette cohabitation difficile entre les courants forts utilisés par les chaînes de traction et les courants faibles utilisés pour les systèmes de télécommunication peut donc poser des défis importants pour la communication mobile dans les environnements ferroviaires.

L'objet de cette thèse porte sur l'analyse du comportement des indicateurs de communication LTE en présence de perturbations électromagnétiques. L'objectif est d'identifier les indicateurs les plus pertinents ou de rechercher des indicateurs complémentaires qui reflètent au mieux l'effet des interférences transitoires rapides sur le signal.

Le premier chapitre traite de l'utilisation des réseaux de communication cellulaire dans le domaine du transport terrestre, en particulier du LTE, qui est de plus en plus utilisé en raison de l'augmentation du trafic, de la sécurité et du confort des utilisateurs. L'architecture du réseau LTE est décrite jusqu'à la couche PHY, ainsi que les indicateurs de qualité de lien radio les plus pertinents.

Le deuxième chapitre traite des interférences électromagnétiques à large bande spectrale causées par les pertes de contact caténaire-pantographe, qui sont des interférences transitoires rapides modélisées pour tester la robustesse de la communication LTE. La robustesse de la communication LTE est analysée sur la voie montante à l'aide de différents paramètres du modèle, et le PAPR est présenté comme un indicateur commun aux communications LTE et aux interférences.

Le troisième chapitre décrit notre approche expérimentale utilisant un banc de mesures pour mesurer les indicateurs de qualité de la communication LTE soumis à des perturbations. Les indicateurs courants d'une modulation OFDM sont mesurés à l'aide du testeur de radiocommunication et le PAPR est mesuré à l'aide de l'oscilloscope.

Le quatrième chapitre présente une synthèse des mesures sur les différents indicateurs de la communication LTE choisis, qui ont montré que le PAPR est l'indicateur approprié pour détecter une interférence transitoire. Les évolutions du banc de mesures sont présentées ainsi que les points de vigilance à avoir lors des mesures en mode conduit. Une réflexion est proposée sur l'utilisation de la simulation pour visualiser l'impact des interférences sur certains indicateurs de la communication et l'utilisation de la méthode de mesure à d'autres types de modulations numériques.

En conclusion, cette étude vise à identifier les indicateurs les plus représentatifs de l'effet des interférences transitoires rapides sur le signal LTE.

En présence de ces perturbations électromagnétiques, les résultats ont montré que le PAPR est l'indicateur le plus approprié pour détecter ces interférences.

Les publications de l'auteur sont listées ci-dessous :

[1] O. Stienne, V. Deniau, E. P. Simon, and M. R. Kousri, "Susceptibility of 4G communications in railway EM environment," in 2018 2nd URSI Atlantic Radio Science Meeting (AT-RASC), pp. 1–4, IEEE, 2018.

[2] O. Stienne, V. Deniau, E. P. Simon, and M. R. Kousri, "Test de susceptibilité de communication lte face aux interférences produites par le contact caténaire-pantographe," in CEM 2018, 19ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ÉlectroMagnétique, p. 6p, 2018.

[3] G. Romero, V. Deniau, and O. Stienne, "LTE physical layer vulnerability test to different types of jamming signals," in 2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE, pp. 1138–1143, IEEE, 2019.

[4] S. Martinez, C. Gransart, O. Stienne, V. Deniau, and P. Bon, "Soren, how dynamic software update tools can help cybersecurity systems to improve monitoring and actions," *Journal of Universal Computer Science*, vol. 28, no. 1, pp. pp27–53, 2022.

@articledermoune2017analysis, title=Analysis of the maximum likelihood channel estimator for OFDM systems in the presence of unknown interference, author=Dermoune, Azzouz and Simon, Eric Pierre, journal=EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, volume=2017, number=1, pages=1–11, year=2017, publisher=SpringerOpen

@booknee2000ofdm, title=OFDM for wireless multimedia communications, author=Nee, Richard van and Prasad, Ramjee, year=2000, publisher=Artech House, Inc.

@bookengels2002wireless, title=Wireless OFDM systems : How to make

them work ?, author=Engels, Marc, year=2002, publisher=Springer Science & Business Media

[5] O. Stienne, V. Deniau, and E. P. Simon, “Assessment of transient EMI impact on LTE communications using EVM & PAPR,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 227304–227312, 2020

Les réseaux cellulaires dans les transports

1.1 Les télécoms dans les transports terrestres

1.1.1 Évolution des réseaux de télécommunication

Le secteur des communications cellulaires sans fil a connu une croissance considérable, passant de 1 milliard d'abonnés en 2000 à plus de 6 milliards en 2020, pour la téléphonie mobile dans le monde entier. Le LTE (Long Term Evolution), également appelé 3,9G, est l'évolution de l'UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), la 3G. Le LTE est la quatrième génération de systèmes de télécommunications. Pour les systèmes de communication terrestres, le concept de cellules a commencé à être développé en 1947 par les célèbres Bell Labs aux États-Unis. Il a été mis en œuvre pour la première fois au début des années 70 [6, pages 3-5]. En 1979, le Japon a inauguré le premier réseau mobile commercial. L'utilisation des cellules a permis d'augmenter considérablement la capacité d'un réseau de communication mobile en divisant la zone de couverture en petites cellules ayant chacune leur propre base fonctionnant sur différentes fréquences.

Les premiers systèmes de communication mobile à connaître une croissance commerciale à grande échelle sont arrivés dans les années 1980 et ont été appelés des systèmes de « première génération » (1G). La 1G comprenait un certain nombre de systèmes développés indépendamment dans le monde, tels que l'Analog Mobile Phone System (AMPS) utilisé en Amérique, le Total Access Communication System (TACS) utilisé dans certaines régions d'Europe, le téléphone mobile nordique (NMT) utilisé dans certaines régions d'Europe,

et le système japonais de communication à accès total (J-TACS) utilisé au Japon et à Hong Kong. L'utilisation de la technologie analogique permettait la communication vocale avec une itinérance limitée.

L'itinérance mondiale a été rendue possible grâce au développement de la "seconde génération" (2G) de système connu sous le nom de GSM pour Global System for Mobile communication. Le succès du GSM est en partie dû à l'esprit de collaboration dans lequel il a été développé. En 1987, l'Institut européen des normes de télécommunication (ETSI) a défini les choix techniques du GSM grâce à l'expertise d'un certain nombre d'entreprises travaillant ensemble. Le GSM est devenu une norme robuste, interopérable et largement acceptée. Les systèmes numériques 2G ont permis une capacité plus élevée et une meilleure qualité de voix que leurs homologues analogiques. De plus, l'itinérance est devenue plus répandue grâce à la standardisation des normes et à l'utilisation d'un spectre commun des allocations entre les pays. En Europe, le GSM est le système cellulaire 2G le plus largement déployé. Comme pour l'analogique 1G, les systèmes 2G ont été principalement conçus pour prendre en charge la communication vocale et le texte (la messagerie). Dans les versions ultérieures de ces normes, des capacités ont été introduites pour prendre en charge la transmission de données. Toutefois, les débits étaient généralement inférieurs à ceux des communications par lignes commutées.

L'initiative de l'Union internationale des télécommunications (UIT-R) concernant les télécommunications mobiles (IMT-2000) a ouvert la voie à l'évolution vers la "troisième Génération" (3G) avec un ensemble de critères comprenant un débit de données pouvant atteindre 2 Mb/s [7]. Des groupes de travail issus du GSM et du CDMA2000 ont créé leurs propres projets de partenariat 3G distincts (3GPP et 3GPP2, respectivement) pour développer des normes conformes à l'IMT-2000 basées sur la technologie CDMA [8]. La norme 3G issue de 3GPP est appelée AMRC à large bande (WCDMA)[8, 9] car elle utilise une largeur de bande de 5 MHz, par rapport à la largeur de bande de 1,25 MHz utilisée dans le système CDMA2000 issu de la norme 3GPP2. Toutefois, la première version des normes 3G n'a pas tenu ses promesses en termes de données à haut débit, car les débits de données pris en charge dans la pratique étaient beaucoup plus faibles que ceux annoncés dans

les normes [10, pages 8-11]. Par la suite, un effort sérieux a été déployé pour améliorer les débits de données des systèmes 3G. Finalement, deux normes 3G, HSPA¹ puis HSPA+², ont été capables de tenir la promesse de la 3G et ont été largement déployées sur les principaux marchés cellulaires pour fournir un accès sans fil aux données [6].

Le système qui a succédé à la 3G dans le cadre du 3GPP est appelé l'accès radio terrestre universel évolué (Evolved UTRA ou E-UTRA). Il est également largement connu sous le nom de Long-Term Evolution (LTE) [11, page 12], tandis que la version du 3GPP2 est appelée Ultra Mobile Large bande (UMB).

Le LTE, tel que défini par le 3GPP, possède une interface radio très flexible et son déploiement a commencé à partir de 2011. Bien que le LTE soit considéré comme une évolution des réseaux 3G, également appelés 3,9G, vers un réseau tout IP, seuls les systèmes LTE-Advanced, à partir de la Release 10, appartiennent à la 4ème génération de réseaux cellulaires, la 4G.

En effet, les versions précédentes ne répondent pas entièrement aux exigences de l'Union internationale des télécommunications pour les réseaux 4G (IMT-Advanced). Dans sa première version, la Release 8, le LTE offre des débits pouvant atteindre 100 Mb/s avec des temps de latence de 5 ms [10, page 19] sur le réseau radio, ainsi qu'une augmentation significative de l'efficacité spectrale par rapport aux systèmes cellulaires précédents.

1.1.2 Transports terrestres et besoins en télécom

Un véhicule connecté nécessite une infrastructure de communication "over-the-air" disponible et performante qui couvre l'ensemble de ses fonctionnalités. En outre, il est équipé d'un réseau local sans fil ou filaire pour partager cet accès entre les différents équipements à bord. Le véhicule connecté peut communiquer avec l'infrastructure routière/ferroviaire ou avec d'autres véhicules pour offrir aux utilisateurs une large gamme de services et d'applications, destinés tant au conducteur qu'aux passagers.

1. High Speed Packet nommée aussi H, 3G+, 3,5G

2. High Speed Packet Access+ nommée H+, 3G++, 3,75G

Actuellement, dans l'industrie automobile, la technologie 4G dans sa version 14 permet des communications entre véhicules, en attendant les versions version 15 et 16 de la technologie 5G qui améliorent significativement les performances en termes de temps de latence, de sûreté, de densité des connexions et d'utilisation en mobilité. Comme pour tout objet connecté, la sécurité est essentielle pour protéger le véhicule connecté contre les cyberattaques, les accidents et les problèmes liés à la compatibilité électromagnétique.

Dans l'industrie automobile, la Directive européenne 2010/40/UE [12] établit la relation entre les véhicules et les infrastructures de transport. L'Union européenne a imposé l'installation obligatoire d'un système de communication embarqué dans les véhicules, connu sous le nom d'eCall. En cas de panne ou d'accident, ce système de communication permet de passer un appel d'urgence, le 112, directement géolocalisé depuis le véhicule. Depuis 2018, la fonction eCall est intégrée et obligatoire sur les nouveaux modèles de véhicules. Cependant, il convient de prendre en compte l'évolution du parc automobile avec l'apparition de nouveaux types de véhicules, tels que les voitures électriques, hybrides et hybrides rechargeables, qui sont plus susceptibles de générer des interférences électromagnétiques sur les équipements radio en raison de leurs convertisseurs DC/DC [13, 14].

À partir des années 1980, les systèmes de télécommunication ont été principalement utilisés pour la signalisation dans le domaine ferroviaire. Pour garantir l'interopérabilité et la sécurité des trains circulant à l'étranger, plusieurs pays en Europe et dans le monde ont adopté des normes de communication et de signalisation ferroviaires [15]. En Europe, l'ERTMS (European Rail Traffic Management System) est le système de gestion de trafic ferroviaire.

Le système ERTMS se compose de deux éléments : l'ETCS (European Train Control System), un système de protection des trains (ATP - Automatic Train Protection), et le système de communication radio GSM-R (Global System for Mobile communications – Railway) basé sur la 2G, qui permet la communication de la voix et des données entre le train et le sol. Le système ERTMS remplacera à terme tous les systèmes nationaux pour faciliter les passages aux frontières [16]. Il joue également un rôle essentiel dans le

système de train autonome ou des tests ont été menés à l'aide de communications satellite et LTE par la SNCF et Thales [17, 18].

1.1.3 Le rôle des télécommunications dans le secteur ferroviaire

Dans le domaine ferroviaire, les télécommunications sont utilisées pour trois missions principales : la communication entre le conducteur et le poste de contrôle ou un autre agent, la manœuvre du train et le lien entre les trains en marche, permettant notamment de mettre en place des distances de sécurité minimales pour maximiser le trafic. La fiabilité de ces liaisons étant cruciale, les opérateurs ferroviaires ont mis en place des solutions répondant à leurs critères. Le standard de communication sans fil GSM-R, basé sur le GSM, a été créé pour atteindre un taux de fiabilité proche de 100% [19]. En Europe, le GSM-R utilise la bande de fréquence de 876MHz à 880MHz pour la liaison montante et de 921MHz à 925MHz pour la liaison descendante.

Le GSM-R permet de traiter la voix ainsi que des informations spécifiques telles que la circulation des trains et la sécurité des rails. Toutefois, le matériel GSM-R est aujourd'hui obsolète et ses ressources sont limitées, tandis que les besoins en échange de données ne cessent d'augmenter [20, 21, 22]. Dans ce contexte, l'utilisation de la 4G ou de la 5G pourrait être pertinente pour permettre une augmentation du débit, une diminution de la latence et une standardisation des protocoles afin de renforcer l'interopérabilité et la sécurité des trains [23].

L'utilisation des réseaux mobiles pour équiper les lignes TGV d'un accès internet sans fil a été rendue possible par le déploiement de la 4G à partir de 2012. La ligne LGV Est a été la première à être équipée pour recevoir le Wifi dans le train en 2016, suivie de la ligne Paris-Bordeaux en 2017, avant que le reste du réseau TGV ne soit équipé [24, 25]. Des antennes ont été installées sur le toit de chaque rame de TGV pour capter le signal des antennes-relais 4G des opérateurs mobiles, implantées le long des voies tous les 2 à 3 km, pour garantir une connexion continue et suffisamment puissante. La figure 1.1 illustre cette transmission LTE sur un TGV. Cependant, à une vitesse

de 300 km/h, le TGV se déconnecte et se reconnecte toutes les 20 secondes environ [26]. Une fois le signal 4G récupéré, il est distribué dans toute la rame à l'aide de passerelles Wifi/LTE installées dans chaque wagon.

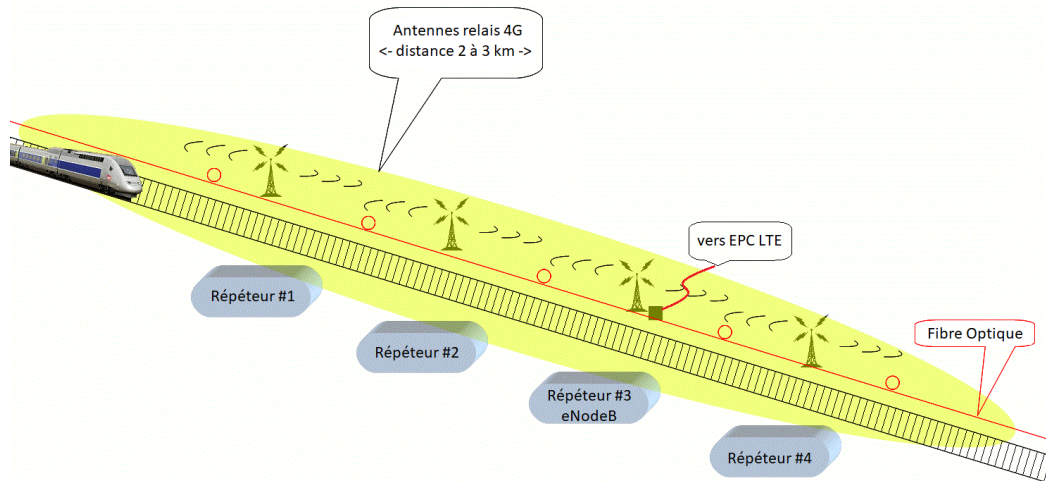


FIGURE 1.1 – Transmission LTE sur un TGV

Les moyens de télécommunication offerts par le réseau 4G sont également considérés pour assurer la communication sol-train. En 2018, le projet TC-Rail [27], qui associe la SNCF à l'Institut de Recherche Technologique Railenium, Thales, Actia et le Centre National des Etudes Spatiales (CNES), a permis de piloter à distance un train en utilisant une transmission satellite et une connexion LTE. Une communication radio a permis à un opérateur de conduire ou de manœuvrer un train depuis une salle de contrôle.

L'ERTMS n'est pas le seul système permettant de donner des instructions de circulation en fonction de l'état des itinéraires et des circulations. Bien que l'ERTMS soit un système interopérable autorisant les trains de différentes origines à circuler sur une même infrastructure, il est spécifiquement conçu pour le secteur ferroviaire. En revanche, le CBTC³ est un produit issu du transport urbain et conçu pour un environnement fermé tel qu'une ligne de métro. Le CBTC est un système de contrôle automatique de trafic ferroviaire basé sur une communication continue entre le train et l'ordinateur de gestion

3. Communication Based Train Control

du trafic. Ce système de contrôle des trains par communication a été introduit dans les années 1990 pour les métros et les trains urbains.

Le système "URBALIS FLUENCE" d'Alstom et Thales, qui utilise la technologie des réseaux locaux sans fil IEEE 802.11, est mis en oeuvre dans le métro lillois pour les rames de 52 mètres. Cependant, cette technologie ne répond pas pleinement aux exigences de transmission d'informations en temps réel dans les trains en mouvement rapide. Des études ont montré que la technologie LTE (Long Term Evolution) offre un débit plus élevé et peut mieux répondre à ces exigences [28, 29].

En Chine, SIEMENS a proposé une offre multi-services pour les lignes de métro de Nanjing, montrant que le LTE est capable de fournir une communication vocale et une signalisation ferroviaire sécurisée dans le cadre d'une installation CBTC. Étant une communication de données large bande, le LTE permet également la diffusion de vidéos en direct à partir de caméras de télévision en circuit fermé et une information plus complète des passagers [20, 30].

Malgré les nombreuses études menées sur l'implémentation de la technologie LTE dans les transports ferroviaires, peu de recherches ont été menées sur la fiabilité des systèmes de communication au sol et dans les trains qui utilisent cette technologie. Il est important de noter que le domaine ferroviaire est particulièrement exposé à des interférences et des perturbations susceptibles d'altérer la qualité des communications. Par conséquent, il est crucial de garantir que les performances de la communication ne soient pas altérées en présence de perturbations.

1.2 Réseau 4G/LTE

Le LTE est une norme de communication mobile développée par le consortium 3GPP. Son nom, Long Term Evolution, indique qu'il s'agit d'une amélioration des technologies de réseaux mobiles CDMA et UMTS. Apparue en 2010, il a évolué jusqu'en 2020 pour laisser place à la 5G NR. La figure 1.2 schématise le développement des réseaux cellulaires.

Dans les chapitres suivants, nous allons étudier la susceptibilité d'une

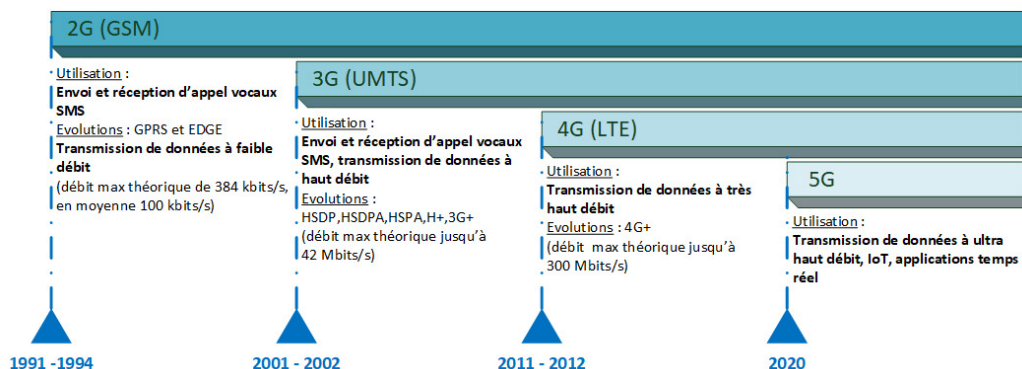


FIGURE 1.2 – Évolution des réseaux cellulaires

communication LTE aux interférences présentes dans l'environnement ferroviaire. Pour cela, nous utiliserons un testeur de radio-communication LTE, le CMW500 de la compagnie Rhode & Schwarz qui permet d'établir une communication LTE entre un utilisateur et une station de base (le testeur joue le rôle de la station de base). Nous allons présenter dans cette section les différents éléments qui constituent un réseau 4G, et nous établirons des liens avec le testeur CMW500.

1.2.1 Architecture du réseau LTE

L'architecture du réseau LTE, appelée SAE (*System Architecture Evolution*), est sensiblement différente des réseaux 2G et 3G. Les principales évolutions sont les suivantes :

- architecture simplifiée,
- entièrement construit sur le réseau IP,
- fourniture d'une plus grande largeur de bande sur le réseau d'accès radio, RAN (*Radio Access Network*),
- permet la mobilité entre plusieurs réseaux d'accès radio hétérogènes 2G, 3G (y compris les systèmes non-3GPP, Wimax,...),
- temps de latence plus faible que les réseaux 2G et 3G
- supporte la technique MIMO conçue pour lutter contre l'évanouissement du canal radio.

L'architecture peut être représentée schématiquement par la figure 1.3.

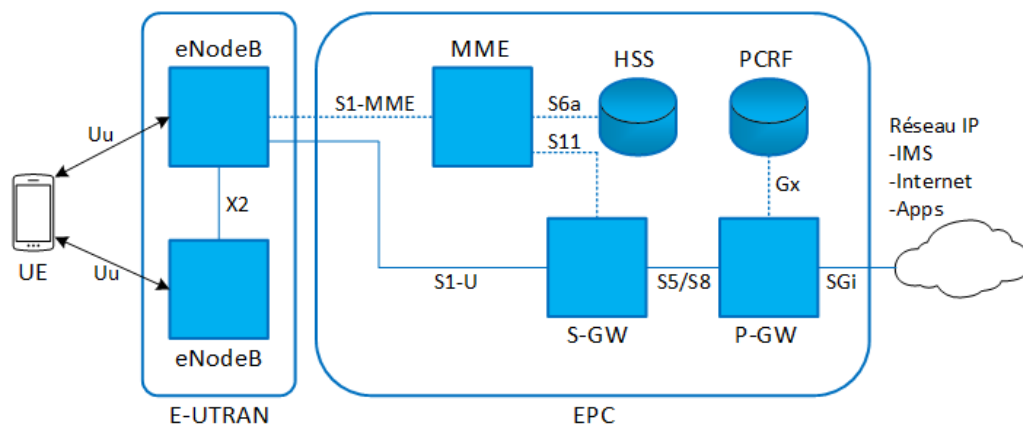


FIGURE 1.3 – Architecture du réseau LTE

Elle contient un réseau coeur, l'EPC (*Evolved Packet Core*) et un réseau d'accès, l'E-UTRAN (*Evolved Universal Terrestrial Radio Access*). L'utilisateur final, communément appelé UE, se connecte au réseau via une interface radio. Le réseau E-UTRAN utilise des fréquences comprises entre 450 MHz et 3,8 GHz, avec des largeurs de bande flexibles allant de 1,4 MHz à 20 MHz. Le LTE prend en charge deux modes de duplexage : le FDD qui utilise deux bandes de fréquences distinctes pour les liaisons montantes et descendantes, et le TDD qui utilise une seule bande de fréquence, multiplexée temporellement pour les liaisons montantes et descendantes. Pour chaque canal de fréquence attribué, différentes configurations sont possibles, comme indiqué dans le tableau 1.1.

Dans cette section, nous allons décrire les différentes entités qui composent un réseau LTE.

L'EPC, qui est le coeur du réseau, est constitué de plusieurs entités, notamment la MME (Mobility Management Entity) et le HSS (Home Subscriber Server). Ces entités sont responsables de la signalisation de la communication et de l'authentification de l'UE via l'eNodeB, en utilisant les numéros IMSI et IMEI. Après l'authentification, un identifiant temporaire est utilisé pour permettre à la MME d'ouvrir les droits d'accès au réseau via le S-GW (Serving Gateway) et le P-GW (Packet Data Network Gateway).

Les entités S-GW, P-GW et PCRF (Policy Control and Charging Rules

Bandes de fréquences disponible en LTE					
Numéro de bande	Uplink (MHz)	Downlink (MHz)	Ecart (MHz)	Mode Duplex	Bande allouée BW (MHz)
1	1920-1980	2110-2170	190	FDD	5, 10, 15, 20
2	1850-1910	1930-1990	80	FDD	1.4, 3, 5, 10, 15, 20
3	1710-1785	1805-1880	95	FDD	1.4, 3, 5, 10, 15, 20
4	1710-1755	2110-2155	400	FDD	1.4, 3, 5, 10, 15, 20
5	824-849	869-894	45	FDD	1.4, 3, 5, 10
6	830-840	875-885	45	FDD	5, 10
7	2500-2570	2620-2690	120	FDD	5, 10, 15, 20
8	880-915	925-960	45	FDD	1.4, 3, 5, 10
...	...				
34	2010-2025			TDD	5, 10, 15
35	1850-1910			TDD	1.4, 3, 5, 10, 15, 20
35	1930-1990			TDD	1.4, 3, 5, 10, 15, 20
...	...				

TABLE 1.1 – Allocation des bandes de fréquences en LTE

Function) sont responsables de la gestion des flux de données de la communication LTE et permettent à l'UE d'accéder au réseau IP et à d'autres services via l'eNodeB.

Ces entités sont reliées entre elles par des interfaces telles que S1-MME, S6a, S11, S1U, S5/S8, SGi, Gx, X2 et Uu, qui établissent les relations protocolaires entre les entités.

Les spécifications 3GPP TS23.401 et 3GPP TS36.401 fournissent des informations détaillées sur le fonctionnement des entités et des interfaces.

Pour effectuer des mesures, un testeur de radio-communication peut simuler un réseau LTE et intégrer les différentes entités de l'EPC. Pour l'authentification de l'UE, le testeur dispose d'une carte SIM dédiée. L'UE peut alors se connecter au réseau et aux services disponibles derrière le P-GW. Le testeur peut également émuler différents services, tels que la messagerie et l'envoi de données.

L'eNodeB, la station de base du réseau LTE

L'eNodeB représente l'unique entité du réseau d'accès E-UTRAN qui est connectée à la fois à l'EPC, à l'UE, ainsi qu'à d'autres eNodeB (voir figure 1.3). Cette configuration offre une sécurité accrue en cas de perte de la liaison avec l'EPC, et permet un meilleur partage des ressources à l'intérieur du réseau LTE.

Le rôle de l'eNodeB est de gérer les ressources radio et la mobilité dans la cellule et le secteur pour optimiser toutes les communications des UEs. Par conséquent, la performance d'un eNodeB dépend de la qualité de son algorithme de gestion des ressources radio et de sa mise en œuvre.

La spécification 3GPP TS36.300 [31] décrit les fonctions de l'eNodeB dans un réseau LTE. Ces fonctions comprennent la gestion et le contrôle des ressources radio, le contrôle d'admission par radio, le contrôle de la mobilité des connexions, l'allocation dynamique des ressources aux UEs en liaison montante et descendante (planification), la compression de l'en-tête IP et le cryptage du flux de données utilisateur, la sélection d'un MME au niveau de l'UE, l'acheminement des données utilisateur vers le S-GW, la planification et la transmission de messages de radio-messagerie (provenant du MME), ainsi que la configuration des mesures et des rapports de mesure pour la mobilité et la planification.

En tant que eNodeB, le testeur de radiocommunication doit être en mesure de gérer l'allocation des ressources radio, telles que les bandes de fréquences, la bande passante allouée, le schéma de modulation, etc. Il doit également contrôler la puissance individuelle de chaque mobile, répéter l'envoi des données vers le mobile en cas d'erreur de transmission radio (protocole HARQ), et bien d'autres fonctions encore, comme cela est expliqué dans la suite du document.

L'eNodeB utilise plusieurs interfaces pour communiquer avec les différentes entités du réseau LTE. Par exemple, il utilise l'interface S1 pour communiquer avec l'EPC, l'interface X2 pour échanger avec d'autres eNodeB, et l'interface Uu pour communiquer avec les UE.

L'interface Uu, qui établit une liaison radio entre l'eNodeB et l'UE, est

essentielle pour assurer la mobilité des utilisateurs, mais sa qualité dépend des conditions de propagation du canal.

La configuration de la communication LTE est effectuée à l'aide d'un testeur de radiocommunication, qui joue le rôle de l'EPC et de l'E-UTRAN (eNodeB). Une clé 4G est associée à chaque UE pour permettre la communication. Le testeur de radiocommunication effectue des mesures sur l'interface Uu entre l'UE et l'eNodeB, qui représente l'E-UTRAN.

L'interface Uu

Il s'agit de l'interface radio entre l'UE et l'eNodeB qui transporte le trafic de données entre l'UE et le S-GW, ainsi que les messages de signalisation entre l'UE et le MME. L'architecture du protocole radio pour le LTE est divisée en deux parties : l'architecture de plan utilisateur et l'architecture de plan de contrôle.

Dans le plan utilisateur, toutes les données de signalisation et de l'utilisateur passent par le réseau IP. Ces données sont transparentes pour le coeur de réseau (EPC) et transmises par des protocoles plus simples que celles du plan de contrôle. En revanche, dans le plan de contrôle, les messages de signalisation tels que la gestion de ressources radio, la gestion de mobilité et les services d'accès sont transmis entre l'UE et le coeur de réseau.

Dans le plan de contrôle, le protocole de contrôle des ressources radio, RRC (*Radio Resource Control*), écrit les messages de signalisation échangés entre la station de base et le mobile. Les informations sont traitées par le protocole de convergence des données par paquets, PDCP (*Packet Data Convergence Protocol*), puis par le protocole de contrôle de la liaison radio, RLC (*Radio Link Control*), et le protocole de contrôle d'accès au support, MAC (*Medium Access Control*), avant d'être transmises à la couche physique pour la transmission. Toutes les fonctions et protocoles nécessaires à ce transfert de données et aux opérations de contrôle de l'interface Uu de l'E-UTRAN sont implémentés dans l'eNodeB. Les décisions d'ordonnancement, de retransmissions, d'adaptation de lien ou de débit et de reconfigurations sont donc prises au plus près du lien radio et en fonction des conditions radio.

L'interface Uu fournit les informations de connexion entre l'UE et l'eNodeB. Sa pile protocolaire est spécifique par rapport aux autres interfaces car c'est une interface radio. Cette interface est composée de la couche RRC, de la couche MAC et de la couche PHY, semblable à un modèle OSI.

Le testeur de radio-communication, avec ses fonctions de supervision des ressources et de suivi statistique de logs sur la communication LTE, nous fournit les différents états de la communication suivant l'architecture protocolaire du modèle LTE.

1.2.2 L'architecture protocolaire et le modèle OSI

La figure 1.4 illustre les différentes couches de l'architecture protocolaire contrôlant le lien radio basée sur le modèle OSI.

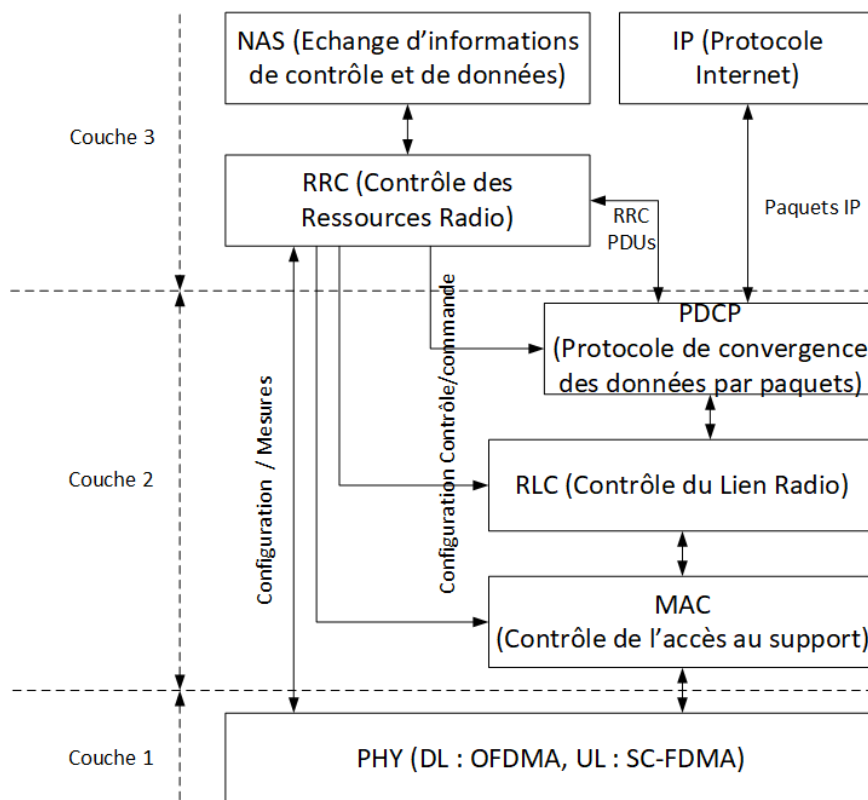


FIGURE 1.4 – Architecture du plan de contrôle Radio

Les trois premières couches du modèle OSI, à savoir la couche physique

(niveau 1), la couche de liaison de données (niveau 2) et la couche réseau (niveau 3), sont utilisées dans l'architecture du modèle LTE et présenté dans la figure 1.4.

La couche NAS (Non Access Stratum, niveau 3) est responsable de la réception et de la transmission des messages de contrôle, sur lesquels le réseau d'accès n'a aucune action. Ces messages sont échangés entre l'UE et l'EPC par son intermédiaire et concernent des aspects tels que l'authentification, la sécurité et les droits de communication.

La couche RRC (Radio Resource Control, niveau 3) gère les appels au niveau du réseau d'accès en recevant et en transmettant des messages de contrôle. C'est dans cette couche que l'on détermine si l'eNodeB est connecté à un UE en mode "RCC-CONNECTED", indiquant ainsi qu'une communication est en cours entre eux, ou s'il est en attente d'une connexion avec un UE en mode "RCC-IDLE", signifiant que l'eNodeB attend la réponse de l'UE.

La couche MAC (Medium Access Control, niveau 2) est responsable de l'allocation des ressources et du contrôle d'accès à l'interface Uu. Elle interconnecte la couche RLC (Radio Link Control, niveau 2) à la couche PHY en gérant le multiplexage des canaux logiques de données et de contrôle sur les canaux de transport fournis par la couche physique. Elle gère également la synchronisation temporelle et la retransmission des erreurs (HARQ) des blocs erronés.

La couche PHY (niveau 1) permet de recevoir et de transmettre (via l'interface radio) toutes les informations provenant de la couche MAC (niveau 2) en associant les canaux de transport aux canaux physiques de l'interface aérienne. Elle transporte toutes les informations des canaux de transport MAC par l'interface aérienne, prenant en charge l'adaptation de la liaison, le contrôle de la puissance, la recherche de cellules pour la synchronisation initiale et le transfert, ainsi que d'autres mesures pour la couche RRC.

Les canaux de transmission

Le concept de canal est utilisé pour identifier les types de données transportées sur l'interface et les points d'accès aux services proposés par une

couche. Chaque couche traite les données issues de la couche supérieure selon le type de canal utilisé. Les trois classes de canaux - canaux logiques, canaux de transport et canaux physiques - se distinguent par le type d'informations qu'ils transportent et la manière dont ces informations sont traitées.

Le canal physique permet à la couche physique de transmettre les données de la couche transport par radio [32]. Il correspond à un ensemble d'éléments de ressources radio disponibles et est généralement associé à certaines caractéristiques radio propres à la liaison [33, 34, 35]. Les capacités de l'eNodeB et de l'UE étant différentes, il n'est pas surprenant que les couches PHY de l'eNodeB et de l'UE diffèrent considérablement. On peut distinguer les canaux de transmission de la liaison descendante de l'eNodeB vers l'UE de ceux de la liaison montante de l'UE vers l'eNodeB.

1.2.3 La couche PHY

La couche physique PHY a été conçue en tenant compte des exigences de l'efficacité spectrale et du débit de transmission élevé sur la liaison descendante de 100 Mbps et sur la liaison montante de 50 Mbps. Étant donné la complexité et l'étendue de la couche physique, le but ici est de présenter une introduction aux principaux paramètres de la couche PHY. Pour répondre à ces exigences, la technologie de transmission multi-porteuses par multiplexage et par répartition orthogonale de fréquence (OFDM) a été choisie comme base de la couche PHY du LTE. La norme offre une gamme de largeurs de bande allant de 1,4 MHz à 20 MHz.

La spécification 3GPP TS36.201[36] fournit une description générale de la couche physique LTE, tandis que les spécifications techniques plus détaillées sont disponibles dans les spécifications 3GPP TS36.211 [37] pour les canaux physiques et la modulation, la spécification 3GPP TS36.212 [38] pour le multiplexage et le codage des canaux, la spécification 3GPP TS36.213 [39] pour les procédures de la couche physique, et la spécification 3GPP TS36.214 [40] pour les mesures de la couche physique. Un élément partagé pour la liaison descendante et la liaison montante en LTE est la structure de trame présentée figure 1.5.

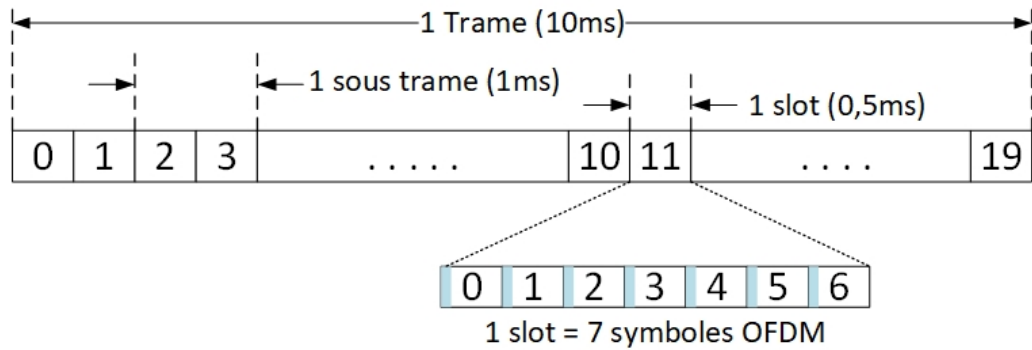


FIGURE 1.5 – Décomposition de la trame LTE

Les transmissions LTE sont segmentées en trames d’une durée de 10 ms. Les trames sont composées de 10 sous-trames de 1 ms et chaque sous-trame possède deux slots d’une durée de 0,5 ms. Les slots contiennent les symboles OFDM de la communication. Un slot peut contenir sept symboles OFDM en mode normal ou six symboles OFDM en mode étendu. Les mesures sur la communication LTE présentées au chapitre 4 ont été réalisées en mode normal (7 symboles). Les spécifications LTE définissent deux modes de fonctionnement possibles en FDD (*frequency division duplex*) et TDD (*time division duplex*). Le présent document traite exclusivement de la description des spécifications FDD. La structure de trame générique en FDD s’applique à la fois pour la liaison descendante et la liaison montante. Les principaux paramètres de la couche PHY sont résumés dans le tableau 1.2.

En outre, la couche physique utilise des signaux de référence et de synchronisation, mais ceux-ci ne transportent pas d’informations utiles aux couches supérieures du système. Les signaux de référence pour la liaison montante, appelés DMRS (*Demodulation Reference Signal*), sont un ensemble d’éléments ressources utilisés par la couche physique pour permettre l’estimation du canal et une démodulation cohérente. Pour la liaison descendante, les signaux de référence, notés RS (*Reference Signal*), permettent à l’UE de déterminer la puissance de la liaison descendante et aident le récepteur à démoduler le signal reçu.

De plus, des signaux de synchronisation sont envoyés par l’eNodeB sur

Bande passante allouée	1.4MHz	3MHz	5MHz	10MHz	15MHz	20MHz
Nombre de ressource block	6	15	25	50	75	100
Nombre de sous-porteuses	72	180	300	600	900	1200
Espace entre sous-porteuses	$\Delta f=15$ kHz					
Nombre de symboles	7/6 (CP normal/étendu)					
Durée du symbole	66.67 μs					
Durée du préfixe cyclique normal	5,21 μs (1 ^{er} symbole)/4,69 μs (autres symboles)					
Durée du préfixe cyclique étendu	16.67 μs					
Schéma de modulation	DL : QPSK, 16-QAM, 64-QAM UL : QPSK, 16-QAM, 64-QAM					
Technique d'accès multiple	DL : OFDMA UL : SC-FDMA					

TABLE 1.2 – Paramètres principaux d'une communication LTE

la liaison descendante, et l'UE les utilise pour obtenir une synchronisation temps-fréquence avec le système. L'UE doit détecter ces signaux pour déterminer où commence et où finit la trame envoyée. Les signaux de référence et de synchronisation sont insérés dans l'espace temps-fréquence de la modulation OFDM.

1.3 Les modulations utilisées en LTE

1.3.1 Présentation de l'OFDM

L'OFDM est une modulation déployée pour des applications de transmission à haut débit de données qui vont de la diffusion vidéo numérique (DVB) et la diffusion audio numérique (DAB) au réseau local (WLAN) et cellulaire (LTE). Le principe de la modulation OFDM consiste à répartir sur un grand nombre de sous-porteuses, pour une largeur de bande passante allouée, le signal que l'on veut transmettre [41, 42, 43].

Dans un modulateur OFDM, illustré à la figure 1.6, une trame de p éléments binaires (b_0, b_1, \dots, b_p) est mise en correspondance avec un nombre de q bits. Chaque nombre est alors représenté par une variable complexe c_k

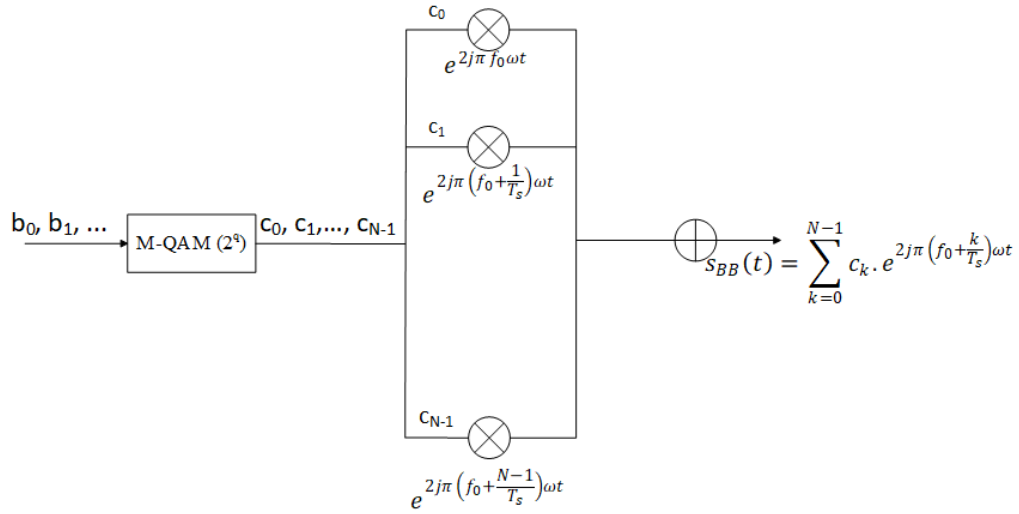


FIGURE 1.6 – Schéma de principe du modulateur OFDM

(c_0, c_1, \dots, c_{N-1}). La variable complexe est ensuite multipliée par une sous-porteuse de fréquence f_0 à $f_0 + (N - 1)/T_s$ pour obtenir un des symboles de la modulation OFDM. Le nombre de symbole N est donné par la relation $N = p/q$. La somme de toutes les sous-porteuses nous donne l'équation 1.1 du signal OFDM en bande de base $s_{BB}(t)$.

$$s_{BB}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \cdot e^{2j\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})\omega t} \quad (1.1)$$

En LTE, suivant la qualité du canal de transmission ou le niveau de protection que l'on veut apporter aux informations à transmettre, les symboles OFDM peuvent être encodés en utilisant différents schémas de modulation quadratique (M-QAM).

- BPSK, qui permet d'encoder 1 bit,
- QPSK, qui permet d'encoder 2 bits.
- 16-QAM, qui permet d'encoder 4 bits.
- 64-QAM, qui permet d'encoder 6 bits.

En OFDM, les sous-porteuses sont orthogonales entre elles. L'orthogonalité fait que les différentes sous-porteuses se chevauchent, mais n'interfèrent pas entre elles. Cependant, les évanouissements par trajets multiples variables

dans le temps, le décalage de fréquence par effet Doppler et la dérive de fréquence de l'oscillateur local rompent l'orthogonalité de la porteuse et introduisent une interférence inter-symbole et une interférence inter-porteuse. Un intervalle de garde appelé préfixe cyclique (CP) est inséré au début de chaque symbole OFDM. Ce préfixe cyclique est une copie des derniers échantillons du symbole OFDM (figure 1.7).

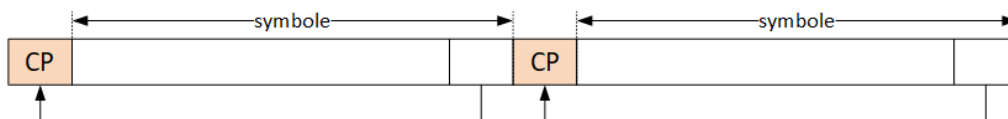


FIGURE 1.7 – Préfixe cyclique et symbole

Le préfixe cyclique est utilisé pour éliminer l'interférence inter-symbole et permet de transmettre le signal résultant CP plus symbole OFDM sur un canal de transmission sélectif en fréquence et variable dans le temps. La longueur du préfixe cyclique est un paramètre important car s'il est trop court, il ne pourra pas prendre en compte le temps de propagation dû au délai de réflexion par trajets multiples, et s'il est trop long, il réduira la capacité de traitement des données. En mode normal, un slot LTE contient sept symboles et la longueur du préfixe cyclique pour le premier symbole est de $5,21 \mu\text{s}$ et de $4,69 \mu\text{s}$ pour les symboles suivants. Le préfixe cyclique permet d'éviter les interférences inter-symboles et de s'adapter à des variations de trajet allant jusqu'à $1,4 \text{ km}$ pour une durée de symbole fixée à $66,67 \mu\text{s}$. Ces valeurs sont présentées dans le tableau 1.3 dans le paragraphe sur la couche PHY.

Cependant, un inconvénient de l'OFDM est son facteur de crête élevé, car les signaux en OFDM peuvent avoir des valeurs crêtes élevées par rapport à leurs valeurs efficaces dans le domaine temporel. Le signal OFDM est en effet une somme de nombreuses sous-porteuses, où chaque sous-porteuse représente un signal modulé pour former le signal OFDM en bande de base (voir figure 1.6). Le facteur de crête est le rapport entre la valeur crête du signal et sa valeur efficace sur une période donnée. En radio-fréquences, le PAPR est préféré au facteur de crête car il est un rapport de puissance entre la puissance crête et la puissance moyenne du signal.

Bande passante allouée	1,4 MHz	3 MHz	5 MHz	10 MHz	15 MHz	20 MHz
Espace entre sous-porteuses	$\Delta f=15$ kHz					
Durée d'un slot	0,5 ms					
Fréquence d'échantillonnage (MHz)	1,92	3,84	7,68	15,36	23,04	30,72
Taille de la FFT	128	256	512	1024	1535	2048
Durée du préfixe cyclique normal	5,21 μ s (1 ^{er} symbole)/4,69 μ s (autres symboles)					
Nombre d'échantillon du préfixe cyclique dans un slot	10	20	40	80	120	160
Nombre d'échantillons d'un symbole dans un slot	9	18	36	72	108	144
Nombre d'échantillons d'un symbole dans un slot	128	256	512	1024	1535	2048

TABLE 1.3 – Paramètres d'une trame LTE

Une relation simple lie le facteur de crête (CF) et le rapport de la puissance crête sur la puissance moyenne du signal (PAPR) :

$$PAPR = CF^2 [44, 45].$$

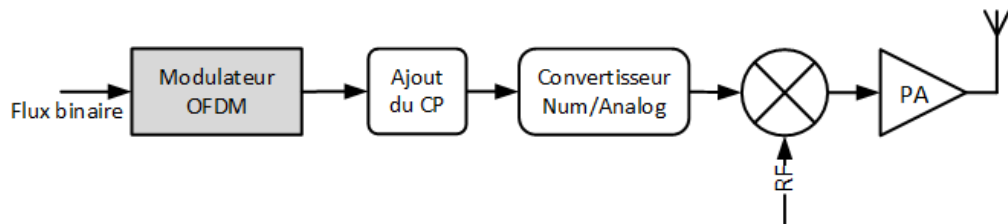


FIGURE 1.8 – chaîne d'émission OFDM

Dans la chaîne d'émission présentée dans la figure 1.8, un PAPR élevé limite l'utilisation du convertisseur numérique/analogique par des valeurs pleine échelle élevées par rapport aux valeurs efficaces des signaux et réduit le rapport signal/bruit de quantification. De plus, un PAPR élevé peut endommager l'amplificateur de puissance (PA) de l'émetteur en générant une distorsion harmonique sur le signal émis. Il est donc crucial d'utiliser un amplificateur de puissance linéaire avec une dynamique importante pour préserver la qualité du signal OFDM et ainsi les performances de la chaîne d'émission.

Diverses techniques de réduction du PAPR ont été proposées dans la littérature, telles que des techniques de codage, des distorsions du signal RF avant

l'amplification, ou encore l'optimisation de la grille OFDM en utilisant des techniques SLM (Selective Mapping) ou PTS (Partial Transmit Sequences) [46].

Dans le contexte de la norme LTE, le PAPR est un paramètre clé pour contrôler la qualité du signal émis. Dans notre étude, nous allons examiner l'utilisation du PAPR comme indicateur de la qualité du signal reçu. Cette utilisation sera détaillée dans le paragraphe consacré aux mesures sur la chaîne de transmission LTE.

1.3.2 La technique d'accès OFDMA

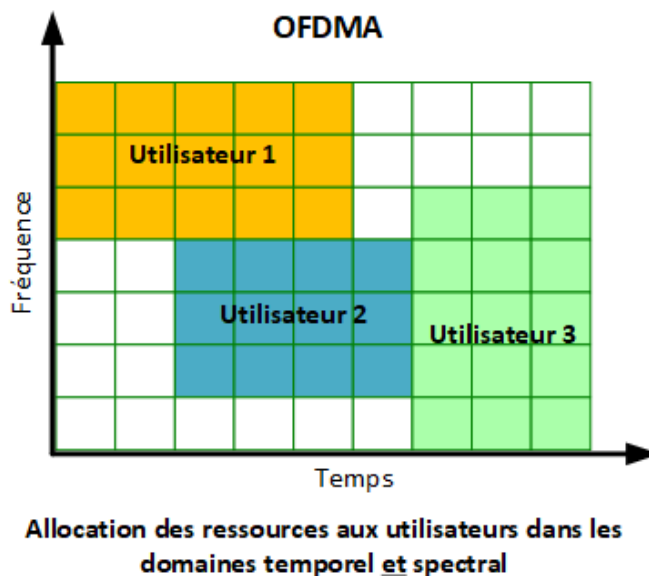


FIGURE 1.9 – Répartition des utilisateurs sur une grille l'OFDMA

L'OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) est une technique d'accès multiple basée sur l'OFDM, dans laquelle des groupes de sous-porteuses peuvent être assignés à différents utilisateurs, comme indiqué dans la figure 1.9. Cette technique combine les techniques de TDMA (Temporal Division Multiple Access) et de FDMA (Frequency Division Multiple Access) pour offrir un bon compromis entre débit élevé et occupation spectrale. Elle est adoptée par les standards du 3GPP et utilisée uniquement pour la liaison

descendante de la 4G (LTE et LTE-A).

L'OFDMA permet de distribuer des données à de nombreux utilisateurs avec un délai court et constant, et peut être déployée avec souplesse sur différentes bandes de fréquences en ne nécessitant que peu de modifications de l'interface radio. L'allocation des ressources radio est répartie dans un plan temps/fréquence pour chaque utilisateur, comme présenté dans la figure 1.9. La spécification 3GPP TS36.211 présente en détail les canaux physiques et la modulation de l'accès radio de la liaison descendante [37].

Le tableau 1.2 récapitule les principaux paramètres de l'accès radio de la liaison descendante pour construire la grille temps/fréquence du LTE, comme illustré dans la figure 1.10. Cette grille est constituée de blocs ressources (RB) comprenant 12 sous-porteuses espacées de 15 kHz, sur un slot de 0,5 ms. Chaque bloc ressource est à son tour composé d'éléments ressources (RE) d'une durée d'un symbole pour une sous-porteuse de 15 kHz.

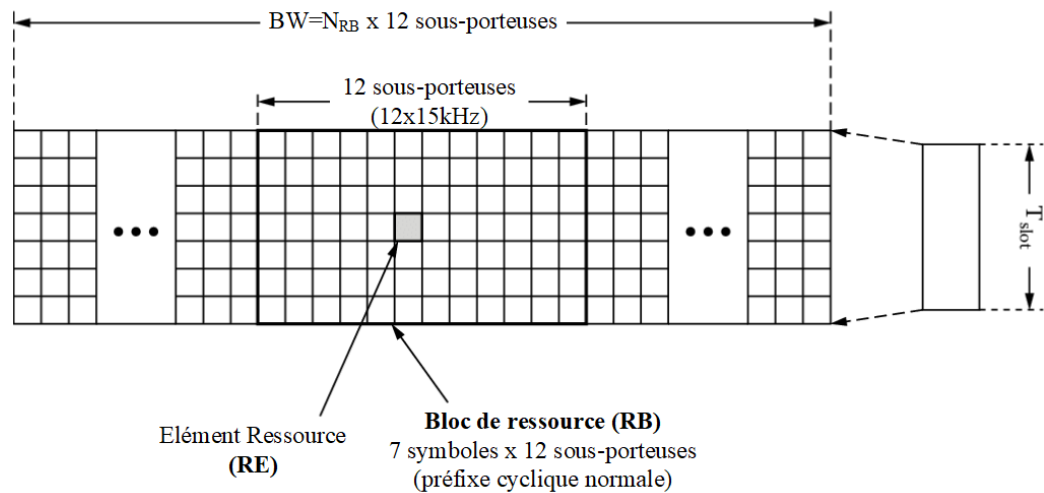


FIGURE 1.10 – grille LTE

L'OFDMA, tout comme l'OFDM, présente un inconvénient majeur : son PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) élevé. En effet, chaque symbole OFDMA est constitué d'une combinaison de toutes les sous-porteuses contenant d'autres symboles, ce qui peut entraîner des variations importantes de la puissance instantanée pour un même symbole. Par conséquent, le PAPR, qui est le rapport entre la puissance maximale et la puissance moyenne

du signal, peut être très élevé. Un PAPR élevé nécessite une grande plage dynamique des convertisseurs analogique-numérique (A/D) et numérique-analogique (D/A). Un PAPR élevé impose des contraintes sévères sur le front-end, par conséquent, sur la couverture dans la liaison descendante et réduit l'efficacité énergétique de l'amplificateur de puissance de l'émetteur.

Pour remédier à cela, une autre technique d'accès a été utilisée pour la liaison entre l'UE et l'eNodeB, qui permet un PAPR moins élevé. Pour la liaison montante, l'accès multiple du canal radio est basé sur le SC-FDMA (Single Carrier - Frequency Division Multiple Access), tandis que pour la liaison descendante, il est basé sur l'OFDMA. Bien que ces deux techniques présentent certaines similitudes, leur différence permet de répondre aux problématiques différentes posées par les liaisons montante et descendante d'une communication LTE.

Pour le SC-FDMA, une FFT a été placée en amont du bloc d'émission, comme on peut le voir sur la figure 1.11. Cette technique permet de minimiser le PAPR et d'optimiser l'efficacité de l'amplificateur de puissance, ce qui est particulièrement important pour la liaison montante, où la puissance de l'UE est généralement limitée.

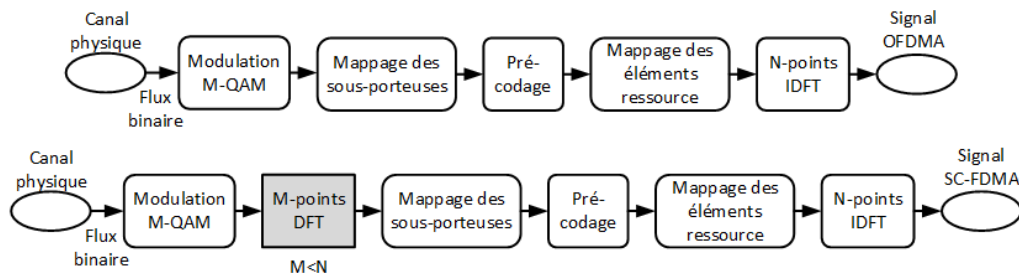


FIGURE 1.11 – Émission de signaux OFDMA et SC-FDMA

1.3.3 La technique d'accès SC-FDMA

Afin d'améliorer les performances des terminaux mobiles, comme la durée de vie de la batterie ou la taille, la norme LTE utilise la technique d'accès SC-FDMA pour les signaux de la liaison montante de la communication

LTE. Cette technique permet à la chaîne d'émission de l'UE de présenter un PAPR (Peak-to-Average Power Ratio) inférieur à celui de l'OFDMA, ce qui améliore le rendement de l'amplificateur de puissance et réduit les coûts pour la partie RF de la chaîne d'émission, ainsi que la consommation d'énergie pour l'émission du signal de la liaison montante [47] [48].

La figure 1.11 montre que le SC-FDMA peut être considéré comme un système OFDMA avec un bloc DFT ajouté. L'application de la DFT permet de passer les symboles du domaine temporel au domaine fréquentiel avant la modulation OFDMA, réduisant ainsi le PAPR et transformant le système d'accès en un système d'accès multiple mono porteuse. Le SC-FDMA permet également à plusieurs utilisateurs de partager une ressource de communication. Dans ce système, les symboles de données passent d'abord par le bloc DFT, puis sont modulés sur des sous-porteuses.

Le SC-FDMA, dérivé de l'OFDMA et possédant la même structure de base, augmente également la capacité des utilisateurs en utilisant la largeur de bande d'un RB (Resource Block) pour transporter les données d'un seul utilisateur, mais de manière séquentielle sur une seule porteuse. La figure 1.12, extraite du livre *"LTE and the evolution to 4G wireless : Design and measurement challenges"* [49], compare les grilles de modulations OFDMA et SC-FDMA pour un schéma de modulation QPSK dans le plan temps/fréquence.

La figure 1.12 illustre la différence entre les signaux OFDMA et SC-FDMA utilisés dans la norme LTE. Contrairement à l'OFDMA, où chaque sous-porteuse transporte un seul symbole de données sur un temps symbole de $66,7 \mu s$, le SC-FDMA est un signal à porteuse unique. Chaque symbole de données est représenté par un signal spectralement plus large, créé en associant plusieurs sous-porteuses, mais temporellement plus court. Un symbole SC-FDMA contient autant de sous-symboles que de sous-porteuses utilisées pour représenter les données modulantes.

Le nombre de symboles OFDMA et SC-FDMA est le même dans une grille LTE avec un temps symbole de $66,7 \mu s$, comme spécifié dans 3GPP TS36 211 [37]. Le PAPR élevé de l'OFDMA est créé par la transmission parallèle de plusieurs symboles différents, tandis que le SC-FDMA transmet ces symboles en série, mais en augmentant le débit temporel. En envoyant le

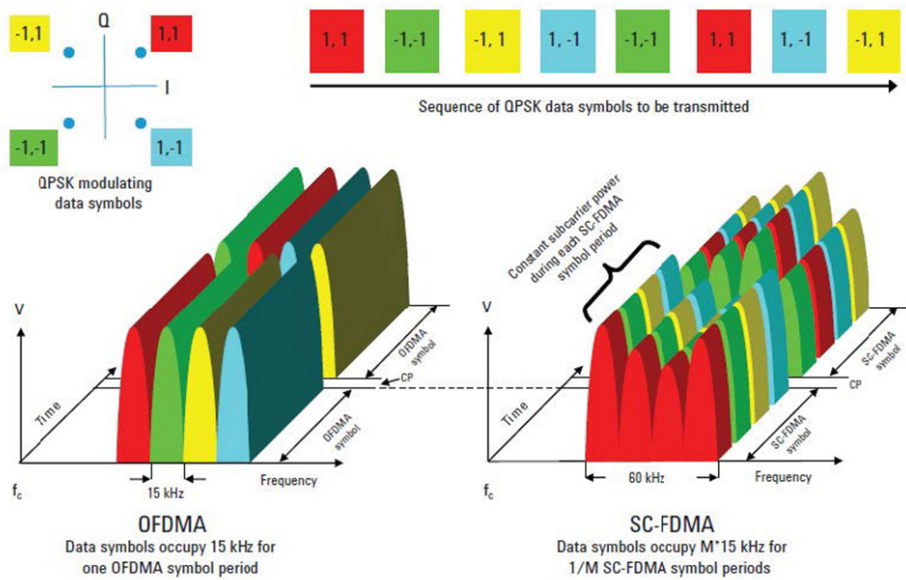


FIGURE 1.12 – Grilles temps-fréquences OFDMA et SC-FDMA (source Agilent)

même symbole sur plusieurs sous-porteuses, le PAPR est réduit, ce qui permet d'améliorer les performances de l'amplificateur de puissance et contribue ainsi à l'augmentation de l'autonomie de la batterie du terminal mobile.

Le SC-FDMA est utilisé pour les liaisons radio montantes, de l'UE vers l'eNodeB, car ce codage permet de diminuer la consommation électrique du terminal. En revanche, l'OFDMA est utilisé pour les liaisons radio descendantes des réseaux LTE, de l'eNodeB vers l'UE, car il permet d'obtenir un débit binaire utile plus élevé pour une même largeur spectrale, sans contrainte énergétique.

1.3.4 Structure de la chaîne de transmission

Dans une communication LTE, un signal émis par l'émetteur est modifié par le milieu de propagation (obstacles, mobilité des utilisateurs, etc) avant d'être reçu par le récepteur (figure 1.13). Dans le cadre de l'étude avec le testeur de radio-communication, le milieu de propagation est restreint à un système avec une voie radio pour la liaison montante et une voie radio pour la

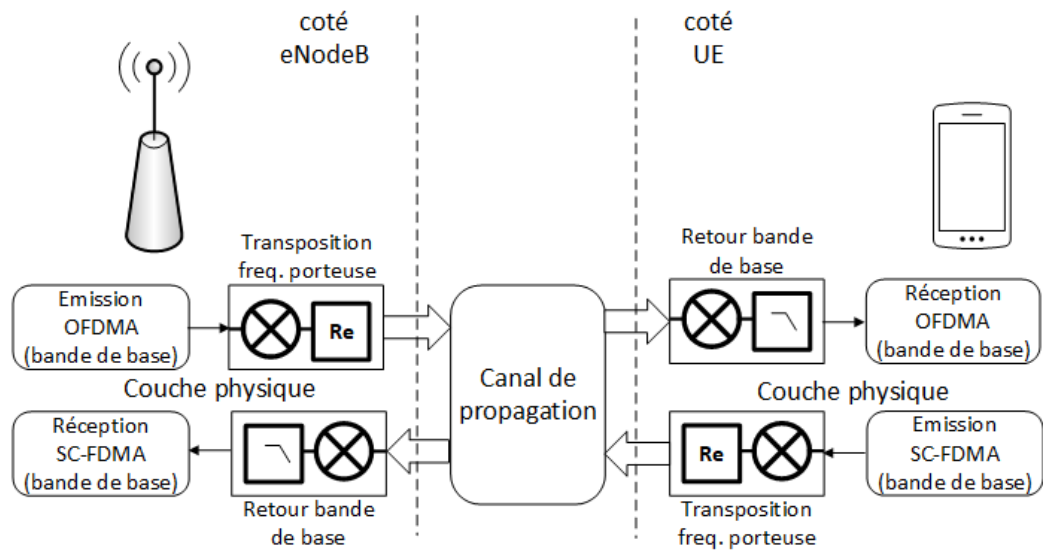


FIGURE 1.13 – la chaîne de transmission

liaison descendante (système SISO⁴ en FDD). Le signal reçu par le récepteur est le résultat de l'interaction entre le signal émis et le milieu de propagation. L'introduction d'interférences transitoires rapides ou de perturbations volontaires dans le milieu de propagation va introduire des non-linéarité sur le signal reçu. Ces distorsions non linéaires sont considérées comme un bruit supplémentaire ajouté au symbole transmis. Si l'amplitude de ce bruit est supérieure au seuil de décision du récepteur, des erreurs binaires sont présentes dans le flux reçu et peuvent être détectées par les indicateurs de qualité de la communication LTE. Dans une communication LTE, les indicateurs de qualité peuvent être regroupés en trois catégories :

- le contrôle des puissances géré par l'eNodeB,
- les émissions non désirées à l'intérieur et à l'extérieur de la bande de fréquence allouée,
- la qualité de la modulation du signal transmis.

Le testeur de radio-communication permet de relever ces indicateurs de qualité de communication sur le signal reçu de la liaison montante.

4. Single Input Single Output

1.4 Mesures sur la couche physique en LTE

Dans cette section, nous allons décrire les mesures possibles pour évaluer les signaux reçus lors d'une communication LTE. Ces mesures se concentrent sur la couche la plus basse de l'interface LTE, c'est-à-dire la communication "aérienne" entre l'UE et l'eNodeB.

Pour déterminer si la transmission d'un signal par voie hertzienne est conforme, on se réfère aux spécifications 3GPP TS36.141 [50] pour l'eNodeB et 3GPP TS36.521-1 [51] pour l'UE. Ces spécifications 3GPP contiennent de nombreux tests pour déterminer la conformité d'un UE ou d'un eNodeB aux spécifications LTE. Les tests suivants, tels que l'intensité du signal et le rapport signal/bruit, sont généralement suffisants pour détecter des problèmes dans l'environnement de communication "normal".

Les mesures définies dans la spécification 3GPP TS36.521-1, section 6 [51], comprennent les exigences relatives à la puissance d'émission, les mesures de spectre dans la bande allouée (in-band) et en dehors de la bande (out-band), ainsi que les valeurs limites liées à la qualité de modulation du signal reçu dans la liaison montante. Les indicateurs présentés ici sont pertinents pour nos expériences.

L'une des mesures utilisées pour quantifier les performances d'un émetteur ou d'un récepteur numérique est l'EVM (Erreur Vector Magnitude).

1.4.1 L'amplitude du vecteur d'erreur ou l'EVM

En ce qui concerne les modulations numériques, l'EVM est une mesure couramment utilisée pour évaluer la qualité du signal. Elle permet de mesurer l'écart entre la valeur réelle du signal et sa valeur idéale. Dans le cas d'une modulation OFDM, l'EVM est définie comme l'erreur ou la différence entre un signal d'entrée reçu et un signal idéal de référence sous une représentation vectorielle (I/Q). Les valeurs sont mesurées sous leurs formes RMS par symbole ou par sous-porteuse. Pour obtenir l'EVM sous forme de pourcentage, dans le cas d'une M-QAM (QPSK, 16-QAM, 64-QAM), chaque sous-porteuse est normalisée de sorte que le niveau efficace (RMS) de la constellation idéale soit égal à 1.

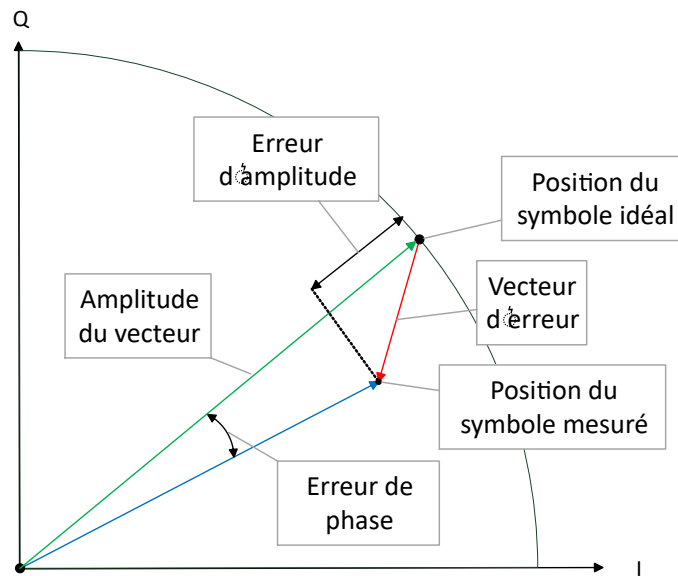


FIGURE 1.14 – Représentation graphique de la mesure de l’EVM

Dans le cas d’un signal LTE, la moyenne est calculée sur une sous-trame de 1 ms. La figure 1.14 illustre la construction de la métrique EVM pour une constellation issue d’une modulation M-QAM. L’EVM est donc la moyenne de l’erreur de l’amplitude efficace I/Q par symbole et est exprimée en pourcentage d’un EVM de référence (normalisation de la mesure par rapport à 1). Le MER (Margin Error Ratio) ou Magnitude error est la différence d’amplitude entre le signal I/Q mesuré et le signal de référence I/Q. Le PER (Phase Error Ratio) est le déphasage entre le signal I/Q mesuré et le signal de référence I/Q. La figure 1.14 montre les indicateurs obtenus de l’erreur d’amplitude I/Q pour un seul symbole.

L’EVM se calcule pour chaque symbole d’une liaison montante ou d’une liaison descendante. Elle est définie selon les spécifications 3GPP TS 36.101 [52] et 3GPP TS 36.104 [53]. Dans le cas d’une liaison montante, l’EVM du symbole DM-RS est directement obtenu après égalisation, tandis que l’EVM des autres symboles est obtenu après égalisation et IDFT, comme le montre la figure 1.15 issue de la norme 3GPP TS 36.101 [52]. L’EVM est définie comme la racine carrée du rapport entre la puissance du vecteur d’erreur moyen et la puissance de référence moyenne. Cette valeur est exprimée en

pourcentage. La méthode de calcul pour la mesure de l'EVM total d'un signal LTE est donnée dans la norme 3GPP TS 36.521 [51] à partir de l'équation (1.2).

$$EVM = \sqrt{\frac{\sum_{t \in T} \sum_{f \in F} |Z'(f, t) - I(f, t)|^2}{|F| \cdot |T| \cdot P_0}} \quad (1.2)$$

où $|T|$ représente le nombre de symboles démodulés dans une sous-trame en excluant les symboles de référence et $|F|$ représente le nombre de sous-porteuses dans la largeur de bande allouée. $Z'(f, t)$ représente le signal reçu en bande de base après décodage et égalisation. $I(f, t)$ est le signal idéal reconstruit par l'équipement de mesure et P_0 est la puissance moyenne du signal idéal. Pour les symboles de modulation normalisés, P_0 est égal à 1.

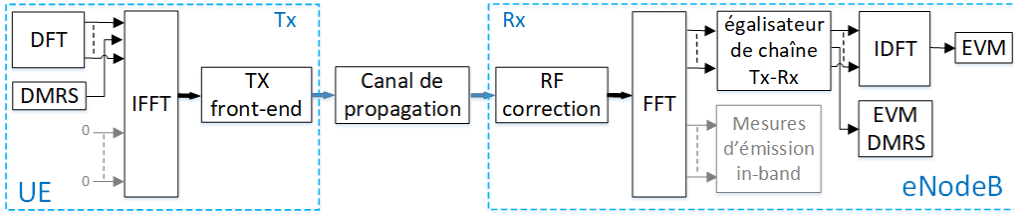


FIGURE 1.15 – points de mesures de l'EVM d'une liaison montante

Cette mesure d'EVM est utile pour l'analyse de la constellation contenue dans un élément de ressource (RE) lors de diverses dégradations ou imperfections, par exemple : stabilité de l'oscillateur local, compression du filtre, DAC/ADC, débits de symboles, signaux brouilleurs, etc. La mesure de l'EVM se fait sur 10 sous trames consécutives. Pour chaque élément ressource de façon temporelle et spectrale, les valeurs d'EVM ne doivent pas dépasser les limites données dans le tableau 4.1 pour les différentes modulations possibles d'un RE dans un RB. L'EVM, en tant que mesure temporelle, nous donne le vecteur d'erreur pour chaque symbole d'un bloc ressource spécifié. L'EVM est aussi une mesure spectrale, l'EVM est donné pour une sous porteuses pendant le temps d'un slot pour un bloc ressource spécifié. Pour chaque mesure d'EVM, le testeur de communication radio nous donne la mesure de l'EVM_{RMS}, l'EVM_{Peak} et celle en cours de mesure, l'EVM_{Current}.

Schéma de modulation	Limite de l'EVM
QPSK	17,5%
16-QAM	12,5%
64-QAM	8%

TABLE 1.4 – Exigences maximales pour l'EVM

1.4.2 Les émissions en hors de la bande allouée, l'ACLR

Les processus de modulation et la non-linéarité de l'émetteur peuvent causer des émissions non désirées en dehors de la bande passante allouée au canal assigné. Pour limiter ces émissions, des indicateurs tels que le masque d'émission du spectre (SEM) et le rapport de puissance de fuite dans le canal adjacent (ACLR) sont définis. La section 6.6.32 de la spécification 3GPP 36.521 [51] présente deux mesures spécifiques pour les exigences en matière d'émissions hors bande, le gabarit spectral d'émission SEM et le rapport de fuite des canaux adjacents ACLR. Ces mesures évaluent la puissance dans des bandes adjacentes, mais le SEM caractérise les émissions dans des bandes passantes étroites proches de la bande allouée, tandis que l'ACLR mesure la puissance adjacente dans la bande passante d'un canal complet de type LTE ou UMTS autour de la bande allouée. En général, le SEM est plus utilisé pour identifier les fréquences parasites, tandis que l'ACLR est plus utilisé pour caractériser la non-linéarité du signal émis. En vérifiant que les signaux émis par l'UE ou l'eNodeB ne causent pas de perturbations inacceptables dans les canaux adjacents, ces mesures permettent de garantir la qualité de transmission.

Description de l'ACLR

En utilisant des signaux à large bande passante, tout dispositif RF (comme un mélangeur, un amplificateur ou un isolateur) introduit de la distorsion d'inter-modulation, souvent dominée par la distorsion d'inter-modulation de deuxième et de troisième ordre (IM3) de l'appareil. Cette distorsion peut être mesurée par le taux de fuite de canal adjacent (ACLR), qui est dé-

fini comme la puissance relative dans les canaux adjacents et alternés par rapport à la quantité de puissance des sous-porteuses de la bande allouée. L'ACLR est donc considéré comme la mesure des émissions hors bande la plus contraignante et est généralement limitée par la linéarité de l'amplificateur de puissance de l'émetteur LTE.

Le rapport de puissance dans les canaux adjacents (ACPR) de tout dispositif de communication RF est généralement décrit comme la puissance des fréquences indésirables générées par la distorsion d'inter-modulation de deuxième ou de troisième ordre qui se rapprochent de la bande de fréquence d'émission. Dans les communications numériques modernes, toute fuite du canal de transmission vers le canal adjacent provoque une distorsion de la transmission sur le canal voisin et affecte la qualité de la transmission.

Afin de s'assurer que le système fonctionne correctement dans les limites autorisées, une mesure de l'ACLR doit être effectuée avec un signal d'émission de référence. En LTE, l'ACLR est le rapport de la puissance moyenne filtrée centrée sur la fréquence de canal allouée par la puissance moyenne filtrée centrée sur une fréquence de canal adjacente. C'est l'une des caractéristiques importantes de la transmission LTE définie par les spécifications 3GPP TS36.521.1, TS36.101 et TS36.104.

Les limites de spécification de l'ACLR sont différentes pour le multiplexage par répartition en fréquence (FDD) et le multiplexage par répartition dans le temps (TDD). Dans cet article, nous nous intéressons uniquement au FDD. Les exigences de conformité minimales de l'ACLR pour l'eNodeB sont données pour deux scénarios : les porteuses de canal E-UTRA adjacentes de même bande passante, notées $ACLR_{E-UTRA}$ et les porteuses de canal UTRA adjacentes noté respectivement $ACLR_{UTRA1}$ et $ACLR_{UTRA2}$.

Les spécifications 3GPP TS36.104 et TS36.521 pour LTE définissent l'ACLR comme le rapport entre la puissance moyenne filtrée centrée sur la fréquence du canal assigné et la puissance moyenne filtrée centrée sur une fréquence de canal adjacent. La figure 1.16 montre les différents filtres de mesure spécifiques pour les canaux adjacents E-UTRA et UTRA, en FDD. Les canaux E-UTRA sont mesurés à l'aide d'un filtre rectangulaire d'une largeur de bande égale à la bande allouée, tandis que les canaux UTRA sont mesurés à l'aide

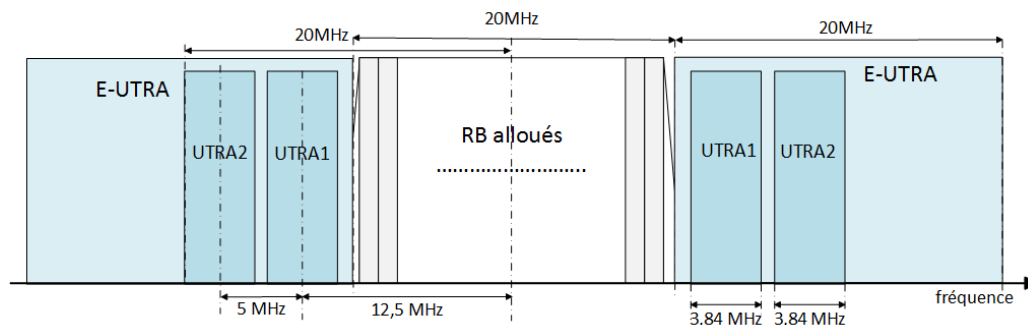


FIGURE 1.16 – Spécifications l'ACLR pour les canaux LTE et WCDMA adjacents dans le cas d'une bande allouée de 10 MHz

d'un filtre RRC (Root Raised Cosine) avec un facteur de réduction (rolloff) de 0,22 et une largeur de bande égale de 3,84MHz. L'ACLR est donc le rapport entre la puissance sur le canal attribué et la puissance sur la fréquence du canal adjacent qui peut être utilisé par une communication 3G ou 4G. Sa limite minimale est de 30 dB pour les bandes basse et haute en E-UTRA, de 33 dB en UTRA1 et de 36dB en UTRA2, comme le montre le tableau 1.5. L'ACLR permet de détecter des non linéarités liées à l'amplificateur. Il est

Bande allouée en LTE	1,4MHz	3MHz	5MHz	10MHz
E-UTRA	30dB	30dB	30dB	30dB
UTRA1	33dB	33dB	33dB	33dB
UTRA2	-	-	36dB	36dB

TABLE 1.5 – Exigences minimales pour l'ACLR

utilisé pour compléter la mesure d'EVM. Comme l'EVM, c'est une mesure qui s'effectue après retour en bande de base du signal LTE.

1.4.3 Un indicateur de distorsion harmonique, le PAPR

Définition du PAPR

Le PAPR (*Peak to Average Power Ratio*) est un indicateur de distorsion harmonique d'un signal exprimé sous forme de puissance. Le PAPR est utile pour attirer l'attention sur la présence de valeurs de puissance crête élevées

non souhaitées par rapport à la valeur de la puissance moyenne d'un signal. La définition générale du rapport de puissance d'un signal temporel $s(t)$ est donnée par l'équation (4.3) :

$$PAPR\{s(t)\} = \frac{\max |s(t)|^2}{E\{|s(t)|^2\}} \quad (1.3)$$

Ce qui correspond au maximum du signal sur son espérance mathématique. Un signal avec des valeurs de crête élevées induit des distorsions harmoniques et présente donc un PAPR élevé.

L'étude du PAPR a été traitée dans de nombreux documents pour les liaisons montantes ou descendantes d'un signal LTE [54, 55]. Dans un signal OFDM, en raison de la présence d'un grand nombre de sous-porteuses modulées indépendamment des symboles d'entrée, le rapport entre la puissance crête et la puissance moyenne peut être très élevé. De plus, l'amplification du signal RF par le LNA (*low noise amplifier*), mais surtout par le PA (*power amplifier*) engendre des distorsions harmoniques supplémentaires. Un moyen d'éviter de telles distorsions harmoniques est de contrôler le PAPR avant amplification du signal RF.

Dans le cas des modulations multi-porteuses, l'étude du PAPR est faite de deux façons :

- soit par une étude déterministe qui consiste à calculer sa valeur maximale ou sa borne la plus grande,
- soit par une étude statistique réalisée à l'aide d'une fonction de répartition (CDF *Cumulative distribution function* ou CCDF *Complementary Cumulative distribution function*)[56].

Dans notre cas, l'équation (1.4) issue des travaux [57, 58] donne de façon approchée la valeur moyenne du PAPR d'un signal OFDM en bande de base. Cette valeur dépend du nombre de ses sous-porteuses N et de la constante d'Euler-Mascheroni, $C_{(Euler)}$, dont la valeur approchée vaut 0,57721. Elle nous servira de référence lors des mesures de PAPR.

$$E[PAPR] = C_{(Euler)} + \ln(N) \quad (1.4)$$

Relation entre la bande de base et la bande RF pour le PAPR

Dans la plupart des études, la mesure du PAPR se fait sur un signal en bande de base $s_{BB}(t)$. Dans notre étude, le calcul du PAPR est réalisé sur le signal RF $s_{RF}(t)$ d'une communication LTE mesurée à l'oscilloscope. Les travaux de *J. Tellado* [58] ont établi une relation simple entre la valeur moyenne du PAPR d'un signal en bande de base $s_{BB}(t)$ et la valeur moyenne du PAPR d'un signal mesurée en RF $s_{RF}(t)$. A partir de l'équation générale du PAPR (4.3), il est possible de déterminer le PAPR du signal RF $PAPR\{s_{RF}(t)\}$ en transposant en RF le PAPR du signal en bande de base $PAPR\{s_{BB}(t)\}$.

$$PAPR\{s_{BB}(t)\} = \frac{\max_{t \in [0, T_S]} [|s_{BB}(t)|^2]}{E[|s_{BB}(t)|^2]}$$

$$PAPR\{s_{RF}(t)\} = \frac{\max_{t \in [0, T_S]} [|s_{RF}(t)|^2]}{E[|s_{RF}(t)|^2]}$$

Dans le cas particulier des télécommunications, les deux conditions suivantes sont appliquées :

$$f_C \gg \frac{N}{T_S} \gg \frac{1}{T_S} \text{ et } \max_{t \in [0, T_S]} [|s_{BB}(t)|^2] \simeq \max_{t \in [0, T_S]} [|s_{RF}(t)|^2] \quad (1.5)$$

Pour une modulation MAQ de type QPSK ou 16-QAM, la représentation complexe du signal en bande de base s'écrit $s_{BB}(t) = s_I(t) + j \cdot s_Q(t)$ l'espérance mathématique devient $E[|s_{BB}(t) \cdot s_{BB}^*(t)|]$.

$$E[|s_{BB}(t) \cdot s_{BB}^*(t)|] = E[|s_I(t)|^2] + E[|s_Q(t)|^2] \text{ avec } E[|s_I(t)|^2] = E[|s_Q(t)|^2]$$

$$s_{RF}(t) = \text{Re}[s_{BB}(t) \cdot e^{j2\pi f_C t}] = \text{Re}[s_{BB}(t) \cdot (\cos(2\pi f_C t) + j \cdot \sin(2\pi f_C t))]$$

$$s_{RF}(t) = s_I(t) \cdot \cos(2\pi f_C t) - s_Q(t) \cdot \sin(2\pi f_C t) \quad (1.6)$$

L'espérance mathématique du signal RF $E[|s_{RF}(t)|^2]$ (1.7) est déterminée à partir de l'équation (1.6) et des conditions données par (1.5). Les fonctions $s_I(t)$ et $s_Q(t)$ sont considérées comme des constantes qui représentent

l'amplitude des fonctions $\cos(2\pi f_C t)$ et $\sin(2\pi f_C t)$ pendant une période.

$$\begin{aligned} E[|s_{RF}(t)|^2] &= E[|s_I(t) \cdot \cos(2\pi f_C t) - s_Q(t) \cdot \sin(2\pi f_C t)|^2] \\ E[|s_{RF}(t)|^2] &= E[|s_I(t) \cdot \cos(2\pi f_C t)|^2] + E[|s_Q(t) \cdot \sin(2\pi f_C t)|^2] \end{aligned}$$

La thèse de J. Tellado [58] a démontré pour la première fois les résultats (1.7) et (1.8).

$$\frac{E[|s_I(t)|^2]}{2} + \frac{E[|s_Q(t)|^2]}{2} = \frac{E[|s_{BB}(t)|^2]}{2} \quad (1.7)$$

$$\frac{\max_{t \in [0, T_S]} [|s_{RF}(t)|^2]}{E[|s_{RF}(t)|^2]} \simeq \frac{\max_{t \in [0, T_S]} [|s_{BB}(t)|^2]}{\frac{1}{2} \cdot E[|s_{BB}(t)|^2]} \quad (1.8)$$

On en déduit la relation (1.9) entre le $PAPR\{s_{RF}(t)\}$ et le $PAPR\{s_{BB}(t)\}$.

$$PAPR\{s_{RF}(t)\} \simeq 2 \cdot PAPR\{s_{BB}(t)\} \quad (1.9)$$

Pour un PAPR exprimé en dB, il y a un écart de 3dB entre les valeurs (1.10).

$$10 \cdot \log(PAPR[s_{RF}(t)]) \simeq 10 \cdot \log(PAPR[s_{BB}(t)]) + 3dB \quad (1.10)$$

Il existe différentes définitions du PAPR en fonction de la nature des signaux mesurés. Une synthèse de ces définitions est présentée dans les articles [44, 59].

Paramètres de mesures du PAPR pour le LTE

Lors de nos mesures, la valeur du PAPR est obtenue en divisant la valeur crête au carré par la valeur efficace au carré de la tension mesurée $u_{RF}(t)$ pendant la fenêtre de temps T . L'équation générale du PAPR (4.3) devient l'équation (1.11) où T pourra prendre la valeur d'un slot, d'une demi-trame ou d'une trame d'une communication LTE.

$$PAPR[s_{RF}(t)]_{Mesuré} = \frac{\max_{t \in [0, T]} |u_{RF}(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |u_{RF}(t)|^2 dt} \quad (1.11)$$

La valeur calculée du $PAPR[s_{RF}(t)]$, à partir du tableau 1.6, sert de

référence pour suivre l'évolution de la valeur mesurée à l'oscilloscope du $PAPR[s_{RF}(t)]_{Mesuré}$. Les valeurs de PAPR du tableau 1.6 sont données pour

Bande allouée en LTE	1,4MHz	3MHz	5MHz	10MHz
Nombre de sous-porteuses	72	180	300	600
$E[PAPR]$	4,854	5,77	6,281	6,974
$PAPR[s_{RF}(t)]$ en dB	9,86	10,61	10,98	11,435

TABLE 1.6 – Valeurs de référence du PAPR

un signal OFDM. Pour une communication LTE, la mesure du PAPR en RF peut se faire sur un signal SC-FDMA pour la liaison montante ou bien sur un signal OFDMA pour la liaison descendante. Ces indicateurs ont été mesurés lorsque la communication LTE est soumise à certaines perturbations électromagnétiques. Dans le chapitre suivant, nous allons présenter les perturbations électromagnétiques utilisées. Nous étudierons ensuite l'impact de ces perturbations sur une communication LTE.

Les interférences transitoires rapides

L'évolution des technologies des systèmes en électronique de puissance a favorisé le développement des véhicules intégrant une propulsion électrique comme les trains à grande vitesse mais aussi les automobiles hybrides, hybrides rechargeables ou électriques [60, 61, 62]. Les convertisseurs statiques associés à l'alimentation des moteurs électriques génèrent des perturbations électromagnétiques par des variations rapides de courants et de tensions [63]. Ces perturbations électromagnétiques sont des interférences transitoires qui peuvent alors occuper une large bande de fréquences allant de quelques Hertz à plusieurs centaines de Mégahertz.

Dans le domaine ferroviaire, l'électrification a été développée au milieu du 20ème siècle pour les lignes à fort trafic ou au profil difficile. En milieu urbain, elle permet aux trains de circuler en tunnel en évitant les nuisances des moteurs à combustion. Pour cela, la voie ferrée est équipée d'une ligne d'alimentation de sorte que l'énergie électrique est «captée» par le véhicule sur rails. Pour tous les trains électriques, qu'il s'agisse de grandes lignes ou de véhicules urbains, la prise d'énergie est assurée par un contact glissant, à savoir un patin glissant sur un troisième rail ou bien un pantographe glissant le long d'une caténaire. Ce contact glissant constitue un contact imparfait avec des brefs détachements qui peuvent alors produire des décharges électrostatiques entre les deux éléments du contact figure 2.1. Ces décharges produisent alors des signaux transitoires extrêmement rapides qui peuvent entraîner des perturbations conduites ou rayonnées et occupant des bandes jusqu'à plusieurs Gigahertz. Les interférences résultantes peuvent couvrir les bandes de



FIGURE 2.1 – décharge électrostatique caténaire/pantographe TGV

fréquence allouées aux systèmes de communication sans fil. Ce sont ces interférences que nous allons présenter dans ce chapitre. Les signaux transitoires rapides qui proviennent des décharges électrostatiques se propagent dans les câbles d'alimentation du véhicule. Des filtres à l'entrée des réseaux électriques des véhicules permettent généralement de les atténuer. En revanche, tous les éléments métalliques qui forment la caténaire, les supports de caténaire et le pantographe, se comportent telles des antennes d'émissions et produisent également des émissions rayonnées transitoires lors qu'ils sont parcourus par les signaux résultant de la décharge électrostatique.

Ces émissions rayonnées, de part leur largeur de bande, peuvent aisément se coupler à un grand nombre de structures, notamment à toutes les antennes présentes en toiture du train. Ces interférences transitoires rapides peuvent donc brouiller voire interrompre la réception d'une communication radio [64]. Les véhicules intégrant de plus en plus de nouveaux moyens de télécommunication comme le LTE, sont donc susceptibles à ce type de perturbations électromagnétiques [65].

2.1 Les interférences produites par les pertes de contact caténaire-pantographe

Dans le cas des trains à grande vitesse, le véhicule capte son énergie électrique par la caténaire, à l'aide du pantographe. Le contact glissant entre la caténaire et le pantographe produit des arcs électriques liés aux décharges électrostatiques lors des brèves ruptures de contact qui interviennent au cours du déplacement du train. Les interférences transitoires rapides générées et leur fréquence d'apparition dépendent de la vitesse du train, du courant capté avant rupture de contact, des conditions atmosphériques autour de la liaison caténaire/pantographe. Néanmoins, pour les trains grandes vitesses, le phénomène est quasi continu, car la vitesse du train entraîne un léger mouvement d'ondulation de la caténaire favorisant les détachements. Cela crée des signaux transitoires rayonnés sur une large bande de fréquences, certes très brefs mais également très fréquents et qui peuvent couvrir les bandes utilisées par les systèmes de radiocommunication. Ce contact glissant génère des perturbations rayonnées autour du contact caténaire/pantographe mais qui peuvent aussi se propager le long de la caténaire au passage du train. Pour les systèmes de radiocommunication ferroviaire embarqués à bord des TGV, les antennes doivent être fixées sur le toit du train pour une meilleure réception des signaux émis par les stations de base en bordure de voie [66]. Il n'est donc pas possible d'obtenir une distance suffisante pour séparer les antennes de la caténaire et du pantographe [63]. De nombreux travaux [67, 68, 69, 70] ont été réalisés pour caractériser ces interférences transitoires. Cependant, elles n'ont pas toujours été réalisées avec des échantillonnages lors des mesures suffisamment élevés pour étudier leurs comportement dans les bandes des systèmes de communication. L'étude réalisée dans la thèse de M.N. Ben Slimen [71] visait à étudier leur influence sur les communications GSM-R. Elle a donc été réalisée à partir de mesures d'interférences à bord des trains, à l'aide d'antennes GSM-R et en adoptant des échantillonnages d'au moins 5 Giga échantillons par seconde, pour permettre de mener des analyses dans les bandes de fréquence du GSM-R. Cette étude a permis d'associer des lois de densité de probabilité aux différents paramètres qui régissent une interfé-

rence transitoire, et ce par l'analyse d'un grand nombre de mesures réalisées à bord d'un train. Pour que ces résultats restent valables et exploitables dans le cadre de nos travaux, nous avons opté pour une étude du LTE qui se positionnerait en bande 8 car cette bande est adjacente aux fréquences dédiées au GSM-R.

Afin de définir le modèle à utiliser dans nos travaux pour représenter les interférences transitoires issues du contact caténaire-pantographe, nous avons réalisé des mesures complémentaires le long d'une ligne TGV.

Nous avons installé le matériel de mesure sur un pont au-dessus de la ligne Lille -Paris. Deux antennes "cornet" étaient orientées vers la caténaire et les signaux étaient mesurés à l'aide d'un oscilloscope au passage du train.

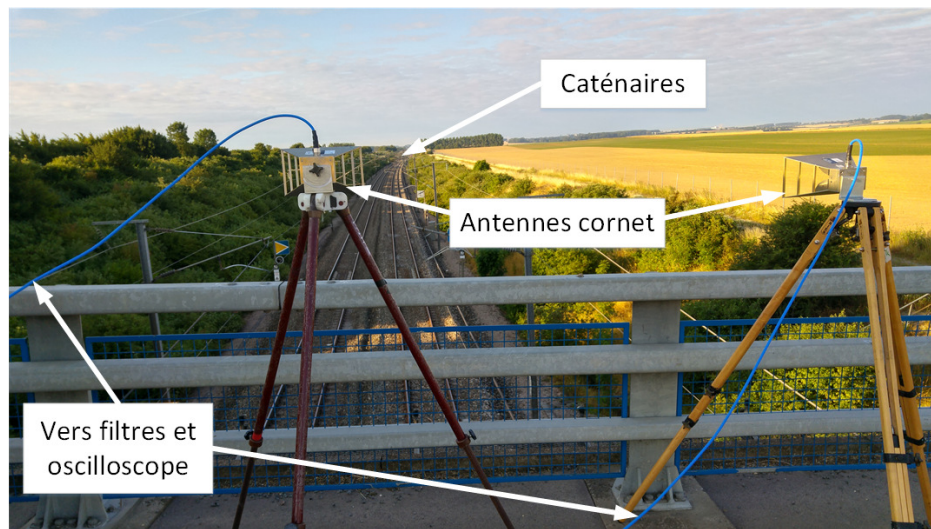


FIGURE 2.2 – Photo des antennes placées le long de la voie TGV

Pour réaliser de telles mesures, il faut garder à l'esprit que les interférences produites sont très large bande allant des très basses fréquences jusqu'à plusieurs GigaHertz. Or, dans notre étude, nous sommes intéressés par les interférences produites dans la bande des communications LTE. Si nous souhaitons collecter prioritairement les interférences transitoires qui atteignent les bandes du LTE, il est indispensable de filtrer les plus basses fréquences et de déclencher les enregistrements sur les transitoires qui couvrent cette bande LTE. De plus, en filtrant les plus basses fréquences, cela évite également

d'adopter une échelle d'amplitude très étendue au niveau de l'oscilloscope par rapport aux amplitudes des composantes fréquentielles situées dans la bande du LTE. Afin de mettre en lumière la dimension large bande de ces interférences et de montrer comment la chaîne de réception peut impacter les paramètres temporels du signal transitoire capté, nous avons adopté deux filtrages différents à l'entrée deux ports de l'oscilloscope.

Le schéma de principe du système de mesures est présenté figure 2.3. L'utilisation des filtres F1 et F2 permet de déclencher la mesure de l'oscilloscope pour des signaux occupant une bande spectrale supérieure à 1,86 GHz avec le filtre F1 ou occupant une bande spectrale comprise entre 100 MHz et 3 GHz avec le filtre F2.

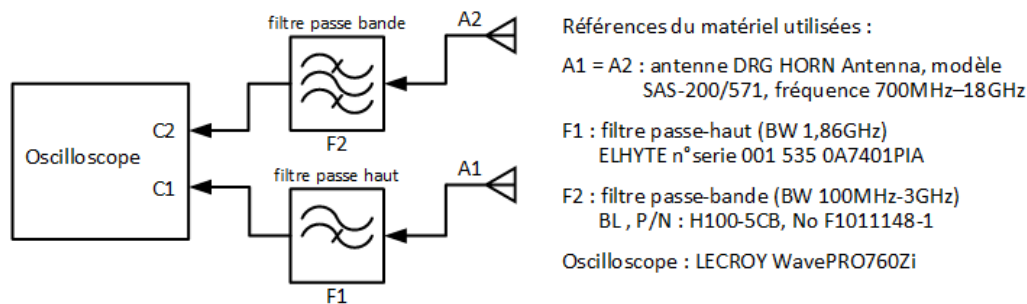


FIGURE 2.3 – Principe de mesure des interférences le long de la voie TGV

Dans ces mesures, le déclencheur ou trigger qui permet de détecter et activer l'enregistrement, a été fixé sur la voies 2, à un niveau de 50 mV. A chaque fois, que le niveau de 50 mV sur la voie 2 était atteint, les signaux reçus par les deux voies était enregistrés.

Ces mesures ont été faites d'une part, pour étudier l'impact de la chaîne de réception dans la caractérisation des interférences transitoires et d'autre part, pour être utilisables [72, 73] pour les bandes de fréquences autour de 2 GHz et 2,4 GHz utilisées pour la bande 7 du LTE et du Wifi.

La figure 2.4 présente la mesure simultanée d'un signal transitoire par les deux voies de l'oscilloscope. On peut constater l'effet du filtrage sur la forme d'onde et sur son amplitude maximale. On observe une amplitude maximale bien plus élevée avec le filtre 100MHz-3GHz. En effet, les plus

basses fréquences entraînent des niveaux transitoires significativement plus élevés.

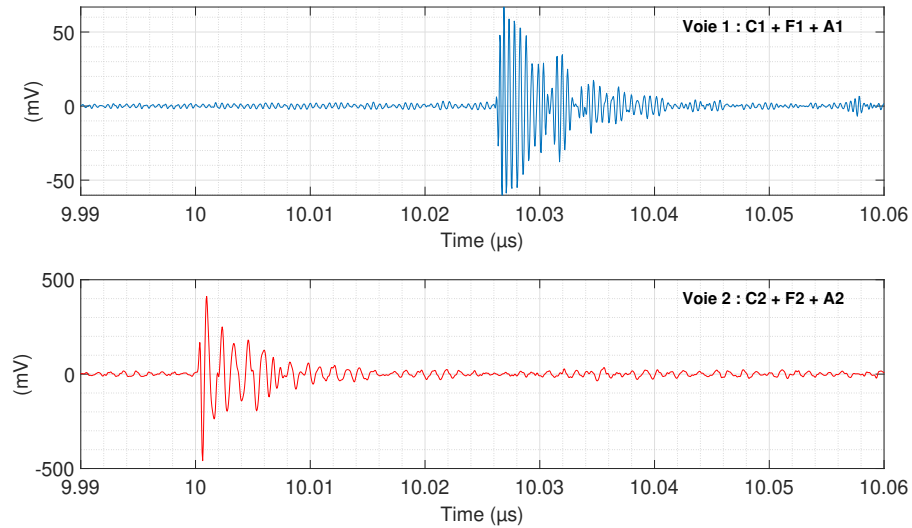


FIGURE 2.4 – Interférence transitoire mesurée sur les 2 voies de l’oscilloscope

Pour notre étude, nous nous intéressons aux mesures réalisées par la voie 2 de l’oscilloscope (C2+F2) qui inclue la bande de fréquences autour de 900 MHz utilisée par la bande 8 du LTE et le GSM-R.

N’étant pas à bord du train, les valeurs de l’amplitude et du temps de répétition ne peuvent pas être représentatives de ce que reçoit une antenne située en toiture du train. En revanche, les valeurs de temps de montée et de temps de maintien ont pu être mesurées et comparées à celles issues des analyses statistiques de la thèse de M. N. Ben Slimen.

La figure 2.5 représente un transitoire mesuré par la voie 2 de l’oscilloscope, avec un échantillonnage de 20 GHz. La figure 2.6 correspond à une représentation dans un domaine temps-fréquence. Elle est obtenue en appliquant un calcul FFT sous Matlab sur une fenêtre glissante de 256 points sur une durée totale de 20 μ s du signal mesuré.

Les valeurs mesurées des temps de montée et des temps de maintien sur les signaux que nous avons collectés, sont conformes aux valeurs données par les lois de distributions de probabilité réalisées dans les études pour les

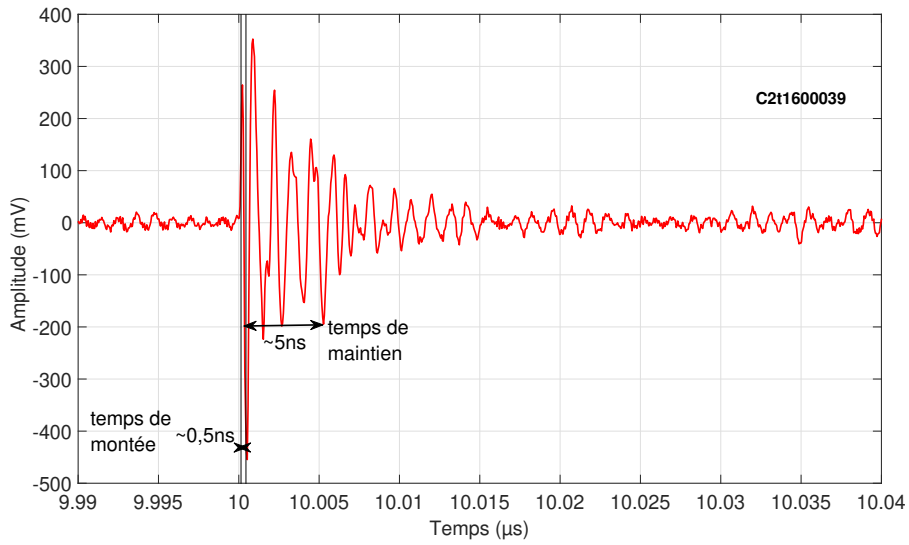


FIGURE 2.5 – Interférence transitoire mesurée le long de la voie

interférences mesurées à bord du train sur l’antenne de réception GSM-R. [71, 74, 75].

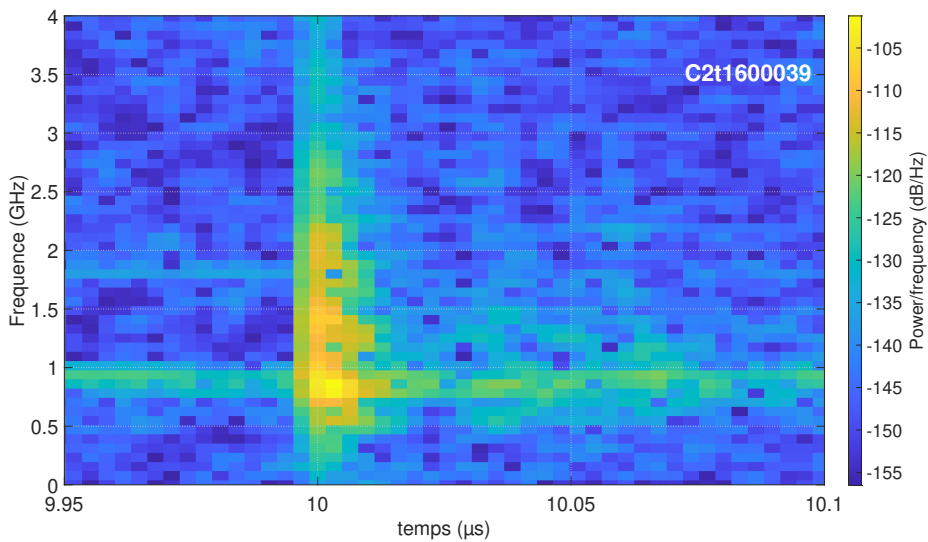


FIGURE 2.6 – Représentation temps/fréquence de l’interférence caténaire pantographe

Si on regarde la représentation temps-fréquence de la figure 2.6, on constate

que le filtre F2 placé à l'entrée de la voie de mesure C2 limite l'occupation spectrale de 100 MHz à 3 GHz.

On note que le signal transitoire mesuré depuis le pont couvre parfaitement la bande 8 du LTE, pour laquelle la liaison montante est comprise entre 880 MHz et 915 MHz et la liaison descendante entre 925 MHz et 960 MHz. La puissance dans les fréquences supérieures est plus faible mais ceci est également dû à la distance entre les antennes de mesure et la caténaire. Si la mesure était réalisée à partir d'une antenne sur le toit du train, l'atténuation de puissance avec la montée en fréquence pourrait être plus faible. Ainsi, on constate bien que la réception des signaux LTE des liaisons descendantes peut être affectée par ces signaux transitoires.

Plusieurs études ont été menées pour analyser la robustesse de la liaison descendante d'une communication GSM-R (921 MHz à 925 MHz) face à ces interférences transitoires [71, 74, 75, 76, 77]. Pour ces études, un modèle du signal transitoire reçu par les antennes GSM-R lors des détachements caténaire-pantographe a été adopté. Ce modèle est basé sur des paramètres temporels fixés à partir des analyses statistiques réalisées dans la thèse de M.N. Ben Slimen [71]. Les valeurs correspondantes aux maximums des fonctions de densité de probabilité (c.a.d $t_{rise} \approx 0,4$ ns, $t_{hold} \approx 5$ ns et $t_{repet} \approx 7$ μ s) ont été retenues [71].

2.2 Modélisation de l'interférence transitoire

L'étude statistique de la thèse [71] et les articles [67, 70] ont permis d'adopter un modèle de l'interférence transitoire produite par les pertes de contact caténaire-pantographe. Le signal produit est modélisé par une double exponentielle qui possède un temps de montée et une durée. La durée ou temps de maintien est définie par le temps au cours duquel son amplitude excède 50% de sa valeur maximale. Enfin, l'impact de cette interférence dépend également de sa fréquence d'apparition. L'intervalle de temps entre deux apparitions successives a donc également été analysé statistiquement.

A partir de ces études, des plages de variation du temps de montée, du temps de maintien, et de l'intervalle de répétition des interférences transi-

toires ont obtenues :

- t_{rise} , le temps de montée est compris entre 0, 1 ns et 3 ns,
- t_{hold} , le temps de maintien est compris entre 1 ns et 50 ns,
- t_{repet} , le temps de répétition est compris entre 0, 5 μs et 300 μs .

A partir de ces paramètres, un modèle de l'interférence transitoire peut être créé sous Matlab en choisissant des valeurs t_{rise} , t_{hold} dans ces plages de valeurs.

Le modèle de l'interférence transitoire est réalisé à partir d'une double exponentielle représentée par l'équation (2.1).

$$s_{env}(t) = A_0 \cdot \left(e^{\frac{-t}{t_{rise}}} - e^{\frac{-t}{t_{hold}}} \right) \quad (2.1)$$

Un intervalle de répétition, noté t_{repet} , permet de contrôler le nombre d'interférences pendant une trame LTE. Ici, l'interférence transitoire est un signal périodique donné, par l'équation (2.2), avec des valeurs de t_{repet} comprise entre 1 μs et 100 μs .

$$s_{TR}(t) = \sum_{n=0}^{+\infty} (s_{env}(t - n \cdot t_{repet})) \text{ avec } n \in \mathbb{N} \quad (2.2)$$

L'interférence transitoire donnée par l'équation (2.1) peut alors être chargée sur un générateur de signaux arbitraires avec comme période la valeur t_{repet} et ajoutée à une communication LTE en laboratoire.

A travers les mesures réalisées, nous avons également constaté que le signal produit est très large bande et que la bande couverte par le signal reçu dépend du filtre appliqué à la réception. Ainsi, si le signal d'interférence est reçu par un récepteur LTE, il sera en partie filtré par l'antenne du récepteur et par son filtre de bande. Nous avons donc modifié le modèle, pour ne conserver que l'énergie qui s'étend sur la bande du lien descendant LTE.

Pour concentrer l'énergie de l'interférence transitoire sur la bande de fréquence de la communication à perturber, on vient moduler le signal double exponentiel avec la fréquence centrale de la bande à perturber f_C . Ce qui

donne l'équation (2.3).

$$s_{TRRF}(t) = s_{TR}(t) \cdot \sin(2\pi f_C t) \quad (2.3)$$

En utilisant ce modèle d'interférence, nous allons ensuite tester la robustesse de la communication LTE dans la bande 8, soumise à cette interférence.

La bande 8 présentée dans le tableau 1.1 utilise des bandes de fréquences adjacentes à celles du GSM-R. Les bandes des liens montant et descendant du GSM-R sont 876-880 MHz et 921-925 MHz. Ainsi, vu la proximité entre les fréquences des deux systèmes, on peut considérer que les résultats issus des études [71, 74, 75, 76, 77] sur les interférences transitoires peuvent être exploités dans notre étude sur le LTE. Pour réaliser les tests et appliquer les interférences transitoires aux communications LTE, nous réalisons un banc de test en mode conduit, qui sera présenté en détail au troisième chapitre. En effet, le mode conduit permet de mieux maîtriser les différents paramètres qui interviennent dans le test. En mode conduit, nous ne sommes pas affecté par des imprécisions sur les orientations ou positions d'antennes. De plus, il n'est pas nécessaire de se placer en chambre anéchoïque pour éviter des des signaux extérieurs ne viennent perturber les tests.

En revanche, en mode conduit, il est important d'utiliser une interférence transitoire dont le spectre ne couvre pas celui les deux liaisons montante et descendante de la communication LTE. En effet, dans la réalité, les interférences transitoires produites par le contact caténaire-pantographe n'atteignent que la réception du lien descendant par les antennes du train en toiture. La réception du lien montant au niveau des eNodeB LTE situé au sol n'est pas affectée par ces interférences.

Ainsi, en se référant aux travaux sur le GSM-R, les valeurs de temps de montée et de maintien de l'interférence transitoire doivent être choisies pour être incluses dans les valeurs possibles selon les analyses présentées par la thèse de M.N. Ben Slimen [71] et également pour couvrir la bande LTE descendante sans atteindre la bande du signal montant.

Cependant, l'équipement de laboratoire (le CMW500 qui sera détaillé dans le chapitre 3) ne permet d'analyser en détail que la qualité du signal

envoyé par le terminal vers l'eNodeB, à savoir que la qualité du lien montant. Nous avons donc travaillé de manière symétrique en analysant l'effet du modèle d'interférence sur la réception du lien montant et non sur la réception du lien descendant. Nous nous attachons donc à ce que l'interférence ne couvre que la bande du lien montant.

Pour nos tests, l'enveloppe de l'interférence transitoire choisie possède un temps de montée $t_{rise} = 2$ ns et un temps de maintien $t_{hold} = 20$ ns. Elle peut être comparée à l'enveloppe de l'interférence transitoire ayant un temps de montée $t_{rise} = 0,4$ ns et un temps de maintien $t_{hold} = 5$ ns comme le montre la représentation temporelle de la figure 2.7. Ces valeurs de $t_{rise} = 0,4$ ns et

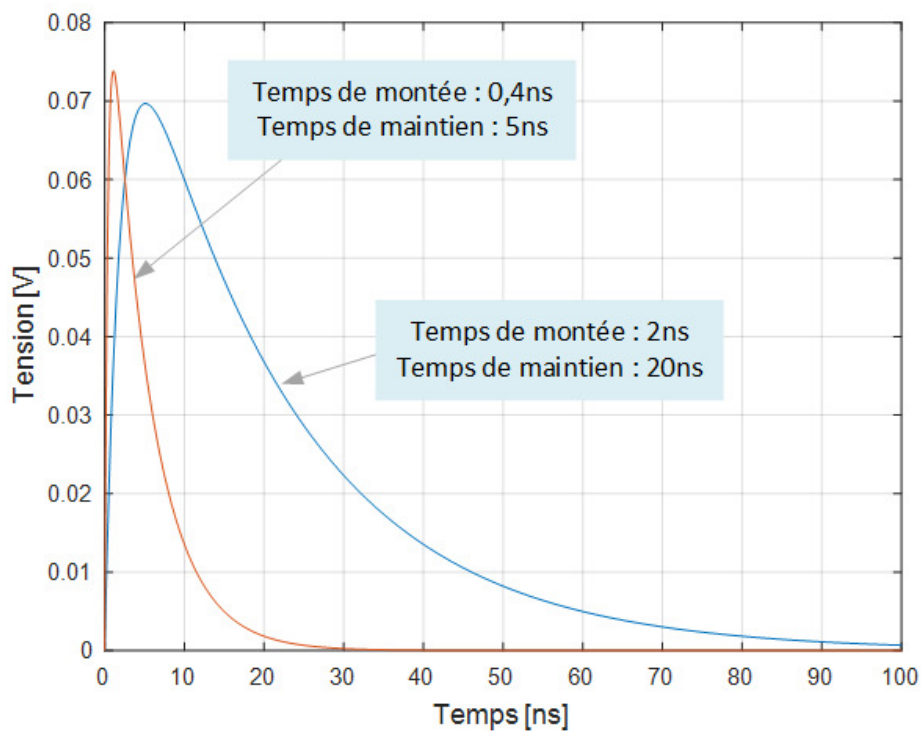


FIGURE 2.7 – Représentation temporelle des interférences transitoires

$t_{hold} = 5$ ns correspondent au maximum des fonctions de probabilité du temps de montée et de maintien. Statistiquement, ce sont les valeurs de temps de montée et de temps de maintien les plus souvent rencontrées lors des mesures des signaux produits par les pertes de contact caténaire-pantographe.

A titre de comparaison, on peut rappeler les valeurs des temps de montée et de maintien de l'interférence transitoire définie dans la norme IEC 61000-4-4 pour les tests de CEM aux transitoires rapides en salve. Dans cette norme, le temps de montée de l'interférence est de 5 ns et le temps de maintien de 50 ns.

Tel que précisé précédemment, les paramètres de l'interférence transitoire doivent permettre de ne perturber que la liaison montante de la communication LTE. La liaison montante d'une communication LTE en bande 8 utilise une plage de fréquences de 880 MHz à 915 MHz avec une fréquence centrale de 897,5 MHz et la liaison descendante utilise la plage de fréquences de 925 MHz à 960 MHz avec une fréquence centrale de 942,5 MHz. Les largeurs de bande allouée pour les canaux LTE varient de 1,4 MHz à 20 MHz. Pour perturber efficacement la liaison montante de la communication LTE, l'interférence transitoire doit occuper la bande allouée de la liaison montante et doit être centrée sur 897,5 MHz. On souhaite que la puissance de l'interférence soit répartie de manière assez homogène sur un canal de 10MHz au sein de la bande montante, afin que l'impact de l'interférence soit comparable sur toutes les sous porteuses du canal. Mais, on souhaite également que ce spectre soit assez étroit pour éviter d'atteindre la bande de la liaison descendante.

C'est pour grouper ces propriétés que nous avons modulé le signal transitoire à la fréquence centrale 897,5MHz de la bande allouée au lien descendant et adopter un temps de montée 2 ns et un temps de maintien de 20 ns comme le montre la figure 2.8.

La figure 2.9 compare les spectres calculés à l'aide d'une FFT sous Matlab des interférences transitoires de la figure 2.7 et modulées à la fréquence de 897,5 MHz. L'interférence transitoire avec un temps de montée t_{rise} de 2 ns et un temps de maintien t_{hold} de 20 ns concentre l'essentiel de son énergie autour de la fréquence centrale de la liaison montante du LTE sans trop perturber la liaison descendante. En revanche, pour l'interférence transitoire avec un temps de montée t_{rise} de 0,4 ns et un temps de maintien t_{hold} de 5 ns, on constate un spectre plus étalé avec une différence de puissance plus faible entre les bandes des liaisons montante et descendante.

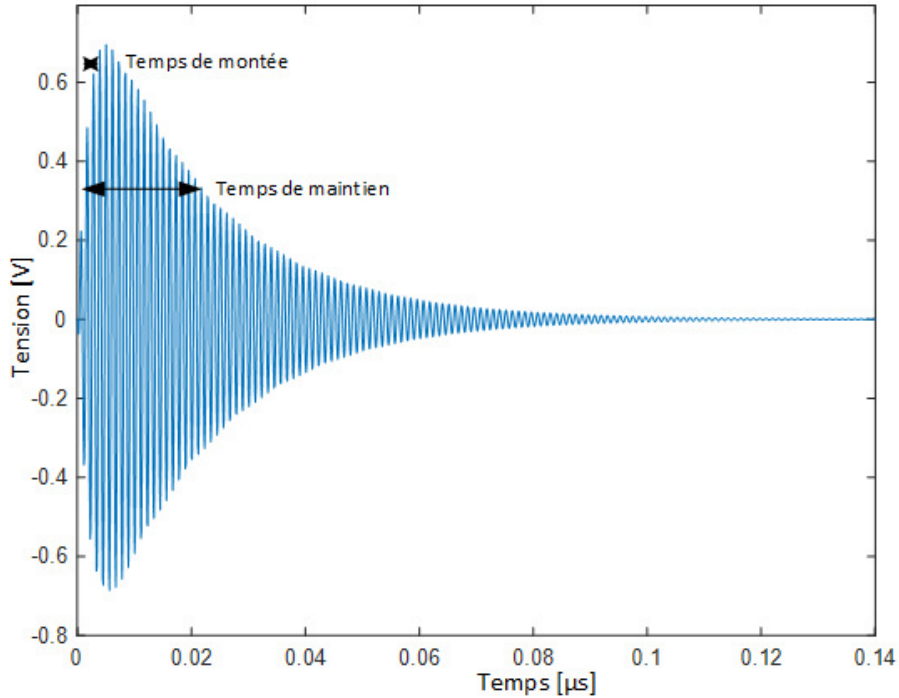


FIGURE 2.8 – Interférence transitoire modulée à 897,5MHz

Si on se focalise uniquement sur la bande de la liaison montante, on note une variation inférieure à 1 dB sur l'amplitude dans la largeur de bande allouée de 10 MHz. et une isolation entre les fréquences centrales 897,5 MHz de la liaison montante et 942,5 MHz de la liaison descendante supérieure à 15 dB pour ne pas perturber simultanément les deux liaisons.

Ainsi, le temps de montée, le temps de maintien des interférences transitoires et la fréquence de modulation ont été fixés pour ne perturber que la liaison montante de la communication LTE. La mise en œuvre d'un banc de test en mode conduit présente de nombreux avantages par rapport à un banc de test en mode rayonné. En effet, le banc de test en mode conduit permet de s'affranchir de certains équipements tels que les amplificateurs RF et les antennes, dont le positionnement peut entraîner des variations sur les résultats. Il permet également de faire abstraction du milieu de propagation et de ne pas devoir passer en chambre anéchoïque, mais requière l'utilisation

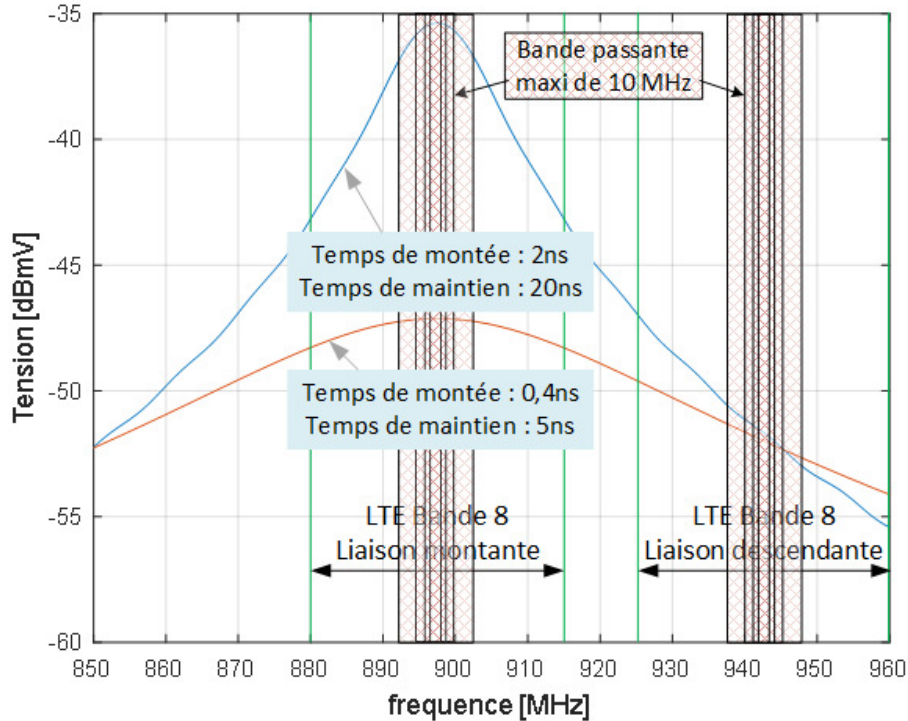


FIGURE 2.9 – Représentation spectrale des interférences transitoires

de splitters/combiners.

La robustesse de la liaison montante de la communication LTE à une interférence transitoire est testée en faisant varier l'amplitude de l'interférence A_0 et ce pour différentes valeurs de la période de répétition t_{repet} comprises entre $1 \mu s$ et $100 \mu s$. Ces valeurs correspondent aux valeurs possibles que peut prendre la période de répétition suivant l'étude statistique menée dans la thèse de M.N. Ben Slimen [71]. Les interférences transitoires ainsi modélisées sont générées par un générateur de signaux arbitraires et ajoutés à une communication LTE par le biais d'un coupleur.

L'évolution des indicateurs de qualité de la communication LTE en fonction de l'amplitude de l'interférence est observée jusqu'à ce que la perte de communication se produise. L'analyse des mesures des indicateurs de qualité de la communication LTE, présentés au premier chapitre, nous permettra de déterminer l'indicateur le plus représentatif de l'impact des interférences

transitoires sur la communication. L'EVM et l'ACLR sont des indicateurs propres aux modulations numériques multi-porteuses. En revanche, le PAPR est un indicateur de distorsion harmonique qui peut être mesuré sur tout signal. Une approche théorique pour l'obtention de cet indicateur est aussi possible. Elle montre l'influence des différents paramètres de l'interférence transitoire sur la valeur de l'indicateur de distorsion harmonique.

2.3 PAPR d'une interférence transitoire

Souvent utilisé en électronique de puissance, le facteur de crête (CF) permet de définir la qualité d'une forme d'onde. Il permet de détecter, dans un signal, les transitoires rapides générés par les convertisseurs statiques liés à l'alimentation des véhicules électriques [78, 79]. Comme cela a été présenté dans le premier chapitre, une relation simple lie le PAPR et le CF : $PAPR = CF^2$. En radio fréquence, on peut également étudier le PAPR du signal de communication et dans le cas d'un signal LTE, le PAPR dépend du flux binaire porté par la modulation OFDM. Une valeur approchée du PAPR peut néanmoins être calculée comme cela a été présenté au premier chapitre.

Le PAPR d'une interférence transitoire peut aussi être calculé en fonctions des paramètres temporelles de l'interférence. L'équation avec le détail des calculs donnant le PAPR en fonction des différents paramètres de l'interférence transitoire est présenté dans l'annexe A. Lors du calcul du PAPR d'une interférence transitoire, seuls les temps de montée, de maintien et de répétition interviennent. Le PAPR variant linéairement en fonction du temps de répétition t_{repet} , c'est un paramètre important à prendre en compte pour tester la robustesse de la communication LTE face à une interférence transitoire. Dans l'annexe A, nous avons démontré que la valeur du PAPR est indépendante de l'amplitude de l'interférence transitoire. Le PAPR d'une interférence transitoire est normalement très grand devant le PAPR d'un signal issu d'une modulation OFDM. L'évolution du PAPR issu d'une interférence transitoire et d'un signal LTE est étudiée à partir du signal mesuré. Pour une puissance constante de la communication LTE, l'amplitude des interférences transitoires est augmentée pour mesurer la valeur du PAPR du signal LTE

perturbé avant perte de la communication.

En faisant varier l'amplitude de l'interférence transitoire, le comportement des indicateurs de la couche physique de la communication LTE doit permettre de comprendre l'impact de l'interférence transitoire pour différentes valeurs du temps de répétition sur la communication LTE.

Pour cela un banc de mesure en mode conduit est mis en oeuvre. Il doit mettre en évidence les effets de certains paramètres de l'interférence transitoire sur les indicateurs de la couche physique de la communication LTE.

Banc de mesure sur la chaîne de transmission LTE

Ce chapitre présente la méthode de mesure utilisée pour relever les indicateurs de la couche physique d'une communication LTE. Il décrit une méthode de test cohérente et répétitive réalisée en laboratoire à l'aide d'un banc de mesure en mode conduit. Ce banc de mesure va permettre d'évaluer la robustesse d'une communication LTE vis à vis des interférences transitoires rapides en suivant l'évolution des indicateurs de la couche physique de la communication. Lors d'une communication entre un eNodeB et un UE, la transmission LTE se fait en mode rayonné entre les antennes d'émission et de réception. La communication est soumise à des perturbations et des distorsions (spectrales et temporelles) qui sont propres au milieu de propagation. Pour éliminer les distorsions et les perturbations liées au milieu de transmission sans fil, un banc de mesure en mode conduit a été réalisé. Par opposition au mode rayonné où les liaisons entre les différents éléments du banc de mesure auraient été réalisées avec des antennes en chambre anéchoïque. En mode conduit, des splitters, combineurs et circulateurs réalisent une connexion filaire entre les différents éléments à l'aide et instruments de mesure utilisés pour réaliser le banc et présentés figure 3.1.

Le mode conduit permet d'isoler les signaux de communication LTE de toutes les perturbations autres que celles étudiées et de faire abstraction du milieu de propagation lié au mode rayonné.

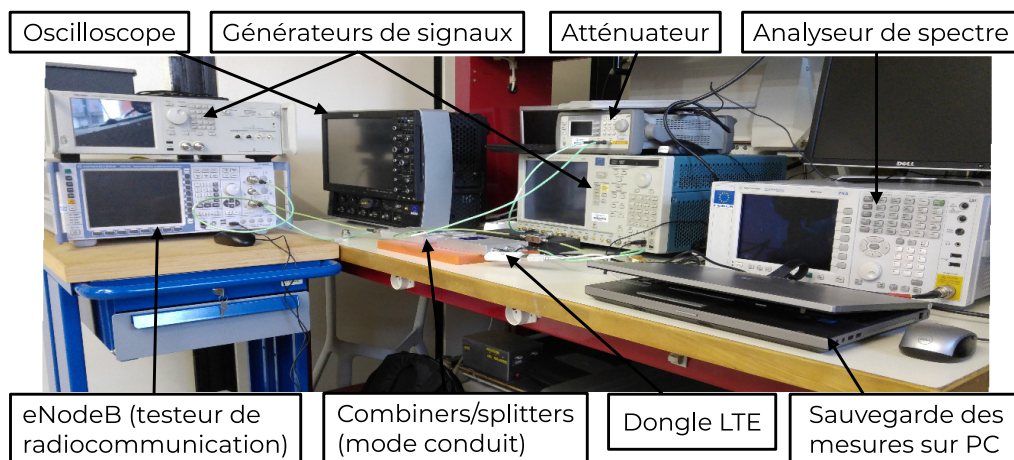


FIGURE 3.1 – Éléments du banc de mesure en mode conduit

3.1 Le banc de mesure

Le banc de mesure est construit autour d'une communication LTE entre un UE (le dongle USB/LTE Huawei E3372) et un eNodeB (le testeur de radiocommunication, R&S CMW500) comme le montre la figure 3.2. Un générateur de signaux arbitraire (Tektronic AWG70001) nous permet d'introduire les perturbations sur le signal montant de la communication LTE. Le signal reçu par le testeur de radiocommunication est composé du signal LTE émis par l'UE et des perturbations. Le testeur de radiocommunication (R&S CMW500) mesure les indicateurs de la couche physique liés au signal montant reçu par l'eNodeB. Un oscilloscope (Lecroy WP 760Zi) mesure le signal radiofréquence reçu par le testeur de radiocommunication.

Les différents générateurs et appareils de mesure sont connectés en tenant compte du couplage dû aux splitters/combiners et au circulateur constituant le banc de mesure.

3.1.1 le mode conduit et le bilan des puissances

Le montage en mode conduit, présenté figure 3.2, ajoute les perturbations au signal radiofréquence de la communication LTE. Ce montage permet de séparer la partie eNodeB, de la partie UE et de connecter l'instrumentation.

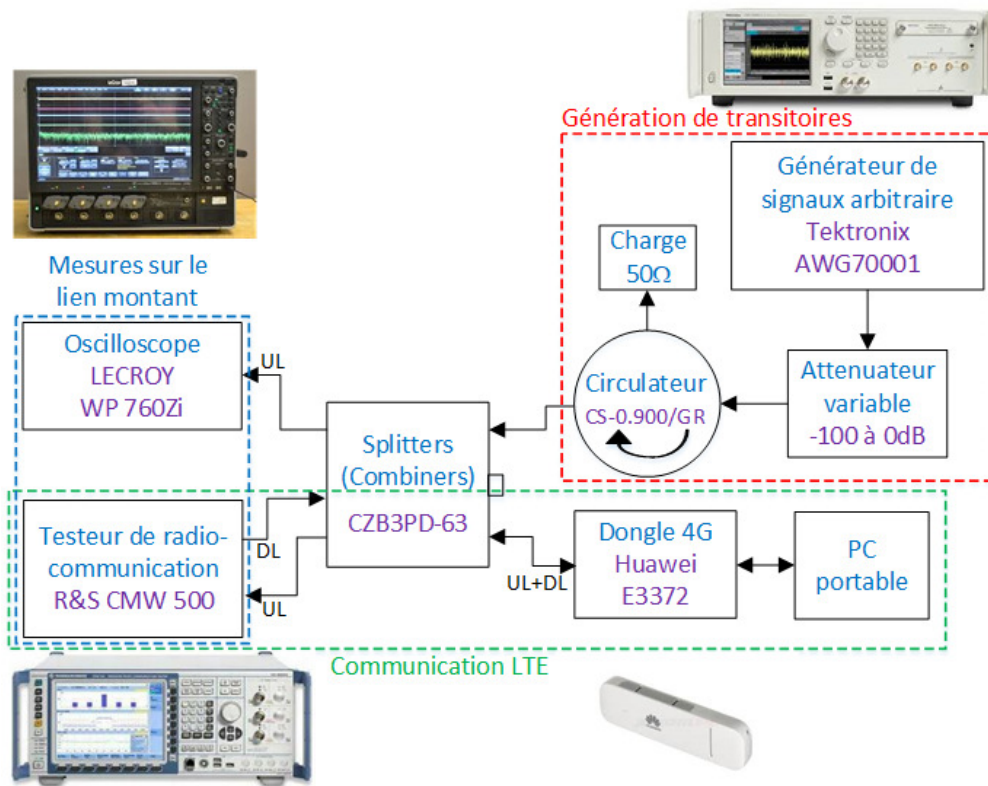


FIGURE 3.2 – Schéma de principe du banc de mesure en mode conduit

Le câblage réalisé figure 3.3 montre le cheminement des signaux de la liaison montante (UL), de la liaison descendante (DL) et des perturbations issues du générateur (TR) au travers des splitters/combiners et circulateur. Tous les signaux se croisent à la connexion P1-P'1, le testeur de radiocommunication envoie le signal de la liaison descendante en P4 et reçoit le signal de la liaison montante envoyé par l'UE et les perturbations envoyées par le générateur (P'2) en P3. L'UE reçoit le signal de la liaison descendante et envoie le signal de la liaison montante par P'4. Le banc de mesure en conduit doit se comporter comme une communication LTE réalisée à l'aide d'antennes entre un eNodeB et un UE et ne perturber qu'une seule liaison. Ici, c'est la liaison montante qui est perturbée.

Le bilan de puissance présenté figure 3.4 (isolation, transmission) permet de calculer l'atténuation sur les différents signaux du montage. Les split-

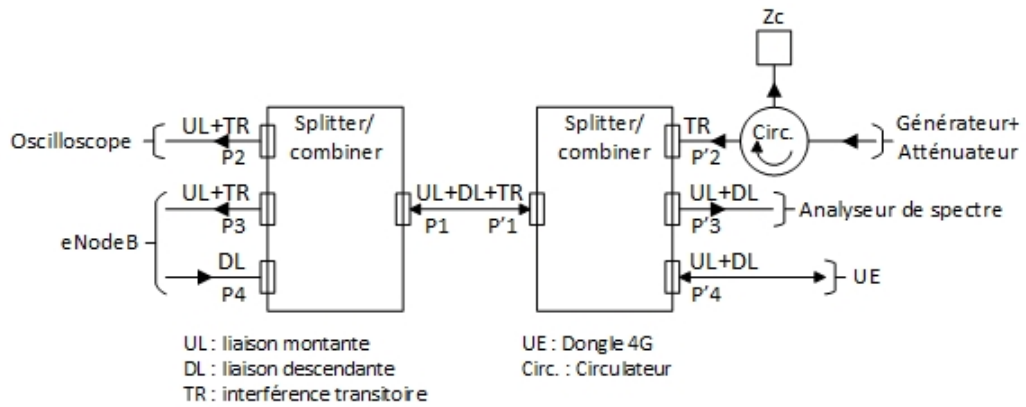


FIGURE 3.3 – Schéma de câblage de la partie conduite

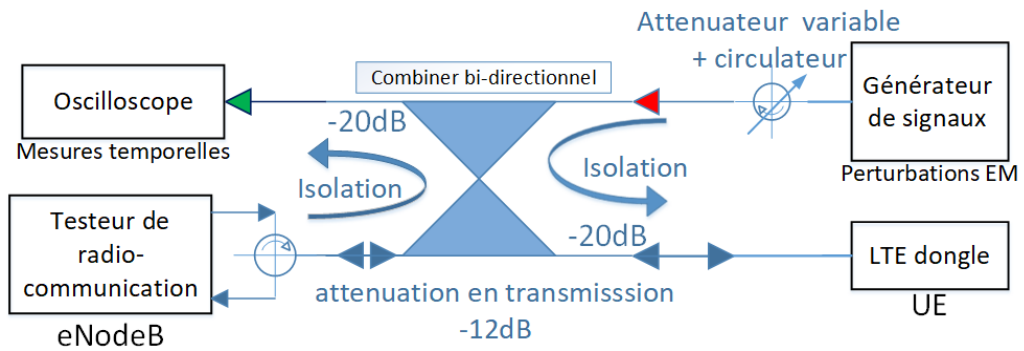


FIGURE 3.4 – Bilan des puissances du montage

ters/combiners ont une isolation de 20 dB entre les voies P2, P3 et P4 (P'2, P'3 et P'4) et une perte en transmission entre P2, P3, P4 et P1 (P'2, P'3, P'4 et P'1) de 6 dB. L'atténuation causée par les splitters/combiners pour la transmission des signaux LTE est de 12 dB. A cette atténuation, on ajoute les pertes liées aux connecteurs. Il est nécessaire de donner une estimation des pertes liées au milieu de propagation, ici en mode conduit, pour configurer la partie eNodeB du testeur de radiocommunication. Pour établir une communication LTE, l'estimation des pertes liées au milieu de propagation dans le banc de test en mode conduit peut être calculée simplement. Elle est d'environ 15 dB pour les voies montante et descendante. Cette atténuation est introduite dans la configuration "External Att." de la partie eNodeB du

testeur de radiocommunication.

3.2 L'instrumentation

Pour analyser le comportement des signaux LTE aux perturbations, la communication entre l'eNodeB et le dongle LTE est instrumentée avec le testeur de radiocommunication, un oscilloscope et un générateur de signaux arbitraire. Le testeur de radiocommunication permet de mesurer des indicateurs de qualité de la liaison montante de la communication LTE. Un analyseur de spectre peut être connecter en P'3 (figure 3.3) pour de visualiser les signaux radiofréquence de la communication LTE et de la corrélérer avec l'information RRC (Idle ou Connected) du testeur de radiocommunication.

3.2.1 Le testeur de radiocommunication

Le testeur de radiocommunication est un CMW500 de Rohde & Schwartz avec l'option LTE release 8. Il a deux fonctions, établir la communication LTE en tant que E-UTRA / EPC et réaliser des mesures sur la couche physique de la liaison montante de la communication LTE. Le testeur de radiocommunication est paramétré pour établir une communication LTE en bande 8 introduite dans le tableau 1.1 et qui couvre les même bandes de fréquences que le GSM-R et l'UMTS 900. Le détail de la fenêtre de configuration du CMW500 est présenté figure 3.5. Dans la partie ❶ de la fenêtre, on fixe les canaux utilisés spécifique à la bande 8 d'une communication LTE. La bande 8 du LTE utilise la norme FDD utilise deux bandes de fréquences distinctes pour la liaison montante qui va de 880 MHz à 915 MHz et pour la liaison descendante qui va de 925 MHz à 960 MHz. Les fréquences centrales de la liaison montante et de la liaison descendante sont fixées avec un écart de 45 MHz à 897,5 MHz et 942,5 MHz. Les paramètres de la communication qui peuvent évoluer sont la bande passante allouée qui peut prendre les valeurs 1,4 MHz, 3 MHz, 5 MHz et 10 MHz. Les puissances d'émission pour la liaison montante et descendante sont fixée entre -40 dBm et -50 dBm environ ❷. Les types de modulation QPSK ou 16-QAM et le nombre de bloc res-

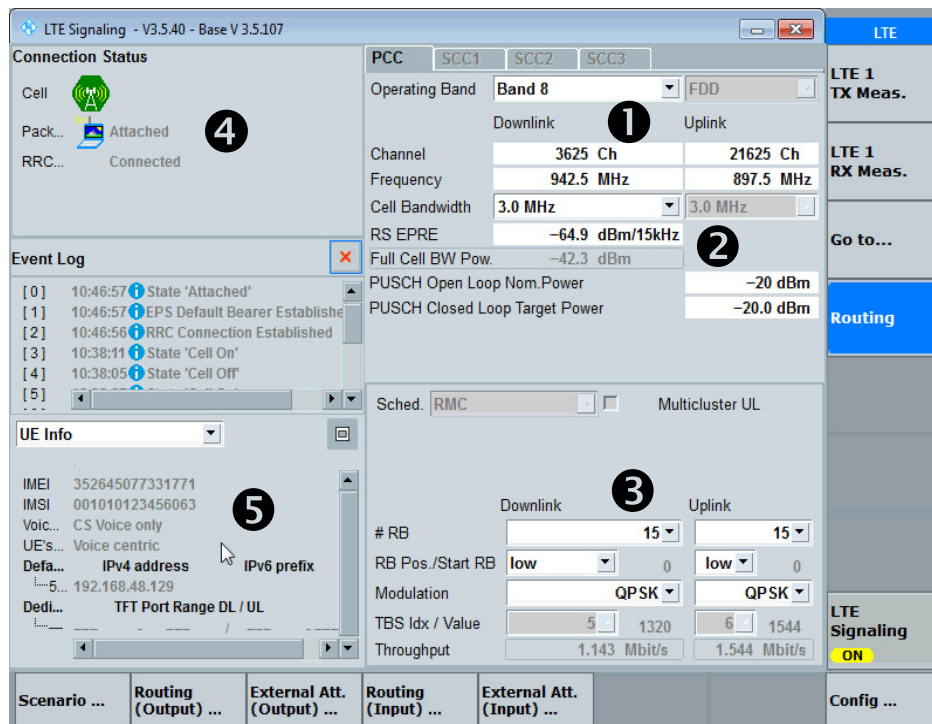


FIGURE 3.5 – fenêtre de configuration de la partie eNodeB

sources (RB) utilisé sont aussi paramétrables en ③. La partie ④ décrit l'état de la couche RRC (Idle ou connected). Ici sur la 3.5, on remarque que la communication LTE est établie. Le CMW500 permet de tester la conformité des équipements utilisateurs (UE) en émission mais aussi en réception sur la partie radio d'une communication LTE suivant la norme 3GPP TS 36.521-1 [51]. Cette norme définit les procédures de mesure pour les terminaux LTE. Après avoir mis en œuvre ces procédures, les valeurs de l'EVM et de l'ACLR sont mesurées en faisant varier l'amplitude des perturbations. Les valeurs relevées peuvent être comparées aux valeurs limites données dans les spécifications 3GPP TS36.521 [51] et TS36.101 [52] pour chaque bande allouée permise en bande 8.

La mesure de l'EVM

La mesure de l'EVM d'un signal LTE en bande de base se fait à partir du préfixe cyclique à deux instants distincts du temps séparés par un intervalle

de temps constant, ω , comme le montre la figure 3.6.

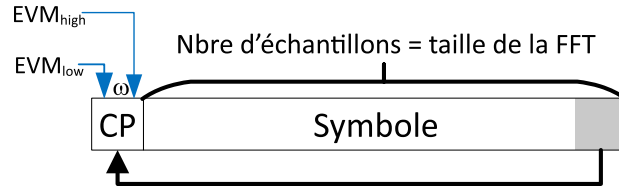


FIGURE 3.6 – Méthode de mesure de l'EVM dans un symbole

Le tableau 3.1 présente les paramètres utilisés pour le calcul de l'EVM. Il est déterminé à partir de la norme 3GPP TS36.521 [51]. Ainsi, la valeur

Bande passante (MHz)	1,4	3	5	10	15	20
Nombre de blocs ressources	6	15	25	50	75	100
Taille de la FFT pour un symbole	128	256	512	1024	1536	2048
fréquence d'échantillonnage (MHz)	1,92	3,84	7,68	15,36	23,04	30,72
Longueur de fenêtre d'EVM (ω) (sur le CP, en échantillons FFT)	5	12	32	66	102	136

TABLE 3.1 – Paramètres de calcul de l'EVM

de l'EVM_{RMS} est mesurée à partir du maximum des calculs d'EVM sur un symbole en partant des instants EVM_{low} et EVM_{high} pour les symboles PUSCH d'un slot et sur une moyenne de vingt slots. Le CMW500 nous donne les valeurs de l'EVM_{RMS}, l'EVM_{Peak} et l'EVM_{DMRS} pour leurs valeurs «Current», «Average» et «Extreme». L'EVM_{RMS} par symbole «Average» donné par le CMW500 est conforme à la spécification 3GPP TS36.521-1 [51]. Les valeurs moyenne peuvent être lues directement comme le montre la ligne EVM RMS [%] 1/h de la figure 3.7. Les valeurs mesurées ici sont conformes au tableau 4.1 présenté au premier chapitre pour les valeurs moyennes de l'EVM RMS et l'EVM DMRS dans le cas d'une communication LTE sans perturbation. Le CMW500 nous permet d'enregistrer chaque valeur d'EVM

par symbole puis de traiter les valeurs relevées sous matlab. C'est la méthode que nous allons utiliser pour réaliser nos mesures.

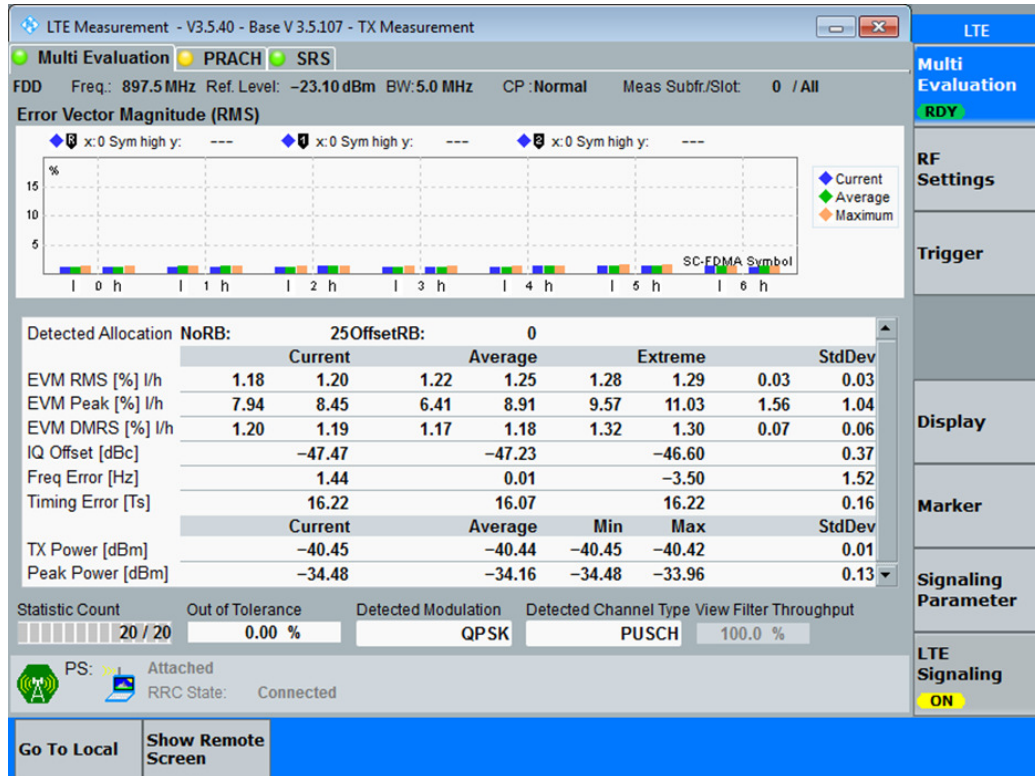


FIGURE 3.7 – Mesures de l'EVM sur le CMW500

Les mesures de l'ACLR

Les mesures d'ACLR se font aussi à l'aide du CMW500. L'ACLR est une mesure du spectrale de la puissance non désirée dans les canaux adjacents au canal de transmission. L'ACLR est défini comme le rapport entre la puissance moyenne filtrée centrée sur la fréquence du canal attribué et la puissance moyenne filtrée centrée sur la fréquence du canal attribué. Sur la figure 3.8, dans le cas d'une bande allouée ici de 5 MHz, si la puissance sur la bande "E-UTRA" utilisée est supérieure à -50 dBm, les mesures sur les bandes E-UTRA adjacentes doivent être inférieures de 30 dB, ici 42,42 dB et 42,72 dB. La même démarche est faite sur les bandes UTRA1 qui doivent être inférieures de 33 dB et les bandes UTRA2 qui doivent être inférieures de 33

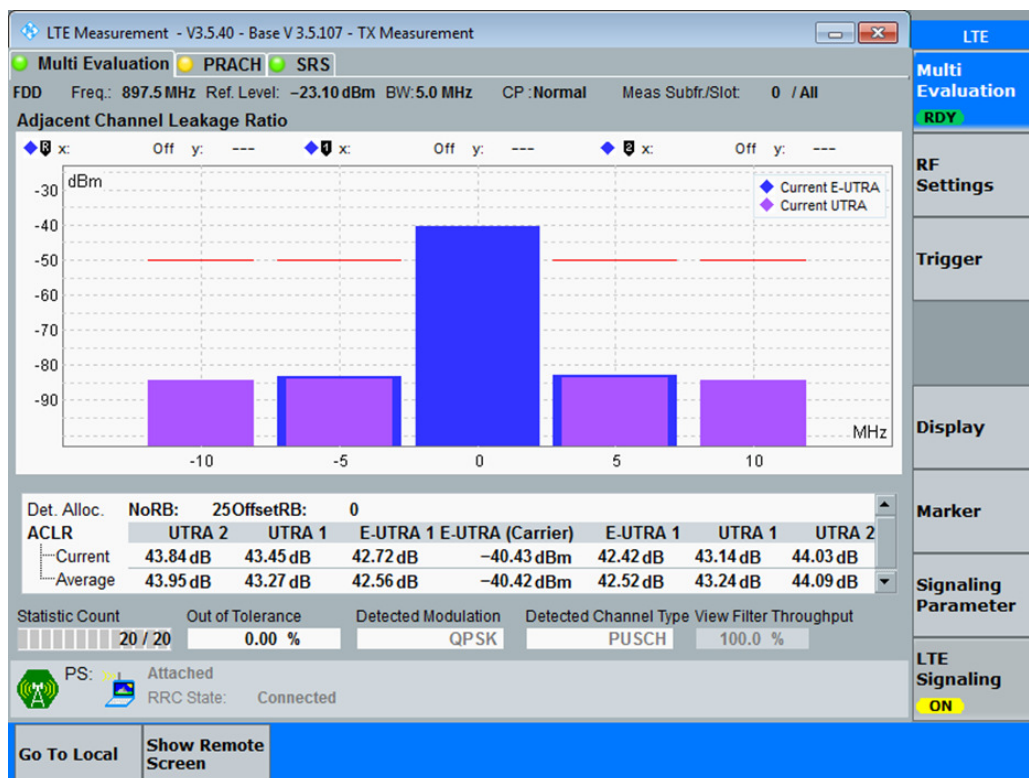


FIGURE 3.8 – Mesures de l'ACLR sur le CMW500

dB. Nous trouvons ici des valeurs conformes au tableau 1.5 présentées au premier chapitre pour une communication LTE sans perturbation.

Le choix du front-end

Le front-end est généralement défini comme étant tout ce qui se trouve entre l'antenne et le système de traitement numérique du signal en bande de base. Le front-end gère la partie radiofréquence et le traitement analogique du signal. Il comprend les filtres et les mélangeurs nécessaire à la bande utilisée, l'amplificateur à faible bruit (LNA) dans le cas du récepteur, l'amplificateur de puissance (PA) dans le cas de l'émetteur. Lors des premières mesures pour étalonner la communication LTE sans perturbation, la même voie était utilisée sur le CMW500 pour la liaison descendante et la liaison montante du signal LTE. L'observation des mesures d'EVM a montré que la bande allouée choisie avait une influence sur les indicateurs de la communication mesuré

par le CMW500 lorsque l'on utilise ue seule voie. Avec une configuration du front-end du CMW500 sur deux voies séparées, les mesures d'EVM montrent que les indicateurs ne dépendent plus de la bande allouée. La configuration choisie pour le CMW500 et les mesures d'EVM sont présentées dans l'annexe B.

3.2.2 Le générateur de signaux arbitraires

Les perturbations sont modélisées sous Matlab à l'aide de l'équation (2.3). Le générateur de signaux arbitraires ici un AWG70001 de marque Tektronix génère le signal à partir du modèle Matlab téléchargé avec une amplitude pleine échelle de +/- 250 mV sur 10 bits à une fréquence d'échantillonnage de 10 GHz. La période de répétition t_{repet} de l'interférence transitoire est configurée sur l'AWG pour obtenir un signal périodique en salve infinie espacées du temps de répétition. On obtient un signal périodique de la forme :

$$s_{transAM}(t) = s_{transAM}(t - n \cdot t_{repet}) \text{ avec } n \text{ qui varie de } 0 \text{ à } +\infty.$$

Un atténuateur J7201A de marque Agilent permet de régler l'amplitude des perturbations et de limiter le bruit de conversion du CNA de l'AWG en gardant la valeur pleine échelle sur 10 bits de la perturbation à la sortie du générateur. L'amplitude des perturbations est atténuée d'un coefficient α réglé sur l'atténuateur. Elles peuvent alors être ajoutées au signal de la liaison montante de la communication LTE.

Un circulateur isole l'ensemble générateur, atténuateur des autres signaux de la communication LTE.

Le rapport entre l'interférence et le signal LTE, l'ISR

Le rapport entre la perturbation et le signal LTE de la liaison montante donne l'ISR. Il correspond à la puissance moyenne de la perturbation moins la puissance de la communication LTE et l'atténuation lorsqu'il est exprimé en dB. Cette valeur est obtenue après la mesure des signaux $s_{LTE_{RF}}(nT_s)$ et $s_{TR_{RF}}(nT_s)$ à l'oscilloscope par l'équation (3.1). Pour le calcul à partir des valeurs de tensions RF mesurées à l'oscilloscope, il faut tenir compte de l'impédance caractéristique du montage en mode conduit, soit 50Ω .

$$\begin{aligned}
ISR &= \frac{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\alpha \cdot s_{TRRF}(nT_s))^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (s_{LTERF}(nT_s))^2} \\
&= \alpha \cdot \frac{\sum_{n=1}^N (s_{TRRF}(nT_s))^2}{\sum_{n=1}^N (s_{LTERF}(nT_s))^2}
\end{aligned} \tag{3.1}$$

Exprimé en dB, on obtient l'équation (3.2).

$$\begin{aligned}
|ISR|_{dB} &= 10 \cdot \log \left(\alpha \cdot \frac{\sum_{n=1}^N (s_{TRRF}(nT_s))^2}{\sum_{n=1}^N (s_{LTERF}(nT_s))^2} \right) \\
&= 10 \cdot \log(\alpha) + 10 \cdot \log \left(\frac{\sum_{n=1}^N (s_{TRRF}(nT_s))^2}{\sum_{n=1}^N (s_{LTERF}(nT_s))^2} \right)
\end{aligned} \tag{3.2}$$

Pour nos mesures, nous avons fixé la puissance moyenne du signal LTE sur le CMW500 et l'amplitude maximale de l'interférence transitoire sur le générateur de signaux arbitraires. les équations (3.1)(3.2) montrent que α fait varier directement la valeur de l'ISR. L'ISR peut aussi être calculé à partir de la puissance moyenne de la liaison montante mesurée par le CMW500 et de la puissance moyenne de l'interférence mesurée à l'oscilloscope (ou calculée à partir des valeurs de configuration de l'AWG). Le calcul de la puissance moyenne de l'interférence en fonction de ses paramètres est présenté en annexe A.

3.2.3 L'oscilloscope

Un oscilloscope Lecroy WavePro 760Zi sert à visualiser le signal RF issu de la liaison montante de la communication LTE et de la perturbation. Sur la voie de mesure, d'impédance 50Ω , la tension est mesurée, pendant le temps d'une sous-trame LTE, soit 1ms, à une fréquence d'échantillonnage de 10 GHz. Cette mesure se fait au même niveau que la réception du signal de la liaison montante par le CMW500. Le signal à l'entrée de l'oscilloscope est le même plan que celui à l'entrée du CMW500. La figure 3.9 montre le signal relevé à l'oscilloscope sur une fenêtre temporelle de 1 ms juste avant la perte de la communication LTE par le CMW500 perturbé par une interférence transitoire avec un temps de répétition de $50 \mu s$.

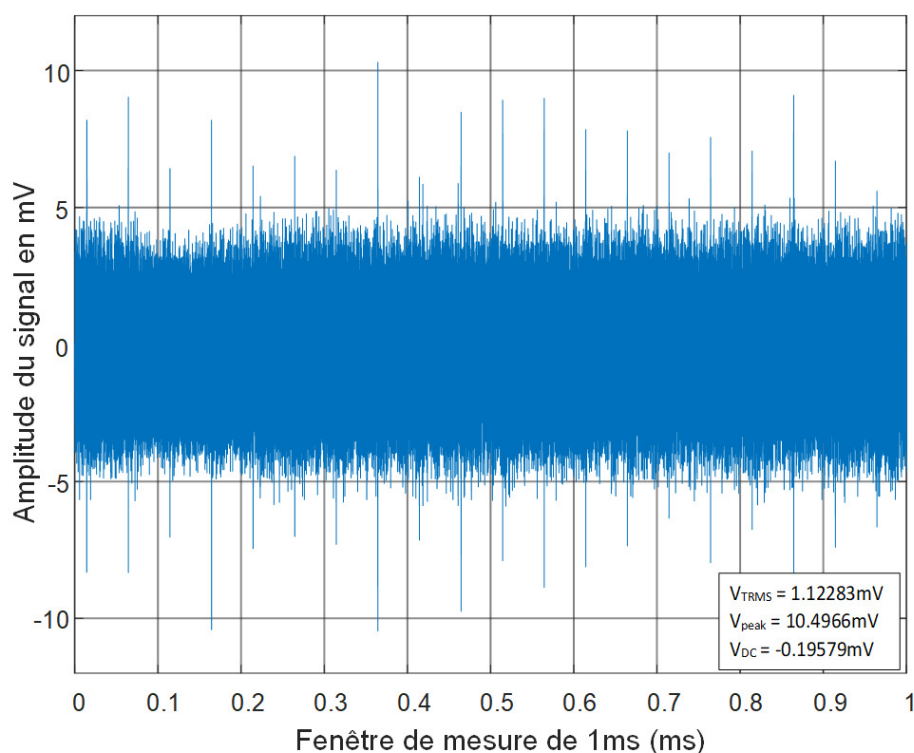


FIGURE 3.9 – Signal RF reçu par le CMW500 mesuré à l'oscilloscope

L'oscilloscope permet de calculer le PAPR soit directement à partir des valeurs de mesure des tensions $V_{Peak-Peak}$, V_{DC} et V_{RMS} sur la fenêtre de mesure ou soit après avoir importé les valeurs mesurées à l'oscilloscope par calcul

sous Matlab. La valeur du PAPR à partir des mesures du signal reçu sur l'oscilloscope s_{rx} est donnée par l'équation (3.3).

$$PAPR[s_{rx}] = \frac{\left| \frac{V_{Peak-Peak}}{2} \right|^2}{|V_{RMS}^2 - V_{DC}^2|} \quad (3.3)$$

En effet, sur le banc de mesure conduit une faible tension continue a été relevée, il faut en tenir compte lors du calcul du PAPR. L'équation (3.3) permet de calculer le PAPR quel que soit le mode de mesure AC ou DC configuré sur l'oscilloscope. Ce même calcul peut aussi être réalisé sous Matlab à partir des fichiers de mesures de l'oscilloscope pour obtenir les courbes d'évolution du PAPR en fonction du temps de répétition présentées au quatrième chapitre.

3.2.4 Mesures et calcul du PAPR

Le calcul du PAPR se fait à partir d'un signal composé d'une interférence transitoire rapide modulée par une fréquence porteuse f_C et du signal de la liaison montante LTE modulé par la même fréquence porteuse f_C mesuré à l'oscilloscope. Les tensions mesurées sont échantillonnées à une fréquence de 10 GHz, soit $T_s = 0,1$ ns et sont enregistrées sur une fenêtre temporelle pour être traitées ensuite. L'article [59] montre la définition générale du rapport de puissance donnée par l'équation (1.11) pour un signal continu, mais aussi le calcul du PAPR pour un signal échantillonné, avec une période d'échantillonnage T_s . Ce qui nous donne l'équation (3.4). Le calcul se fait alors sur une fenêtre temporelle correspondant au temps d'un slot (500 μ s) ou d'une demi-trame (1 ms) spécifique à une communication LTE.

$$PAPR[s_{rx}(nT_s)] = \frac{\max_{n \in [1, N]} |s_{rx}(nT_s)|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |s_{rx}(nT_s)|^2 dt} \quad (3.4)$$

avec

- $s_{rx}(nT_s)$, le signal reçu composé du signal LTE et de l'interférence transitoire,

- T_s , la période d'échantillonnage de l'oscilloscope (0,1 ns),
- N le nombre d'échantillon d'une fenêtre de mesure correspondant au temps d'un slot ou d'une demi-trame.

Sous Matlab, le PAPR est déterminé à partir des fichiers de tensions relevées à l'oscilloscope $s_{rx}(nT_s)$. Les mesures de la valeur de crête et de la valeur efficace vrai de la tension $s_{rx}(nT_s)$ nous donne le facteur de crête, le PAPR est calculé à l'aide de l'équation (3.4) sur une fenêtre de 1 ms, le temps d'une demi-trame pour les différentes bandes allouées (BW) permises en bande 8.

Le PAPR n'est pas un indicateur habituellement utilisé pour tester la qualité d'une communication LTE. Le PAPR est mesuré à l'aide de l'oscilloscope juste avant la perte de la communication par le CMW500, avec un nombre fini d'échantillons de $N = 5.10^6$ pour le temps d'un slot LTE (500 μs) ou de $N = 10.10^6$ pour le temps d'une demi-trame LTE (1 ms).

L'automatisation, à l'aide de commandes SCPI, de l'enregistrement des mesures a permis de stocker les mesures sur PC pour les valeurs des indicateurs du CMW500 ou à partir des fichiers sauvegarder sur l'oscilloscope pour le calcul du PAPR. Ces mesures sont présentées dans le quatrième paragraphe.

3.3 Indicateurs mesurés à l'aide du CMW500

La partie eNodeB du CMW500 a été configurée comme suit :

- une communication LTE en bande 8 avec la liaison montante centrée sur 897,5 MHz,
- un schéma de modulation en QPSK,
- une puissance moyenne dans la bande allouée supérieure à -50 dBm, idéalement -40 dBm.

Pour les puissances émises et reçues par l'eNodeB et l'UE, nous avons suivi les valeurs de puissance préconisées dans la spécification 3GPP TS36.124 [80] pour la conformité à la CEM.

Les mesures ont été réalisées sur un ensemble d'indicateurs de la liaison montante mesurable par le CMW500. Ils ont été sauvegardés dans des fichiers

de mesures pour être ensuite traitées. A l'aide du CMW500, nous allons relever l'évolution de deux indicateurs permettant d'évaluer les performances de la couche physique de la communication LTE. Le premier de ces indicateurs est l'EVM par symbole. C'est une valeur unique et facile à comprendre au niveau du système pour quantifier l'impact combiné de toutes les dégradations potentielles dans la bande allouée d'un système. Le second est l'ACLR. C'est un indicateur sensible aux non-linéarités du signal OFDM. Il présente les dégradations dans les bandes adjacentes à la bande allouée au système.

La communication LTE va être soumise à une interférence transitoire. L'interférence transitoire utilisée a un temps de montée de 2 ns et un temps de maintien de 20 ns. Elle est modulée sur la fréquence centrale de la liaison montante en bande 8, soit 897,5 MHz. Le comportement des indicateurs est donné en fonction de l'ISR. Les modèles de perturbations sont téléchargées à partir de fichier Matlab puis paramétrées sur le générateur de signaux arbitraires. La puissance du signal $s_{TRRF}(nT_s)$ est constante et fixée par le générateur comme la puissance du signal $s_{LTERF}(nT_s)$ qui est fixée par le testeur de radiocommunication. Leur rapport est donc constant. On fait varier l'ISR, en faisant varier l'amplitude de la perturbation, à l'aide de l'atténuateur (α). La valeur de l'atténuation (α), exprimée en dB, est diminuée pour faire varier l'ISR. L'évolution des indicateurs donnés par le CMW500 est enregistrée en fonction de l'ISR.

3.3.1 Mesure de l'EVM

Pour détecter les problèmes dans l'environnement de communication ou pour évaluer la qualité des modulations multi-porteuses, la mesure EVM est généralement considérée comme suffisante [81, 82]. Cette mesure peut-être réalisée fréquemment en mesurant la moyenne de l'EVM par sous-porteuse ou temporellement avec en mesurant la moyenne des EVMs sur un slot que l'on peut séparer en EVM par symbole PUSCH et EVM par symbole DMRS dans le cas de la liaison montante.

La spécification 3GPP TS 36.101 dans son annexe F [52] définit l'EVM par symbole comme mesure pour la transmission de la liaison montante. Les

mesures de l' EVM_{RMS} par symbole sont réalisées pour chaque bande allouée possible en bande 8 suivant la norme 3GPP TS 36.521-1 [51] et obtenues à l'aide du testeur de radiocommunication. L'évolution de l'EVM est ici observée en fonction de l'interférence à l'aide de l'ISR sur sa valeur efficace, EVM_{RMS} .

3.3.2 Mesure de l'ACLR

Comme pour l'EVM, la mesure de l'ACLR est réalisée par le CMW500 sur la liaison montante de la communication. L'ACLR est une mesure spectrale des signaux adjacents de part et d'autre de la bande allouée. Le CMW500 mesure le spectre de sortie de l'émetteur dans une plage de fréquences symétrique centrée sur la fréquence porteuse RF de la bande allouée. Le CMW500 mesure la quantité d'énergie qui déborde du canal radio utilisé. Une quantité excessive de puissance émise en dehors du canal augmente les interférences avec les canaux adjacents et diminue la capacité du système. Le rapport de puissance de fuite dans le canal adjacent (ACLR) est le rapport entre la puissance mesurée dans un canal adjacent (puissance du canal adjacent, ACP) et la puissance de la porteuse transmise, exprimé en dB. Les paramètres pour les mesures de l'ACLR sont calculés par le testeur de radiocommunication, y compris le taux de sur-échantillonnage requis, pour garantir un signal capable de représenter à la fois les porteuses adjacentes E-UTRA et UTRA1 et UTRA2. Des interférences transitoires ajoutées au signal LTE vont faire varier les valeurs de l'ACLR. Six valeurs d'ACLR sont alors mesurées en fonction de l'ISR.

Mesures des indicateurs LTE en présence d'interférences transitoires

Ce chapitre présente une étude sur l'influence de l'interférence transitoire sur la qualité de la communication LTE.

Les communications embarquées LTE sont soumises à des contraintes liées aux perturbations transitoires rapides, mais peu d'études ont été menées sur ce sujet. Récemment, une étude a été réalisée pour étudier les perturbations dues à l'arc caténaire-pantographe sur la qualité d'un signal LTE-R TDD dans la bande 400 MHz. Dans cette étude, nous examinons le comportement de la communication LTE-FDD dans la bande 900 MHz face aux interférences transitoires.

Pour rappel (voir chapitre 1), le LTE utilise deux techniques de duplexage, le TDD et le FDD. Le LTE-TDD et le LTE-FDD ont été présentés et comparés dans les articles [83, 84]. Le LTE-FDD utilise deux bandes de fréquences distinctes, l'une pour la liaison descendante de la station de base vers l'équipement utilisateur, et l'autre pour la liaison montante de l'équipement utilisateur vers la station de base. Comme le TDD est utilisé en Chine, et que le FDD est utilisé en Europe, nous focalisons notre étude sur le FDD.

Dans ce chapitre, nous étudions le comportement de la communication LTE face aux interférences transitoires rapides, présentées au chapitre 2, en utilisant une approche expérimentale, avec le banc de mesure présenté au chapitre 3. Les interférences EM transitoires sont caractérisées par leur amplitude et leur temps de répétition. Nous avons donc étudié l'impact de ces

deux paramètres sur la qualité de la communication LTE en faisant varier l'amplitude pour différentes périodes de répétition des interférences transitoires.

Nous avons procédé comme suit : tout d'abord, nous avons établi une communication LTE entre le testeur de radio-communication CMW500 et un dongle USB/LTE. La fréquence centrale pour la liaison montante est de 897,5 MHz et celle pour la liaison descendante est de 942,5 MHz. Les bandes passantes allouées possibles en bande 8 sont 1,4 MHz, 3 MHz, 5 MHz et 10 MHz, et le schéma de modulation choisi est le schéma de modulation QPSK.

Puis, nous avons introduit des interférences transitoires au niveau de la liaison montante de la communication LTE.

Enfin, nous avons mesuré l'évolution des indicateurs de qualité de la communication LTE, présentés au chapitre 3, en augmentant par palier l'amplitude de la perturbation jusqu'à la perte de la communication. En particulier, nous avons relevé l'EVM et l'ACLR pour différentes valeurs du temps de répétition, jusqu'à la perte de la communication. Le signal temporel RF vu à l'entrée du CMW500 a également été enregistré par l'oscilloscope sur une fenêtre temporelle de 1 ms juste avant la perte de la communication LTE. Ces mesures enregistrées par l'oscilloscope nous ont permis de calculer le PAPR du signal LTE pour chaque temps de répétition, en plus des indicateurs directement relevés sur le CMW500 comme l'EVM et l'ACLR.

Remarque : contrairement à d'autres études qui utilisent le taux d'erreur binaire (BER), nous préférons utiliser l'erreur vectorielle moyenne (EVM) pour mesurer la qualité du signal LTE. L'EVM est largement utilisé comme mesure de conformité de la qualité du signal des émetteurs/récepteurs numériques dans les systèmes de communication modernes. L'EVM est la différence entre la valeur attendue d'un symbole représenté par une tension complexe démodulée et la valeur du symbole effectivement reçu. L'utilisation de l'EVM plutôt que du BER nous permet de nous concentrer sur la couche physique pour évaluer les interférences, ce qui est préférable car le BER n'est pas disponible au niveau du récepteur, seul le taux d'erreur de bloc (BLER) l'est. Pour déterminer le BLER, il est nécessaire de démoduler le signal reçu et de compter les acquittements et non-acquittements (ACK et NACK), ce

qui implique les couches supérieures et il est difficile de lier la variation du BLER à l'apparition d'interférences spécifiques.

Une fois les mesures réalisées, nous avons procédé à une analyse des résultats des différents indicateurs.

Nous avons constaté que les interférences transitoires peuvent dégrader considérablement la qualité de la communication et même interrompre la communication LTE, même pour des valeurs d'EVM bien en dessous des seuils limites standards. Ainsi, l'EVM ne peut pas à lui seul indiquer l'effet des interférences transitoires sur la communication LTE. Nous montrons également que l'ACLR, comme l'EVM, n'est pas un indicateur pertinent pour distinguer les interférences transitoires. Par conséquent, nous avons exploité les résultats de l'autre indicateur relevé, le PAPR, pour analyser la fiabilité des communications LTE face à ces interférences transitoires rapides.

Le PAPR n'est pas habituellement utilisé comme un indicateur de qualité du signal reçu, mais il semble pertinent pour observer des liens directs entre les interférences transitoires et les coupures de communication. En outre, le PAPR peut être surveillé par un système externe indépendamment de l'équipement de communication, tel qu'un oscilloscope, ce qui évite de mettre en œuvre les premières étapes du système de communication LTE.

Notre étude permet donc de proposer un nouvel outil de diagnostic pour analyser l'impact des interférences transitoires sur les communications LTE, basé sur le PAPR. Cet outil permet de déterminer si l'interférence transitoire est la cause de la panne de communication LTE. Cette contribution est particulièrement intéressante dans l'environnement ferroviaire, où les coupures de communication peuvent être fréquentes.

4.1 Evolution de l'EVM en présence d'interférences transitoires

4.1.1 Mesures en fonction de l'ISR

Afin d'étudier l'impact du temps de répétition des interférences transitoires, le signal d'interférence est généré de manière répétitive avec des temps d'intervalle fixes, allant de 1 μs à 100 μs . Ces temps de répétition ont été fixés en fonction des valeurs temporelles représentatives d'un signal LTE telles que la durée des symboles ou la durée des préfixes cycliques, présentées dans le chapitre 1. En effet, le temps de répétition minimum de 1 μs est inférieur à la durée du préfixe cyclique de 4,69 μs et le temps de répétition maximum de 100 μs est supérieur à la durée du symbole de 66,67 μs , ce qui donne des ordres de grandeur englobant les ordres de grandeurs du signal LTE.

Pour les différents temps de répétition des interférences transitoires, l'EVM mesuré est présenté en fonction de l'ISR pour une bande LTE de 10MHz (Fig. 4.1). Lorsque la communication LTE est établie, la valeur de l'amplitude de l'interférence est progressivement augmentée à l'aide de l'atténuateur variable jusqu'à ce que la communication soit coupée. L'EVM obtenue pour chaque valeur de l'atténuateur donne un point sur la figure. Nous observons que lorsque l'ISR augmente, la communication peut être coupée pour des valeurs d'EVM très différentes en fonction de l'intervalle de temps de répétition de l'interférence. Plus précisément, lorsque l'intervalle de temps entre les interférences transitoires augmente, la valeur EVM à la coupure de communication diminue. Ainsi, pour un intervalle de 1 μs , la valeur d'EVM à la coupure de communication est de 27.8%, alors que cette valeur descend à 5.7% pour 100 μs .

Rappelons que la valeur EVM maximale admissible est de 17,5% pour un schéma de modulation QPSK, comme expliqué dans le chapitre 1. Il s'avère donc que la communication peut couper alors que les valeurs d'EVM peuvent être très en dessous de ce seuil.

Nous avons reproduit ces résultats pour une communication LTE avec une largeur de bande de 1.4 MHz (Fig. 4.2), 3MHz et 5MHz et les tendances

observées sont les mêmes que pour 10 MHz.

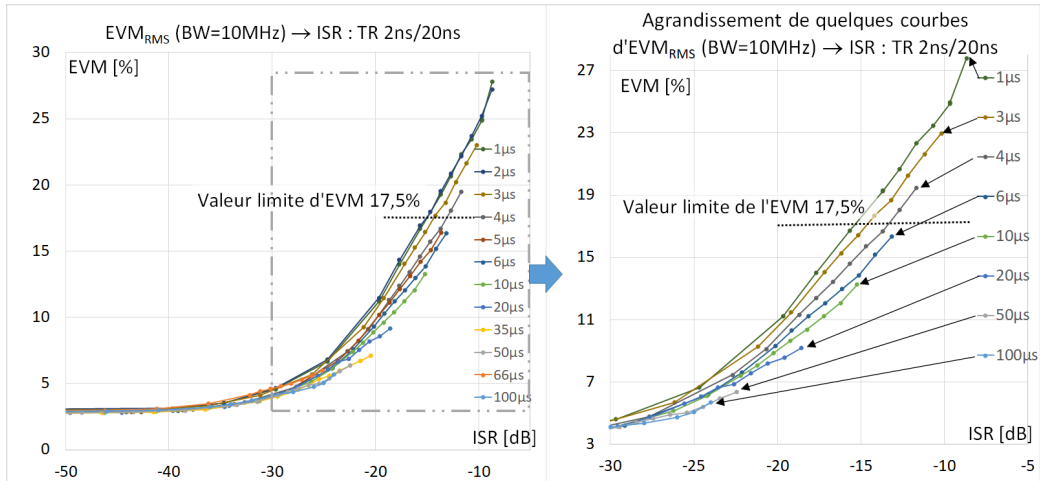


FIGURE 4.1 – EVM en fonction de l'ISR, pour une bande de 10MHz

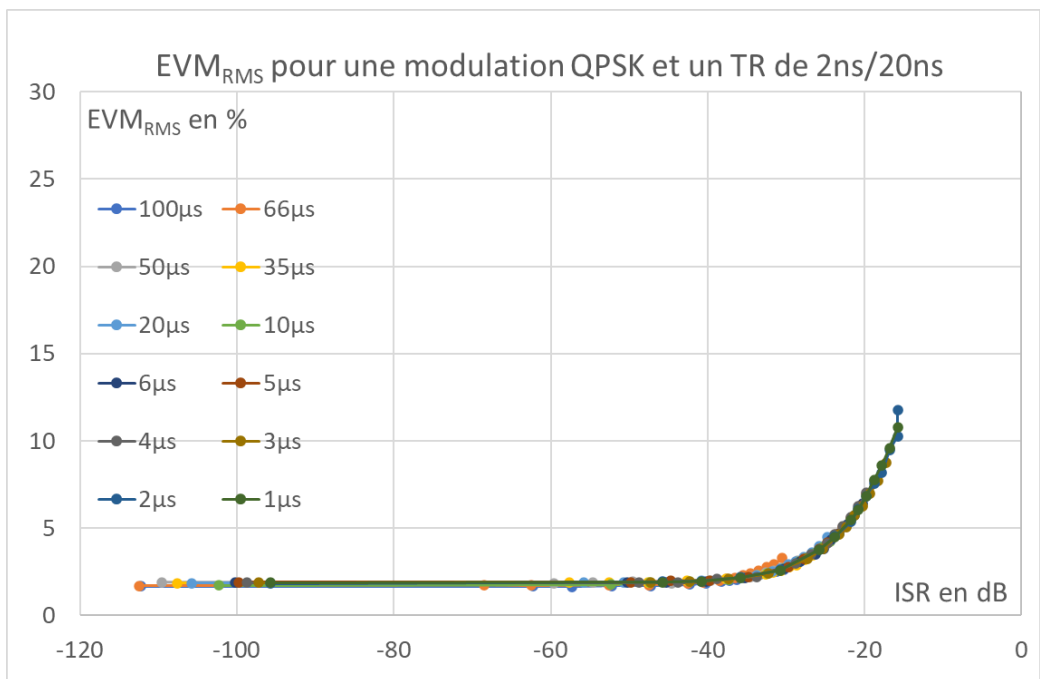


FIGURE 4.2 – EVM fonction de l'ISR pour une bande allouée de 1,4MHz

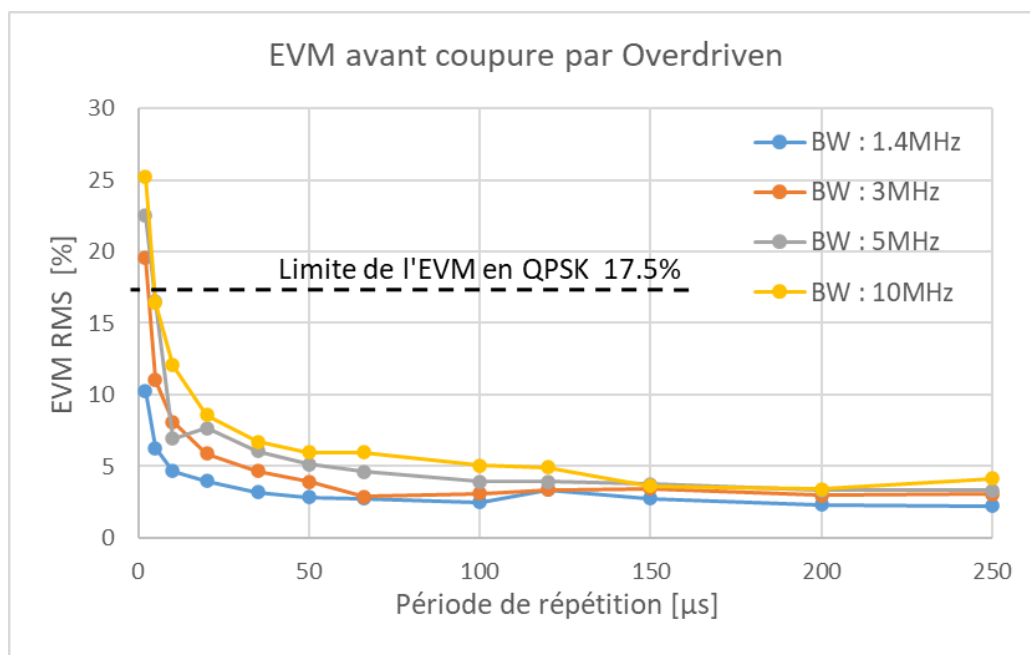


FIGURE 4.3 – EVM avant coupure de la communication LTE

4.1.2 Analyse en fonction du temps de répétition

Dans cette section, nous nous concentrons sur les valeurs d'EVM au moment de la coupure de la communication en fonction des temps de répétition des interférences qui vont de $1\mu s$ à $250\mu s$, pour les différentes largeurs de bandes de communication LTE. Dans la plupart des cas, la communication est perdue sans atteindre la valeur limite de l'EVM. On peut noter de manière générale que plus la largeur de bande est grande et plus l'EVM semble sensible aux interférences transitoires. Cette tendance est encore plus marquée pour des durées d'intervalle de répétition inférieures à $5\mu s$, où la valeur EVM avant coupure dépend très fortement de la largeur de bande. Pour des durées d'intervalle de répétition supérieures à $5\mu s$, quelle que soit la largeur de bande utilisée, la communication LTE est coupée par les interférences transitoires sans atteindre la valeur limite EVM de 17,5%. De plus, pour des temps de répétition des interférences supérieurs à $100\mu s$, la communication est coupée pour un EVM inférieur à 5%.

Le fait que l'EVM soit en dessous de sa valeur limite lors des coupures

signifie que l'EVM n'est pas le bon indicateur pour mesurer l'effet des interférences transitoires sur la communication LTE. En analysant les causes des pertes de communication, nous avons remarqué dans le rapport du testeur de radio-communication, un message d'erreur mentionnant l'excès du facteur de crête à la réception du signal de la liaison montante LTE. Ce message d'erreur nous a guidé pour tester un autre indicateur, le PAPR dans la section 4.3.

4.2 Evolution de l'ACLR en présence d'interférences transitoires

Le rapport ACLR, présenté dans le premier chapitre section 1.4.2, est un indicateur de la qualité de transmission d'un signal dans un système de communication sans fil. Il mesure la puissance moyenne du signal dans la bande allouée et la compare à celle des bandes adjacentes filtrées. La mesure de l'ACLR est réalisée pour une bande allouée, entourée par deux bandes de fréquences UTRA (3G) et une bande E-UTRA (4G), situées de part et d'autre de la bande allouée.

Il convient de noter que les bandes de fréquences supérieures à la bande allouée sont étiquetées "pos" tandis que celles situées en dessous de la bande allouée sont étiquetées "neg". En conséquence, la mesure de l'ACLR donne six valeurs d'ACLR différentes, à savoir :

- l'ACLR $_{UTRA1neg}$
- l'ACLR $_{UTRA1pos}$
- l'ACLR $_{UTRA2neg}$
- l'ACLR $_{UTRA2pos}$
- l'ACLR $_{E-UTRAneg}$
- l'ACLR $_{E-UTRApos}$

4.2.1 Mesures en fonction de l'ISR

Dans cette section, nous procédons de la même manière que pour l'EVM, c'est à dire en augmentant par palier la puissance des interférences jusqu'à

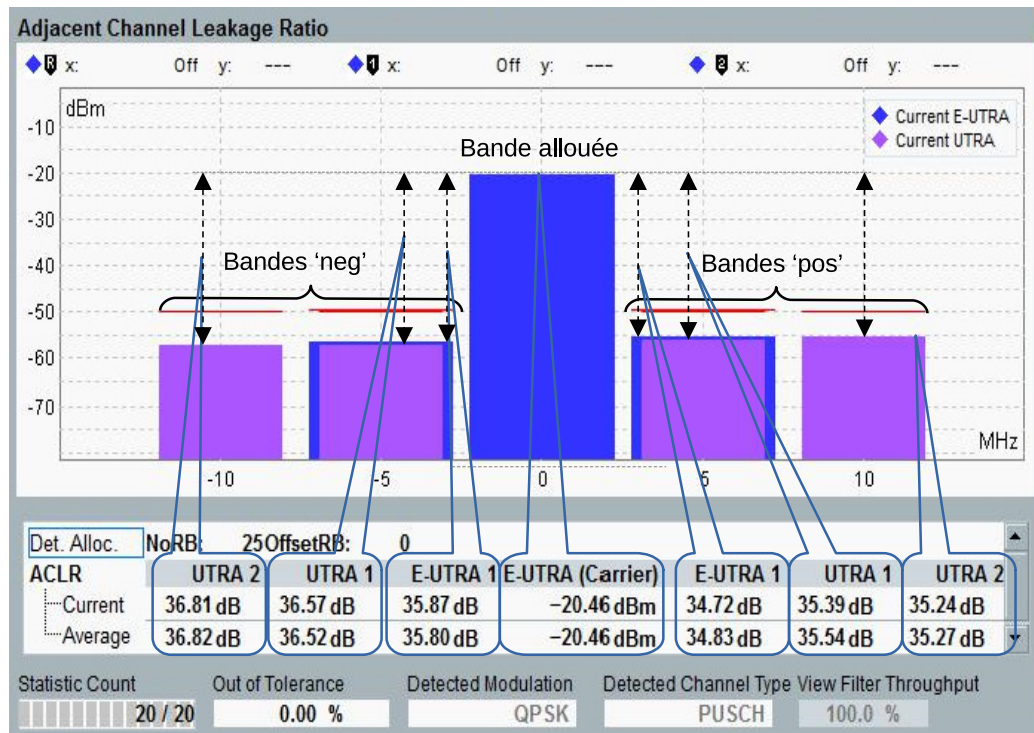


FIGURE 4.4 – Mesures de l’ACLR sur le CMW500

la coupure de la communication, et en relevant pour chaque palier la valeur de l’ACLR. Cette valeur correspond donc à une valeur de l’ISR, donnée par l’atténuation choisie.

Nous avons tracé les six ACLR pour chacune des bandes allouées (1,4 MHz, 3 MHz, 5 MHz et 10 MHz) en fonction de l’ISR, jusqu’à la coupure de la communication. Les courbes correspondantes sont fournies en annexe D. Les valeurs d’ACLR sont relevées pour des temps de répétition qui vont de 1 μ s à 100 μ s. Comme les formes des six courbes sont similaires quel que soit la bande allouée ou le temps de répétition (voir Annexe D), nous rapportons dans cette section uniquement deux configurations que nous allons commenter pour faciliter la lecture.

Nous considérons une première configuration, l’ACLR_{E-UTRA_{pos}} pour la bande de 1,4 MHz sur la figure 4.5, et une deuxième configuration, l’ACLR_{UTRA_{2neg}} pour 10 MHz sur la figure 4.6.

L’ACLR sans interférence (i.e., pour des valeurs d’ISR < 80 dB) vaut 40

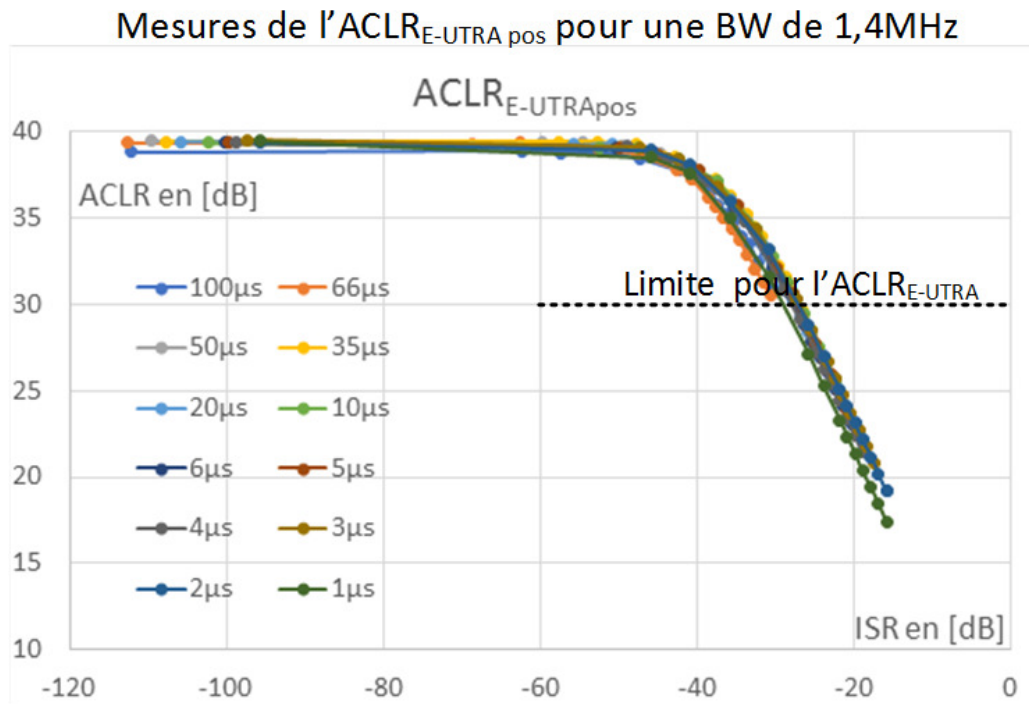


FIGURE 4.5 – ACLR_{E-UTRA pos} BW = 1,4 MHz

dB sur la figure 4.5 et 35dB pour la figure 4.6. Ces valeurs restent supérieures à 30 dB, qui correspond à la valeur limite définie dans les spécifications 3GPP TS36.101 et 3GPP TS36521-1 [52, 51]. On observe ensuite que l'ACLR décroît à partir de valeurs d'ISR supérieures à -40dB pour les deux courbes. En effet, l'interférence est présente aussi bien dans le canal LTE que sur les bandes adjacentes, et lorsque sa puissance augmente, l'ACLR diminue logiquement.

4.2.2 Analyse en fonction du temps de répétition

les courbes de la figure 4.7 sont obtenues à partir des courbes présentant l'ACLR en fonction de l'ISR pour les bandes UTRA1, UTRA2 et E-UTRA pour des temps de répétition variant de 1 µs à 100 µs, en relevant la valeur d'ACLR juste avant la coupure de la communication pour chaque valeur de la période de répétition de l'interférence.

Les courbes sont données en fonction du temps de répétition pour chaque

Mesures de l'ACLR_{UTRA2neg} pour une BW de 10 MHz

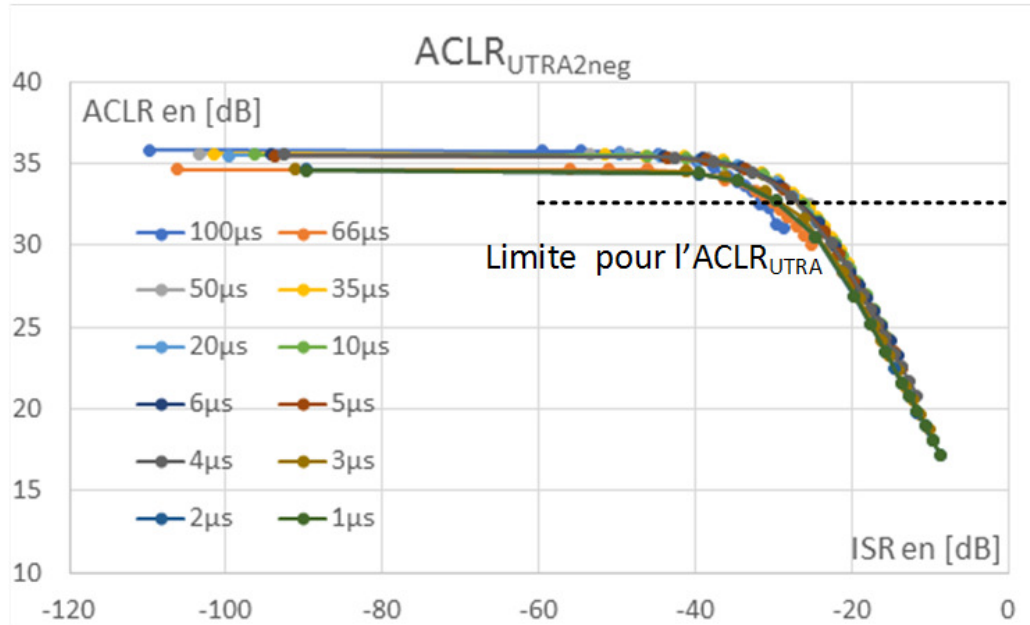


FIGURE 4.6 – ACLR_{UTRA2neg} BW = 10 MHz

bande allouée (1,4 MHz, 3 MHz, 5 MHz et 10 MHz) de la liaison montante en bande 8 et sont traitées séparément pour chaque bande E-UTRA, UTRA1 et UTRA2.

Nous allons maintenant apporter quelques commentaires et informations sur ces courbes. Lorsque la bande allouée est E-UTRA, le testeur de radiocommunication applique un filtre rectangulaire de la même largeur de bande que celle de la communication LTE lors de la mesure. Pour la bande allouée à 1,4 MHz, la courbe (a) montre que cette bande est la moins sensible aux interférences transitoires. Les valeurs d'ACLR restent constantes jusqu'à 30dB pour des temps de répétition supérieurs à 66 μ s, mais diminuent rapidement lorsque les valeurs des temps de répétition diminuent. Les courbes pour les autres bandes allouées montrent des tendances similaires, mais sont systématiquement en deçà de la limite des 30dB fixée par la spécification 3GPP TS36.101 [52].

Pour les bandes UTRA, le testeur de radiocommunication applique un filtre RRC avec un roll-off de 0,22 sur une largeur de bande de 3,84 MHz

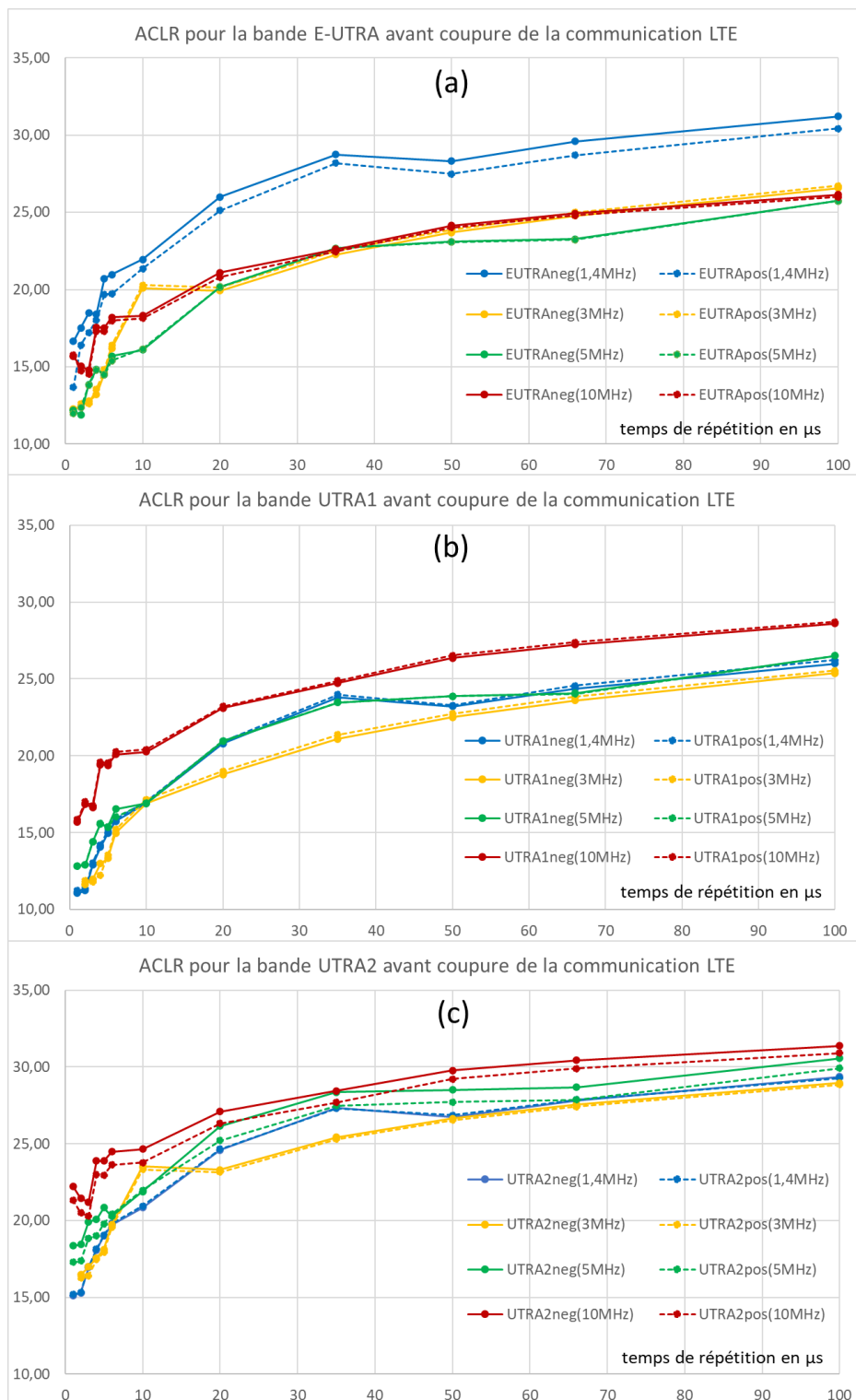


FIGURE 4.7 – ACLR avant coupure de la communication

(3G) lors des mesures. Cependant, pour les courbes des bandes UTRA1 (b) et UTRA2 (c), la bande allouée de 10 MHz est la moins sensible aux interférences transitoires. Pour les bandes E-UTRA et des temps de répétition élevés, les valeurs d'ACLR $E - UTRA$ ne sont pas forcément inférieures aux exigences minimales présentées dans le tableau 1.5. En revanche, pour les bandes UTRA1 et UTRA2, la communication est interrompue pour des valeurs inférieures aux exigences minimales de l'ACLR $UTRA$ présentées dans le tableau 1.5 au premier chapitre.

Les bandes UTRA1, plus proches de la bande allouée, sont plus sensibles aux interférences transitoires que les bandes UTRA2. Cette différence s'explique par les paramètres de l'interférence transitoire (temps de montée et temps de maintien) qui ont été choisis pour perturber principalement la liaison montante de la communication LTE. Ces mesures soulignent également l'impact du temps de répétition sur les valeurs mesurées de l'ACLR.

Cependant, le plus important est de constater que les mesures in-band comme l'EVM ou out-band comme l'ACLR obtenues grâce au CMW500 ne permettent pas d'analyser le comportement de la communication LTE en présence d'interférences transitoires, quel que soit le temps de répétition ou la bande allouée.

En effet, le CMW500 a tendance à arrêter systématiquement ses mesures en cas de dépassement d'amplitude de l'interférence transitoire "input overdriven". Le CMW500 mesure à la fois l'amplitude crête et la valeur efficace du signal SC-FDMA reçu, et établit un niveau de référence représentant la valeur maximale que peut atteindre le signal d'entrée ainsi qu'une plage de valeurs pour la mesure du signal SC-FDMA démodulé. Le chapitre 2.1.2 de la note d'application 1CM94-5e de R&S[85] traite des problèmes de mesure liés à la puissance attendue à la réception de signal. Si le facteur de crête, qui correspond au rapport entre la valeur maximale du signal et sa valeur efficace, est trop élevé, la démodulation du signal peut s'avérer impossible et le CMW500 indique alors une erreur 'input overdriven'.

L'analyse des signaux temporels RF à l'aide d'un oscilloscope a permis de mettre en évidence les pics de tension des interférences transitoires et nous a conduit à utiliser le PAPR comme indicateur de qualité de la communication.

4.3 Analyse du PAPR en fonction du temps de répétition

Le facteur de crête est un indicateur important pour mesurer la présence de valeurs crête élevées indésirables par rapport à la valeur RMS du signal [44]. Les valeurs crête élevées correspondent typiquement à la présence d'interférences transitoires, qui peuvent avoir un impact significatif sur la qualité de la communication. C'est pourquoi nous introduisons la mesure de cet indicateur dans notre étude.

Comme le PAPR n'est pas un indicateur disponible sur le CMW500, nous avons procédé à sa mesure à l'aide de l'oscilloscope. Pour cela, l'oscilloscope est placé dans le même plan que l'entrée du testeur de radio communication au niveau du splitter/combiner. L'oscilloscope échantillonne les signaux mesurés à 10 GS/s pour une durée de 1 ms, soit une sous-trame LTE. Les signaux sont enregistrés et le calcul du PAPR se fait sous Matlab à partir des signaux enregistrés.

Les mesures ont été effectuées pour calculer la valeur du PAPR au moment où la communication a été coupée. Au cours des expériences, le niveau de puissance d'interférence a été progressivement augmenté, et les fenêtres d'oscilloscope ont été collectées à chaque étape. La fenêtre de l'oscilloscope recueillie juste avant la coupure de la communication LTE a ensuite été utilisée pour calculer les valeurs moyennes et de crête impliquées dans le calcul du PAPR. L'expérience a été répétée pour différentes largeurs de bande LTE et valeurs de période de répétition de l'interférence transitoire. Les résultats donnant la valeur de PAPR atteinte juste avant la coupure de communication sont présentés dans la Figure 4.8.

Afin d'analyser les valeurs de PAPR de la figure 4.8, les valeurs PAPR du signal LTE sans aucune interférence transitoire sont indiquées dans le tableau 4.1, donnant des valeurs entre 9dB et 10dB.

Dans la figure 4.8 avec l'interférence transitoire, le PAPR à la coupure de communication atteint des valeurs comprises entre 18dB et 21dB. Par conséquent, nous remarquons que la valeur du PAPR au moment de la perte de communication est presque constante pour les différentes valeurs de temps

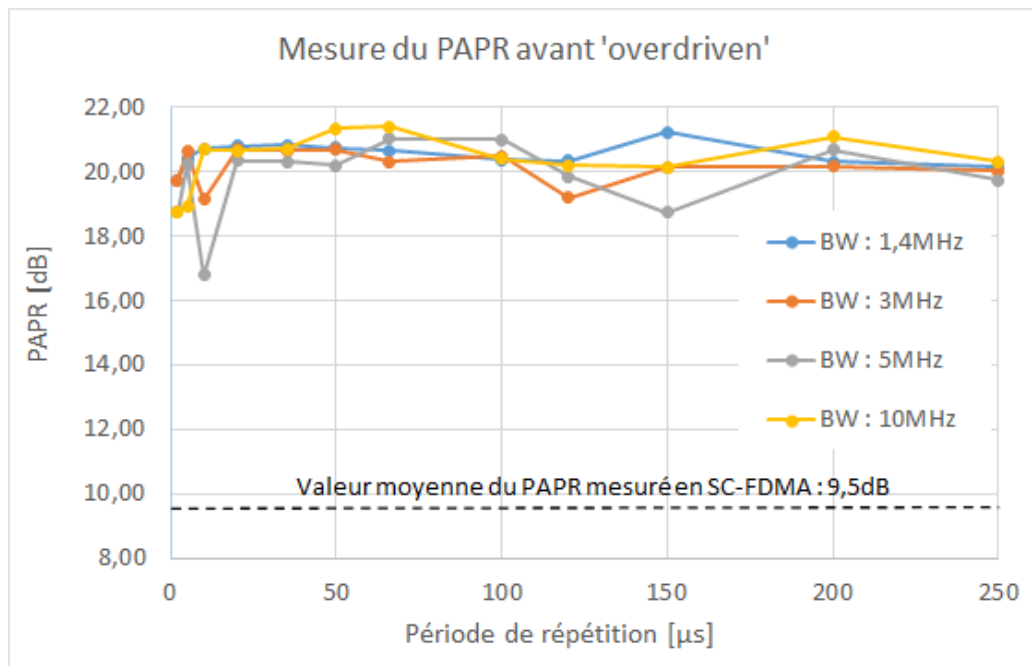


FIGURE 4.8 – PAPR avant coupure de la communication

Largeur de bande	1,4 MHz	3 MHz	5 MHz	10 MHz
PAPR	9,18 dB	9,26 dB	9,43 dB	9,97 dB

TABLE 4.1 – Mesures du PAPR pour la liaison montante de la communication LTE sans interférence transitoire

de répétition des interférences transitoires et quelle que soit la largeur de bande de communication LTE.

Cette valeur d'environ 20dB peut donc être considérée comme la valeur limite que la communication LTE peut supporter.

Dans un contexte classique, c'est-à-dire sans interférence transitoire, cette valeur n'est jamais atteinte. Lorsque le bruit thermique et/ou les interférences non transitoires augmentent, les indicateurs EVM et PAPR peuvent augmenter. Toutefois, l'EVM peut atteindre la valeur limite de 17,5 % sans que le PAPR n'augmente de manière significative, ce qui entraîne une rupture de communication due à l'EVM. Nos résultats montrent que l'interférence transitoire, de par sa nature, a spécifiquement un fort impact sur la valeur PAPR,

ce qui signifie que la valeur limite de 20 dB peut être atteinte sans produire une augmentation significative de l'EVM. Cela s'observe pour des périodes de répétition supérieures à $4 \mu s$ dans la Figure 4.3. Pour les périodes de répétition inférieures à $4 \mu s$, les interférences successives sont si proches que l'EVM dépasse la limite de 17,5 %. Cependant, la communication n'est pas interrompue, alors que la limite EVM est dépassée. Ces résultats montrent la nécessité de surveiller le PAPR en plus de l'EVM pour détecter le risque d'interruption de la communication LTE dû à la présence d'interférences transitoires.

Ainsi, si une interruption de communication se produit avec une valeur de PAPR élevée, on peut en déduire qu'elle est causée par des interférences transitoires. Ces résultats constituent donc une aide au diagnostic en cas d'interruption de communication.

Conclusion

Dans cette étude, nous avons examiné la capacité de la communication LTE à résister aux interférences transitoires. Pour ce faire, nous avons observé le comportement des indicateurs de qualité de la couche physique d'une communication LTE sur sa liaison montante, en utilisant un modèle d'interférence représentatif de la perturbation produite par le contact glissant caténaire pantographe des trains à grande vitesse.

L'utilisation d'un banc de test en mode conduit nous a imposé certains paramètres du modèle d'interférence. Le temps de montée et le temps de maintien ont donc été fixés pour ne perturber que la largeur de la bande allouée à la liaison montante du LTE. L'évolution des indicateurs est relevée en fonction de l'amplitude et du temps de répétition des interférences. L'EVM étant l'indicateur le plus couramment utilisé pour mesurer la qualité d'une modulation numérique, nous avons analysé le comportement de cet indicateur. Pour analyser la qualité de la liaison montante, la mesure de l'EVM se fait sur une moyenne des symboles reçus par rapport aux symboles idéaux d'une constellation M-QAM contenue dans une trame LTE. Cette mesure est très en amont du signal reçu et est réalisée sur le signal en bande de base après filtrage, égalisation et transformations (FFT, IDFT, conversions...). En comparant l'évolution de la valeur efficace de l'interférence transitoire en fonction de la période de répétition et les mesures d'EVM pour différentes valeurs de la période de répétition, on remarque que cet indicateur est lié à la puissance moyenne des interférences transitoires mesurées pendant le temps d'une trame sur la bande allouée à la communication. Les mesures réalisées démontrent que l'EVM n'est pas un indicateur pertinent pour détecter les interférences transitoires rapides. Pourtant l'interférence transitoire affecte le signal LTE. Elle peut donc amener des signaux non désirés sur les fréquences adjacentes à la bande allouée. C'est pourquoi nous avons réalisé l'étude de l'indicateur hors bande, l'ACLR.

Dans une communication numérique, toute fuite de puissance du canal de transmission vers le canal adjacent provoque une distorsion dans la transmission du canal voisin, ce qui affecte l'efficacité du système. Pour une communication LTE, afin de s'assurer que le système fonctionne parfaitement dans les limites autorisées, des mesures de l'ACLR doivent être effectuées sur les bandes UTRA et E-UTRA adjacentes à la bande allouée. L'ACLR mesure de la quantité de puissance du canal alloué se répartissant dans les bandes adjacentes à partir du signal LTE en bande de base. L'ACLR est défini comme le rapport entre la puissance moyenne filtrée du canal alloué et la puissance moyenne filtrée des canaux adjacents sur les bandes E-UTRA et UTRA. L'ACLR montre la dégradation du signal LTE due à l'interférence centrée sur la bande allouée dans les bandes adjacentes de la liaison montante LTE. La mesure de l'ACLR dans les bandes UTRA et E-UTRA a donné des valeurs en deçà des valeurs limites définies par les spécifications du 3GPP dans quasiment tous les cas. L'analyse des valeurs de l'ACLR dans les bandes UTRA et E-UTRA peut être un des moyens de détecter la présence des interférences transitoires à partir des canaux adjacents surtout pour des interférences dont le temps de répétition serait court (inférieur à la durée d'un symbole). Mais plus la période de répétition est grande, moins l'ACLR comme indicateur est sensible à l'interférence. Les valeurs mesurées de l'ACLR dépendent de l'amplitude des interférences et de la période de répétition. Elles ne permettent pas d'associer une valeur simple (ou unique) à la présence de l'interférence transitoire. La principale cause de dégradation de l'ACLR provient des non-linéarités de la chaîne de transmission sur le signal reçu. Ici les non-linéarités proviennent de la perturbation et s'ajoutent aux signaux de la liaison montante de la communication LTE.

Un indicateur plus pertinent a donc été recherché en analysant le signal temporel reçu par le testeur de radiocommunication. Le PAPR est un indicateur commun aux interférences même si l'on préfère utiliser le facteur de crête pour détecter des pics dans des formes d'onde et aux signaux LTE au niveau de l'amplification RF.

Le PAPR peut être un indicateur de qualité du signal supplémentaire. Il est mesuré sur le signal RF reçu par le testeur de radiocommunication.

Lorsque l'amplitude crête de l'interférence est inférieure ou égale à l'amplitude crête du signal LTE, le PAPR est une constante de valeur identique au PAPR d'une modulation SC-FDMA. Lorsque l'amplitude crête de l'interférence est supérieure à l'amplitude crête du signal LTE. Le PAPR dépend de l'amplitude crête de l'interférence, contrairement au PAPR d'une interférence transitoire seule qui dépend linéairement du temps de répétition. Le PAPR est alors le seul indicateur à détecter les interférences transitoires rapides parmi les indicateurs de la couche physique d'une liaison LTE.

La détection de la perturbation s'est faite en observant le comportement de ces trois indicateurs. La configuration de la communication LTE et l'évolution conjointe des indicateurs EVM, ACLR et PAPR permettrait aussi d'identifier le type de perturbation. Dans le cas d'une interférence transitoire, c'est le PAPR qui servira d'indicateur pour détecter la robustesse de la communication.

Une des perspectives de ce travail serait d'automatiser complètement le banc de mesure. Pour ce travail, l'automatisation consisterait à mettre en œuvre la communication LTE sur le testeur de radiocommunication, introduire les interférences en contrôlant l'amplitude et en faisant varier le temps de répétition, puis sauvegarder les mesures du testeur de radiocommunication et de l'oscilloscope sur PC pour être traitées ultérieurement. Chaque appareil du banc de mesure disposant d'un port Ethernet, il est possible de programmer, sous Python, sous Matlab ou sous Labview, la configuration des appareils et la prise de mesures via des commandes SCPI. L'automatisation complète des mesures permettrait de travailler en temps masqué et d'éviter les erreurs de manipulation.

La même méthode de mesures pourrait être utilisée pour relever l'EVM, l'ACLR et le PAPR d'une communication 5G soumise à des interférences transitoires. Cela nécessite d'investir sur une nouvelle chaîne de communication 5G avec un nouveau testeur de radiocommunication et un dongle 5G.

Une approche en utilisant la valeur efficace de la tension de l'interférence transitoire a été testée. Sous Matlab avec la LTE toolbox, cette valeur est introduite pour visualiser le comportement de l'EVM d'une communication

perturbée au niveau de la couche physique de la liaison montante. La simulation montre l'évolution de l'EVM pour une liaison montante en bande de base de la communication LTE pour différentes valeurs du temps de répétition.

Même si la comparaison entre la simulation et les mesures d'EVM sur la liaison montante d'une communication LTE en fonction du temps de répétition de l'interférence transitoire a montré de bon résultat. Cela ne permet pas de déterminer la coupure de communication liée à l'interférence transitoire. Seule l'utilisation du PAPR peut nous montrer la valeur des indicateurs juste avant la coupure de la communication.

Dans le cas de la 5G, l'utilisation de ce modèle peut nous donner l'allure des courbes de l'EVM et anticiper le comportement des indicateurs la couche physique à une perturbation. En revanche, cela ne permet pas de trouver la limite de fonctionnement de la communication et seul les mesures sur les indicateurs à l'aide d'un banc de mesure le permettent.

Annexes

Calcul du PAPR d'une interférence transitoire

Le PAPR de l'interférence transitoire modulée est déterminé à l'aide de l'équation (A.1) issue des équations (4.3) (1.11). Il est intéressant de connaître la valeur du PAPR en fonction des paramètres de l'interférence transitoire. Ce qui permettra de faire l'analyse du PAPR de la combinaison des deux signaux, l'interférence transitoire rapide et le signal de la liaison montante de la communication LTE dans le chapitre suivant.

$$PAPR_{[s_{TRRF}(t)]} = \frac{\max_{t \in [0, t_{repet}]} |s_{TRRF}(t)|^2}{\frac{1}{t_{repet}} \int_0^{t_{repet}} |s_{TRRF}(t)|^2 dt} \quad (\text{A.1})$$

L'étude du PAPR revient à étudier les fonctions suivantes :

$$\begin{aligned} \max_{t \in [0, t_{repet}]} |s_{TRRF}(t)|^2 &= \max_{t \in [0, t_{repet}]} \left| A_0 \cdot \left(e^{\frac{-t}{t_{rise}}} - e^{\frac{-t}{t_{hold}}} \right) \cdot \sin(2\pi f_C t) \right|^2 \\ \max_{t \in [0, t_{repet}]} |s_{TRRF}(t)|^2 &\simeq \left| A_0 \cdot \left(e^{\frac{-t_0}{t_{rise}}} - e^{\frac{-t_0}{t_{hold}}} \right) \right|^2 \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

$$\text{avec } t_0 = \ln \left(\frac{t_{hold}}{t_{rise}} \right) \cdot \frac{t_{hold} \cdot t_{rise}}{t_{hold} - t_{rise}}$$

et

$$\frac{1}{t_{repet}} \int_0^{t_{repet}} |s_{TRRF}(t)|^2 dt = \frac{1}{t_{repet}} \int_0^{t_{repet}} \left| A_0 \cdot \left(e^{\frac{-t}{t_{rise}}} - e^{\frac{-t}{t_{hold}}} \right) \cdot \sin(2\pi f_C t) \right|^2 dt \quad (\text{A.3})$$

Ici, l'intégrale (A.3) se décompose en deux termes.

$$\frac{|A_0|^2}{2 \cdot t_{repet}} \left(\int_0^{t_{repet}} |e^{\frac{-t}{t_{rise}}} - e^{\frac{-t}{t_{hold}}}|^2 dt - \int_0^{t_{repet}} |e^{\frac{-t}{t_{rise}}} - e^{\frac{-t}{t_{hold}}}|^2 \cdot \cos(4\pi f_C t) dt \right)$$

Dans le cas d'une interférence transitoire rapide, le deuxième terme est considéré comme nul devant le premier terme.

En effet, la période de la porteuse $1/f_C$ est petite devant le temps de maintien t_{hold} , la partie $\left(e^{\frac{-t}{t_{rise}}} - e^{\frac{-t}{t_{hold}}}\right)^2$ ne varie pratiquement pas devant $\cos(4\pi f_C t)$. De plus, la période de la porteuse $1/f_C$ est très petite devant le temps de répétition t_{repet} la partie $\left(e^{\frac{-t}{t_{rise}}} - e^{\frac{-t}{t_{hold}}}\right)^2$ tend vers 0 lorsque l'on est à t_{repet} .

On calcule entre 0 et t_{repet} la valeur moyenne d'un cosinus donc l'amplitude tend vers 0 lorsque t tend vers t_{repet} . Cette valeur est considérée comme nulle.

$$\frac{-|A_0|^2}{2 \cdot t_{repet}} \int_0^{t_{repet}} \left(e^{\frac{-t}{t_{rise}}} - e^{\frac{-t}{t_{hold}}}\right)^2 \cdot \cos(4\pi f_C t) dt \approx 0$$

La valeur du PAPR dépend alors du premier terme.

$$\frac{|A_0|^2}{2 \cdot t_{repet}} \int_0^{t_{repet}} \left(e^{\frac{-t}{t_{rise}}} - e^{\frac{-t}{t_{hold}}}\right)^2 dt$$

Dans le cas de notre interférence transitoire, les conditions temporelles sont les suivantes, $t_{repet} \gg t_{hold} \gg t_{rise}$. Le développement de l'intégrale nous donne :

$$\begin{aligned} \int_0^{t_{repet}} \left(e^{\frac{-t}{t_{rise}}} - e^{\frac{-t}{t_{hold}}}\right)^2 dt &= \int_0^{t_{repet}} \left(\left(e^{\frac{-2t}{t_{rise}}}\right) - 2 \cdot \left(e^{\frac{-t}{t_{rise}} + \frac{-t}{t_{hold}}}\right) + \left(e^{\frac{-2t}{t_{hold}}}\right) \right) dt \\ &= -\frac{t_{hold}}{2} \left| e^{\frac{-2t}{t_{hold}}} \right|_0^{t_{repet}} - \frac{t_{rise}}{2} \left| e^{\frac{-2t}{t_{rise}}} \right|_0^{t_{repet}} \dots \\ &\dots + 2 \cdot \frac{t_{hold} \cdot t_{rise}}{t_{rise} + t_{hold}} \cdot \left| e^{\frac{-t}{t_{rise}} + \frac{-t}{t_{hold}}} \right|_0^{t_{repet}} \end{aligned}$$

A partir des conditions temporelles, on a : $\frac{t_{repet}}{t_{rise}} \gg \frac{t_{repet}}{t_{hold}} \gg 1$.

Après calcul, on obtient le résultat suivant (A.4).

$$\int_0^{t_{repet}} \left(e^{\frac{-t}{t_{rise}}} - e^{\frac{-t}{t_{hold}}} \right)^2 dt \approx \frac{(t_{hold} - t_{rise})^2}{2 \cdot (t_{rise} + t_{hold})} \quad (A.4)$$

Ce terme (A.4) montre que la valeur efficace de l'interférence transitoire dépend des temps de montée et de maintien, mais aussi de l'amplitude et du temps de répétition comme le montre l'équation (A.5)..

$$\frac{1}{t_{repet}} \int_0^{t_{repet}} |S_{TRRF}(t)|^2 dt \approx \frac{|A_0|^2}{2 \cdot t_{repet}} \cdot \frac{(t_{hold} - t_{rise})^2}{2 \cdot (t_{rise} + t_{hold})} \quad (A.5)$$

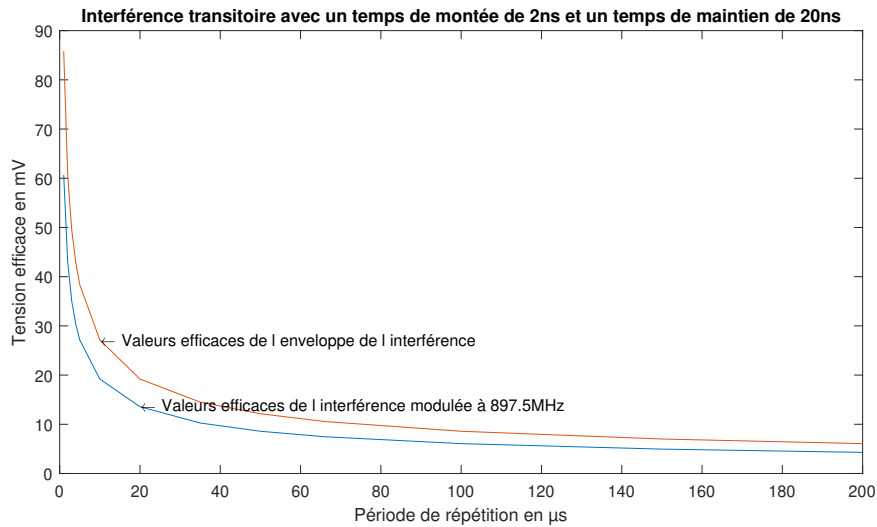


FIGURE A.1 – Évolution de la tension efficace de l'interférence en fonction de la période de répétition

La figure A.1 montre l'évolution des valeurs efficaces de l'interférence transitoire. Plus la période de répétition est petite et plus la valeur efficace est grande. Il faut prendre en compte le rapport entre l'enveloppe de l'interférence utilisée pour les calculs et l'interférence modulée obtenue par mesure qui est de $\sqrt{2}$.

A partir de l'équation (A.1), on montre que pour une amplitude A_0

constante, le PAPR dépend uniquement de t_{repet} , t_{rise} et t_{hold} . Sa valeur est donnée par l'équation (A.6) et avec les conditions temporelles sont les suivantes, $t_{repet} \gg t_{hold} \gg t_{rise}$. La valeur du PAPR est proportionnelle à t_{repet} .

$$PAPR_{[STR_{RF}]}(t) \approx 4 \cdot t_{repet} \cdot \frac{t_{rise} + t_{hold}}{(t_{hold} - t_{rise})^2} \cdot \left| e^{\frac{-t_0}{t_{rise}}} - e^{\frac{-t_0}{t_{hold}}} \right|^2 \quad (A.6)$$

$$\text{ou } t_0 = \ln\left(\frac{t_{hold}}{t_{rise}}\right) \cdot \frac{t_{hold} \cdot t_{rise}}{t_{hold} - t_{rise}}$$

Dans ces conditions où la période de la porteuse $1/f_C$ est petite devant le temps de maintien t_{hold} et que le temps de maintien t_{hold} est petit devant le temps de répétition t_{repet} , le PAPR dépend de uniquement de t_{repet} , t_{rise} et t_{hold} et sa valeur est donnée par l'équation (A.6).

L'équation (A.6) peut être écrite sous la forme ci-dessous et l'évolution de $f(t_{hold}, t_{rise})$ représenté figure A.2. Pour des valeurs de t_{hold} comprises entre

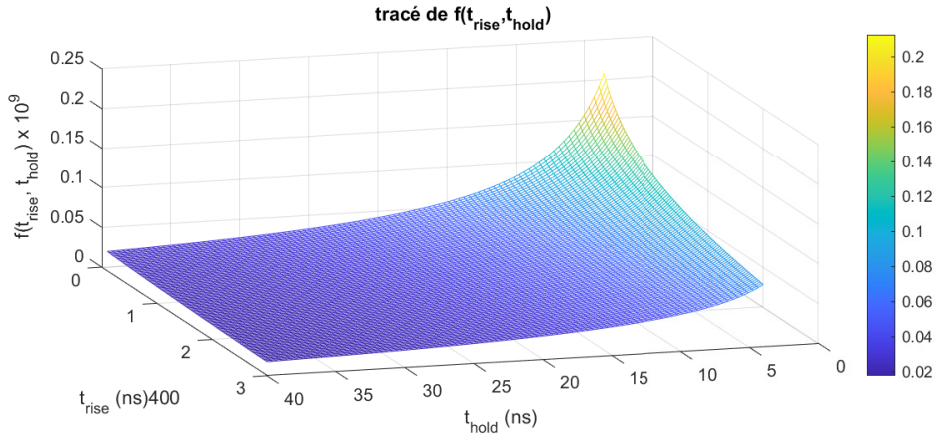


FIGURE A.2 – Évolution de t_{rise} et t_{hold} pour le calcul du PAPR

4 ns et 40 ns, des valeur de t_{rise} comprises entre 0,1 ns et 3 ns, la fonction $f(t_{hold}, t_{rise})$ varie entre $0,0177 \cdot 10^9$ et $0,2121 \cdot 10^9$ avec $f(20ns, 2ns)$ qui vaut $0,0329 \cdot 10^9$.

$$PAPR_{[STR_{RF}]}(t) \approx 4 \cdot t_{repet} \cdot f(t_{hold}, t_{rise})$$

Lorsque l'on fixe t_{rise} à 2 ns et t_{hold} à 20 ns, le PAPR de l'interférence

transitoire varie linéairement en fonction de t_{repet} . Exprimé en dB, le PAPR de l'interférence transitoire varie entre 21dB et 41dB pour des temps de répétition t_{repet} compris entre 1 μs et 100 μs . Il est donc très grand devant le PAPR d'un signal OFDM.

Configuration du front-end de l'eNodeB

Dans un premier temps, la communication était réalisée entre l'eNodeB (et l'UE) en utilisant uniquement la voie RF1 du testeur de radiocommunication. Sur une même voie, le testeur de radiocommunication émettait les signaux de la liaison descendante et recevait les signaux de la liaison montante. La figure B.1 montre le cheminement des signaux dans la structure générale simplifiée du front-end de l'eNodeB sur une seule voie.

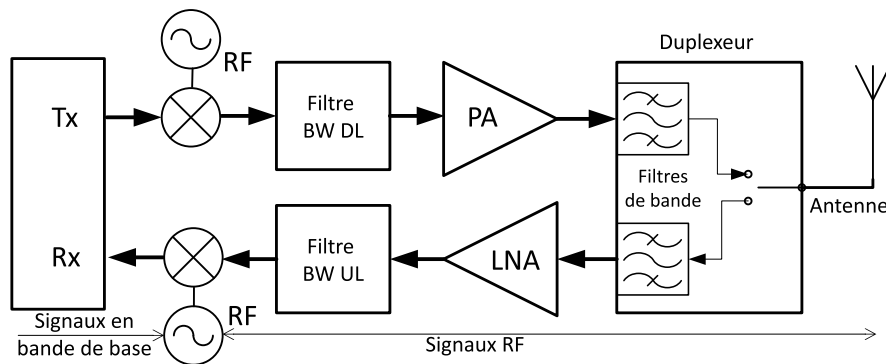


FIGURE B.1 – schéma simplifié du front-end de l'eNodeB sur une voie

Pour les premières mesures, l'évolution de l' EVM_{RMS} "Average" et "Extreme" d'une communication LTE en bande 8 a été étudiée pour une interférence transitoire ayant un temps de montée de 2ns, un temps de maintien de 20ns et un temps de répétition de l'interférence de 100 μ s. Cette étude nous a permis d'obtenir les valeurs d'EVM en fonction de l'ISR pour toutes les bandes allouées permises dans la bande 8. L'ISR est le rapport entre la puis-

sance moyenne de l'interférence transitoire et la puissance moyenne du signal LTE et il est présenté à la fin du troisième chapitre. Pour faire varier l'ISR, la puissance moyenne du signal LTE est fixée à -40dBm sur le CMW500 et on augmente ensuite la puissance moyenne de l'interférence transitoire jusqu'à la perte de la communication. Au début des mesures d'EVM, la puissance de l'interférence est très faible devant la puissance du signal LTE. On observe sur la figure B.2 que pour un ISR inférieur à -40dB, les valeurs initiales d'EVM sont constantes et dépendent de la puissance moyenne du signal LTE et de la bande allouée au signal LTE. La solution donnée par R&S pour

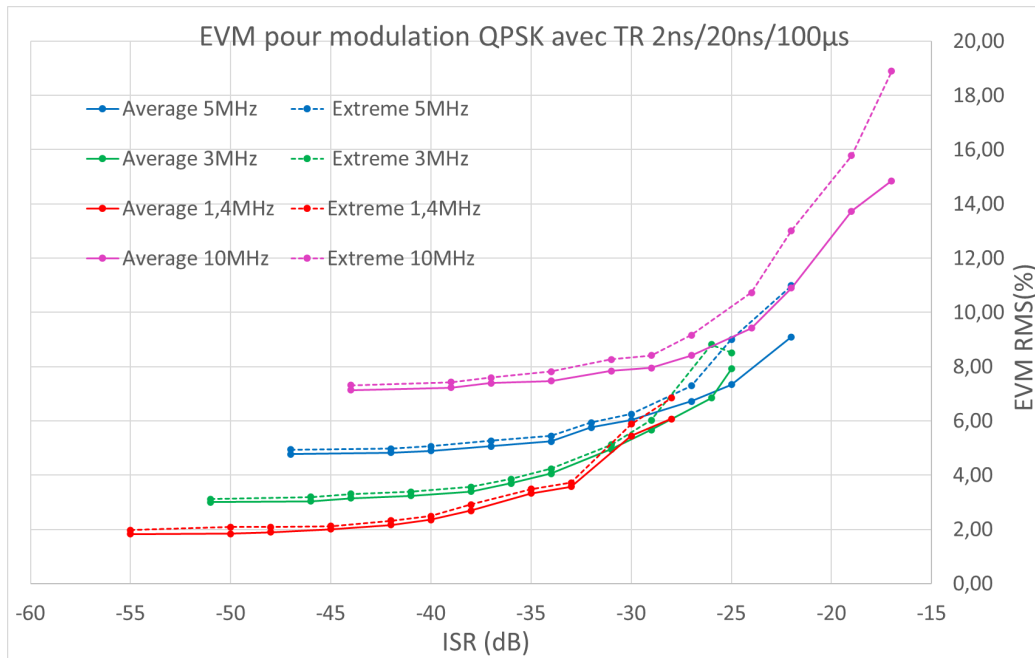


FIGURE B.2 – Mesures de l'EVM pour une communication sur une voie

résoudre ce problème est de séparer les voies montante et descendante au niveau du CMW500. En effet, un écart entre les fréquences centrales des voies montante et descendante inférieur à 50MHz crée un problème d'isolation lié au duplexeur. Le duplexeur est un élément situé à l'entrée du front-end du CMW500 comme on peut le voir sur la figure B.1. Il est constitué de deux filtres passe bande centrés sur les fréquences centrales des liaisons montante et descendante de la communication LTE et de bande passante la bande allouable des liaisons. En bande 8, l'écart entre les fréquences centrales est

de 45 MHz pour des bandes allouables de 35 MHz. Donc dans un deuxième temps, le CMW500 est configuré avec la voie RF1 pour la liaison montante et la voie RF2 sur la liaison descendante. Le schéma de la figure B.3 présente la configuration de la partie eNodeB deux voies séparées possible avec le CMW500.

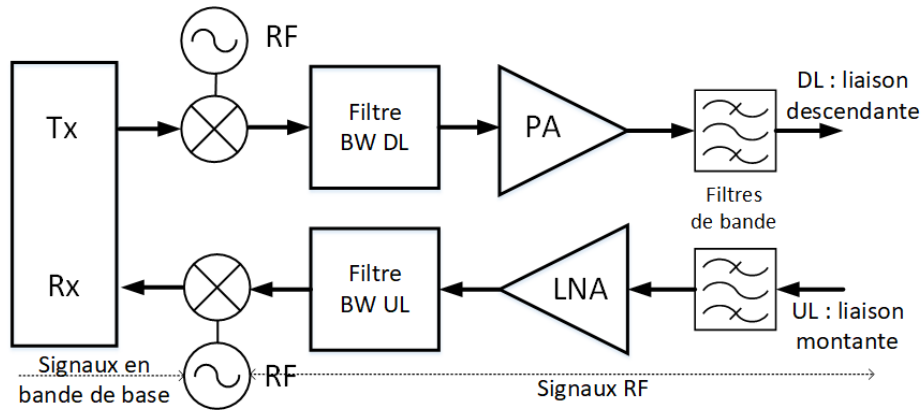


FIGURE B.3 – schéma simplifié du front-end de l'eNodeB sur voies séparées

L'utilisation de deux voies séparées supprime le problème d'isolation lié au duplexeur comme le montre l'évolution des valeurs d' EVM_{RMS} "Average" et "Extreme" en fonction de l'ISR donnée par la figure B.4. Maintenant, quelle que soit la bande passante allouée, les valeurs initiales de l'EVM d'une communication LTE sans interférence sont sensiblement les mêmes. Le tableau B.1 compare les valeurs initiales de l' EVM_{RMS} de la communication LTE sans perturbation pour les différentes bandes allouées possibles en bande 8 dans les deux configurations.

Configuration	Bande passante allouée	1,4MHz	3MHz	5MHz	10MHz
une voie	EVM_{RMS} en %	1,83	2,98	4,70	7,03
voies séparées	EVM_{RMS} en %	1,34	1,33	1,38	1,54

TABLE B.1 – Mesures de l' EVM_{RMS} pour les deux configurations

Cette configuration permet de mettre en évidence uniquement l'influence des perturbations pour les bandes passantes allouées possibles en bande 8

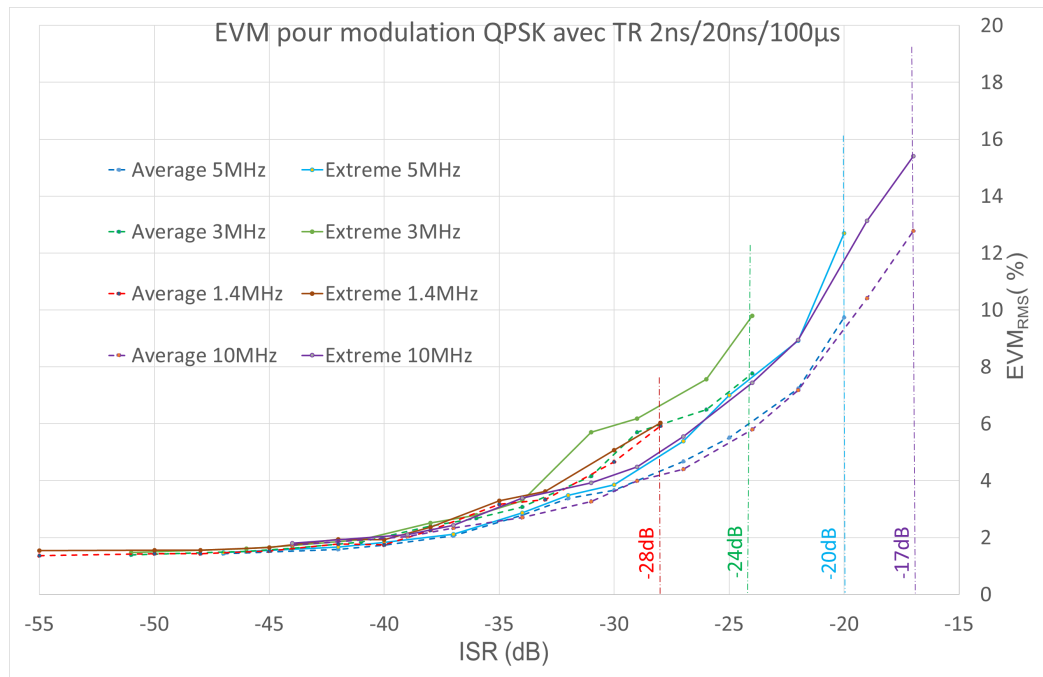


FIGURE B.4 – EVM d’une communication sur voies séparées

d’une communication LTE. C’est cette configuration avec deux voies séparées qui est utilisée pour réaliser les mesures.

Relevés de l'EVM en fonction de l'ISR

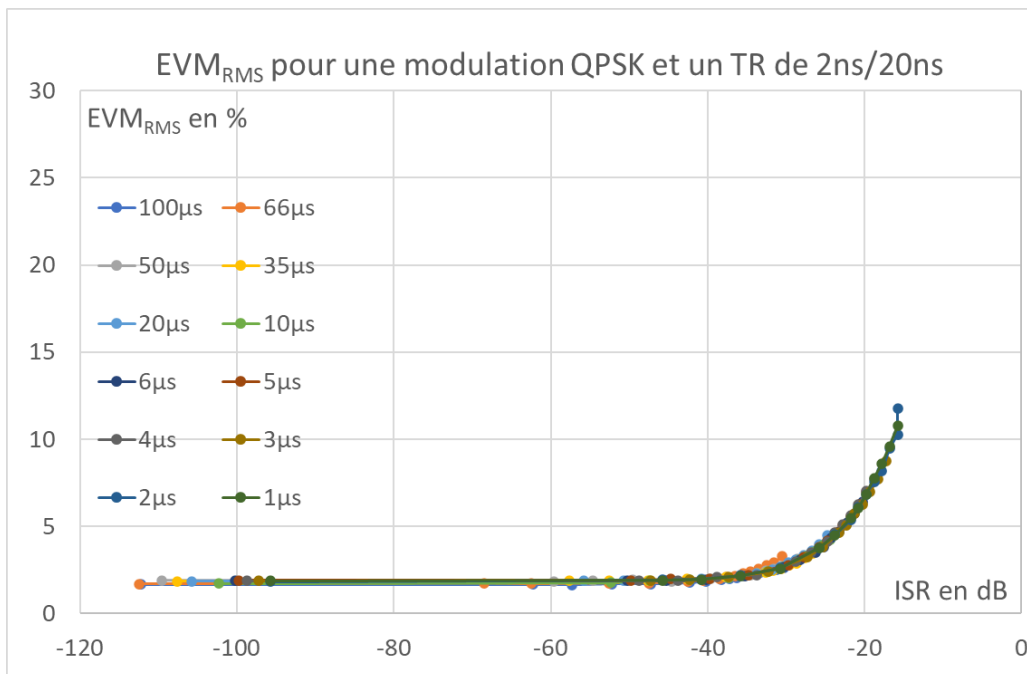


FIGURE C.1 – EVM fonction de l'ISR pour une bande allouée de 1,4MHz

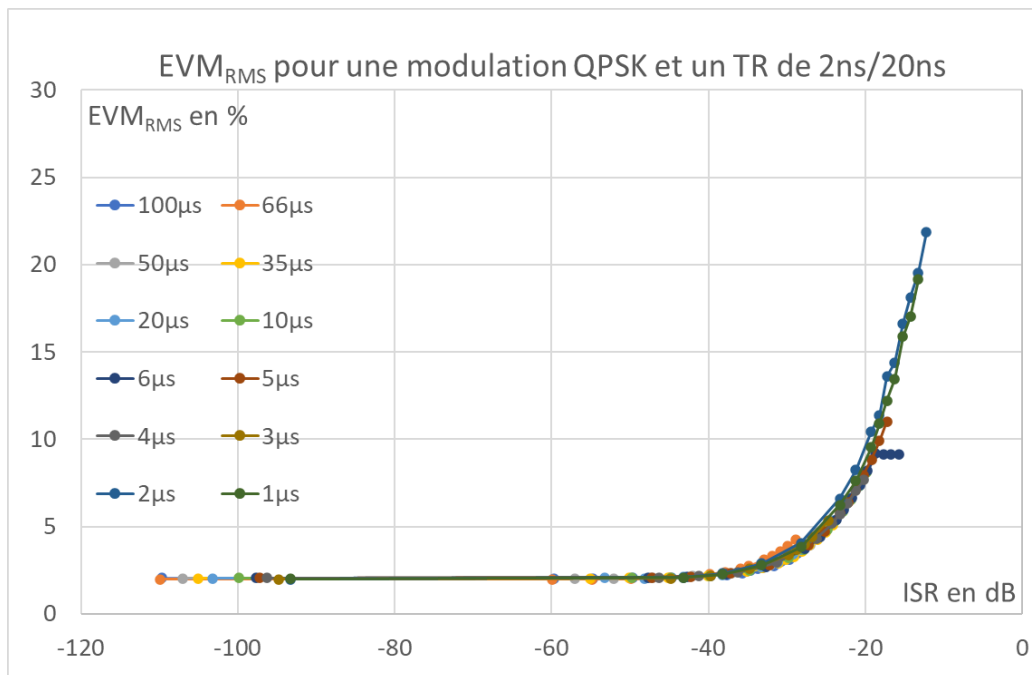


FIGURE C.2 – EVM fonction de l'ISR pour une bande allouée de 3MHz

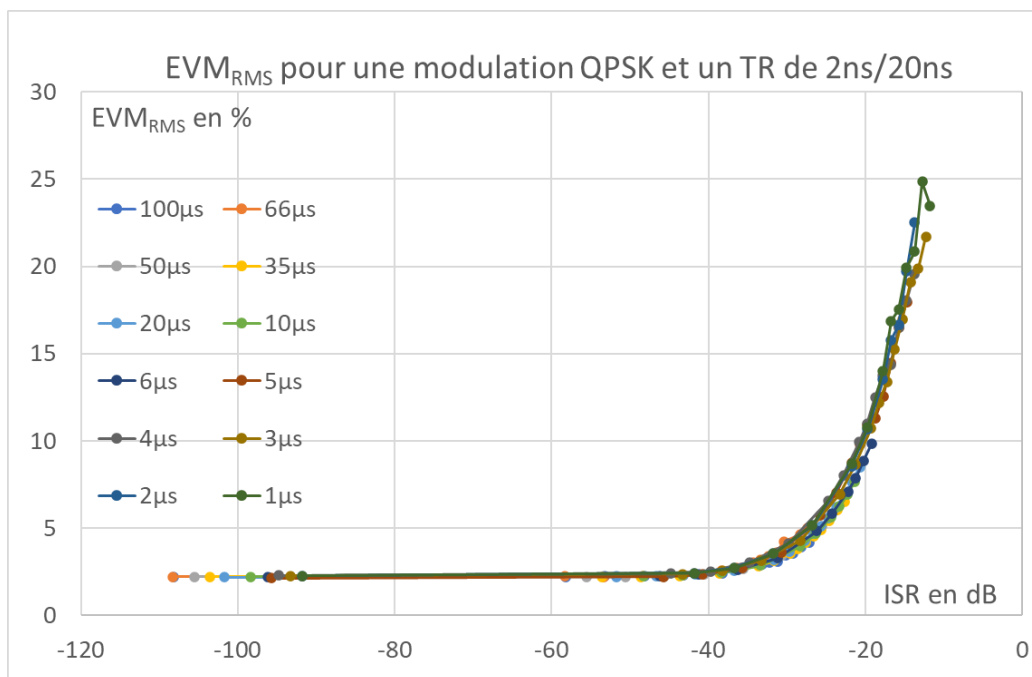


FIGURE C.3 – EVM fonction de l'ISR pour une bande allouée de 5MHz

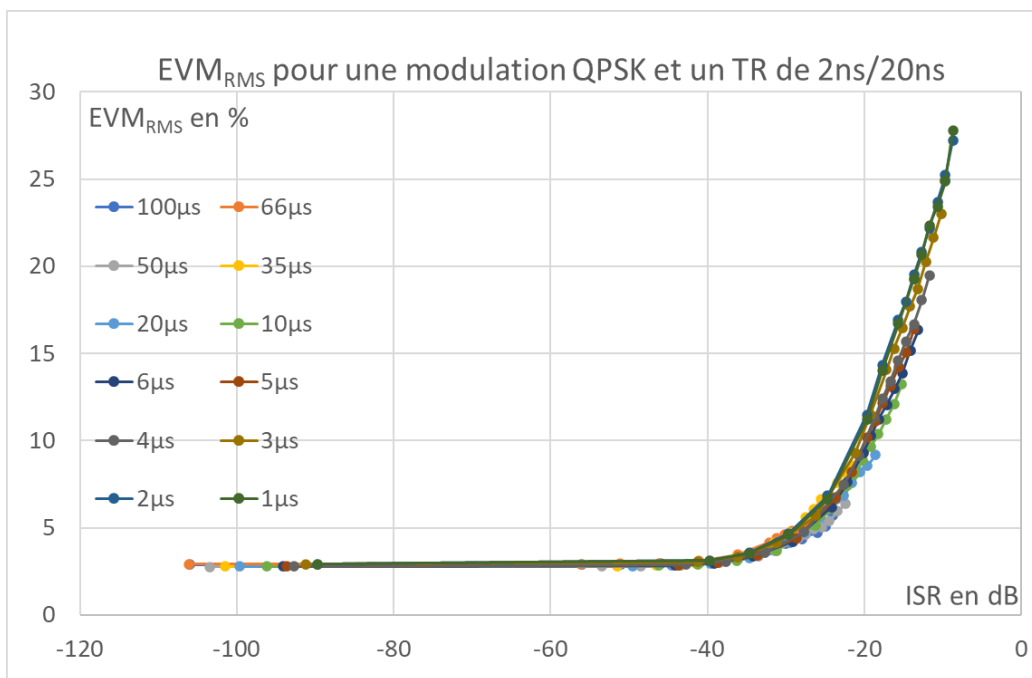


FIGURE C.4 – EVM fonction de l'ISR pour une bande allouée de 10MHz

Relevés de l'ACLR en fonction de l'ISR

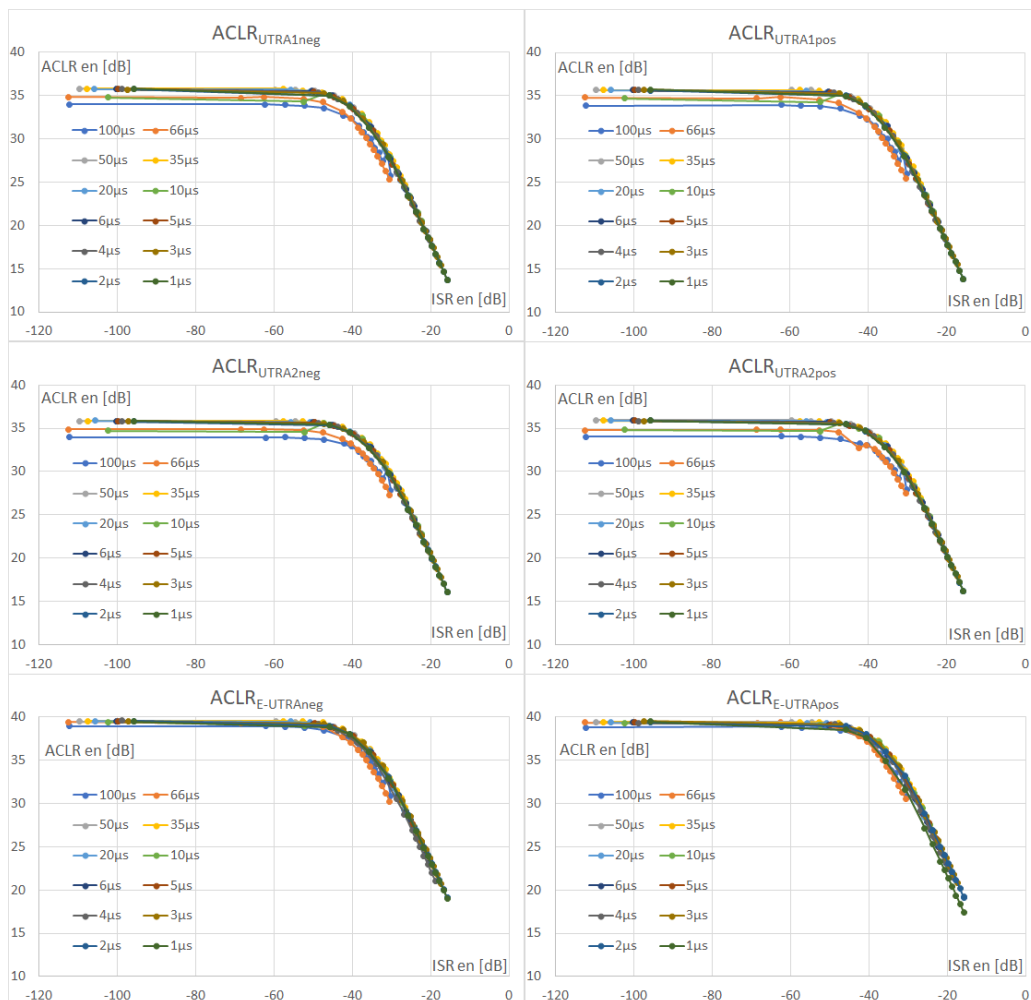


FIGURE D.1 – Mesures d'ACLR pour une BW de 1,4MHz avec différentes périodes de répétition

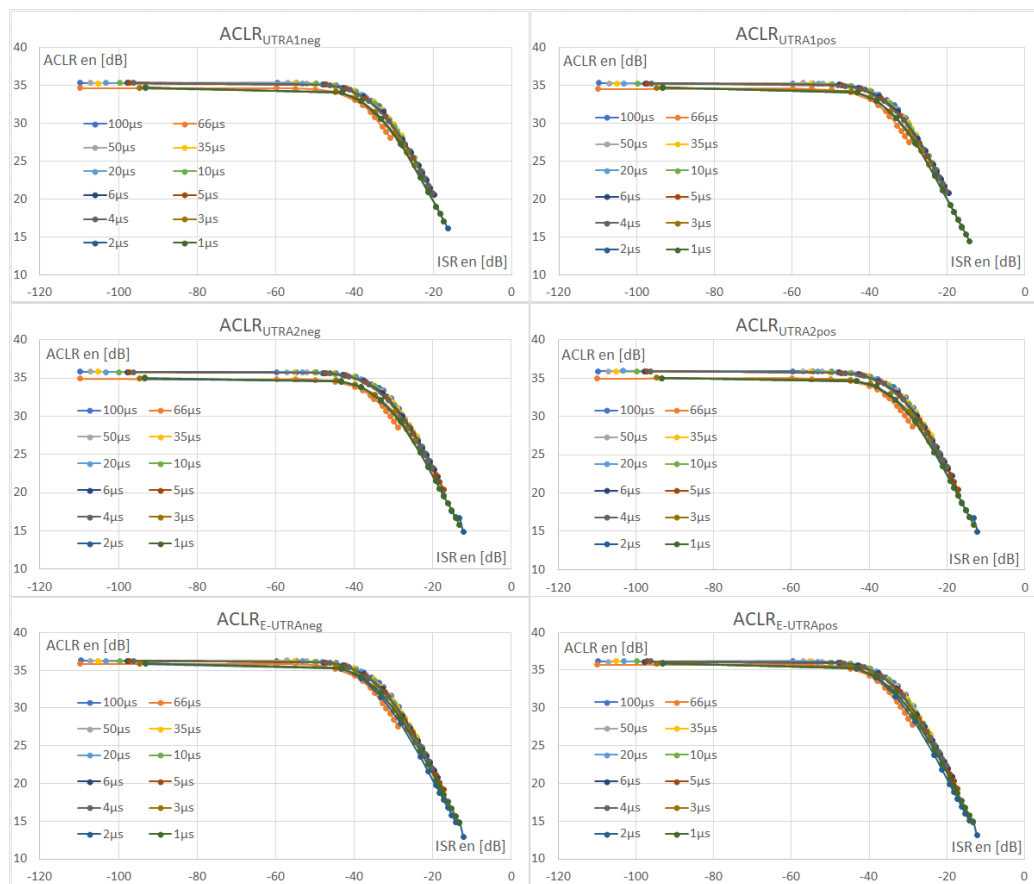


FIGURE D.2 – Mesures d'ACLR pour une BW de 3MHz avec différentes périodes de répétition

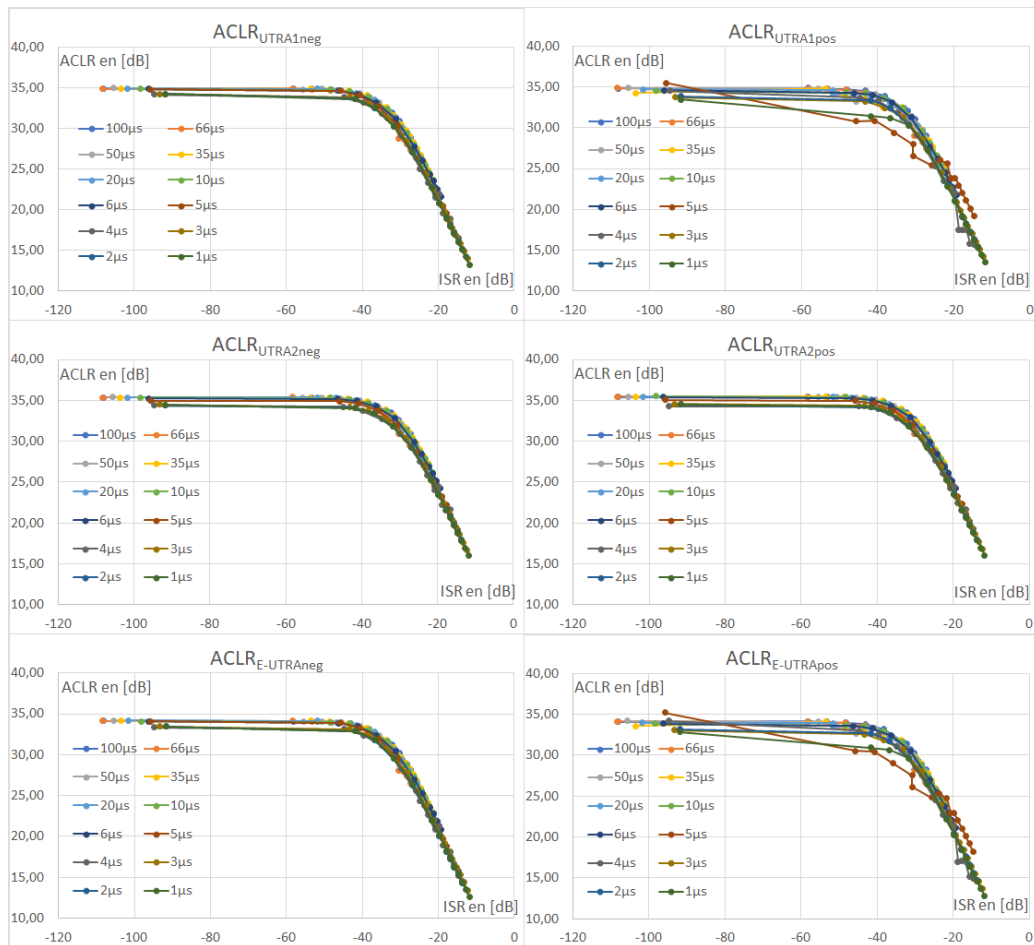


FIGURE D.3 – Mesures d'ACLR pour une BW de 5MHz avec différentes périodes de répétition

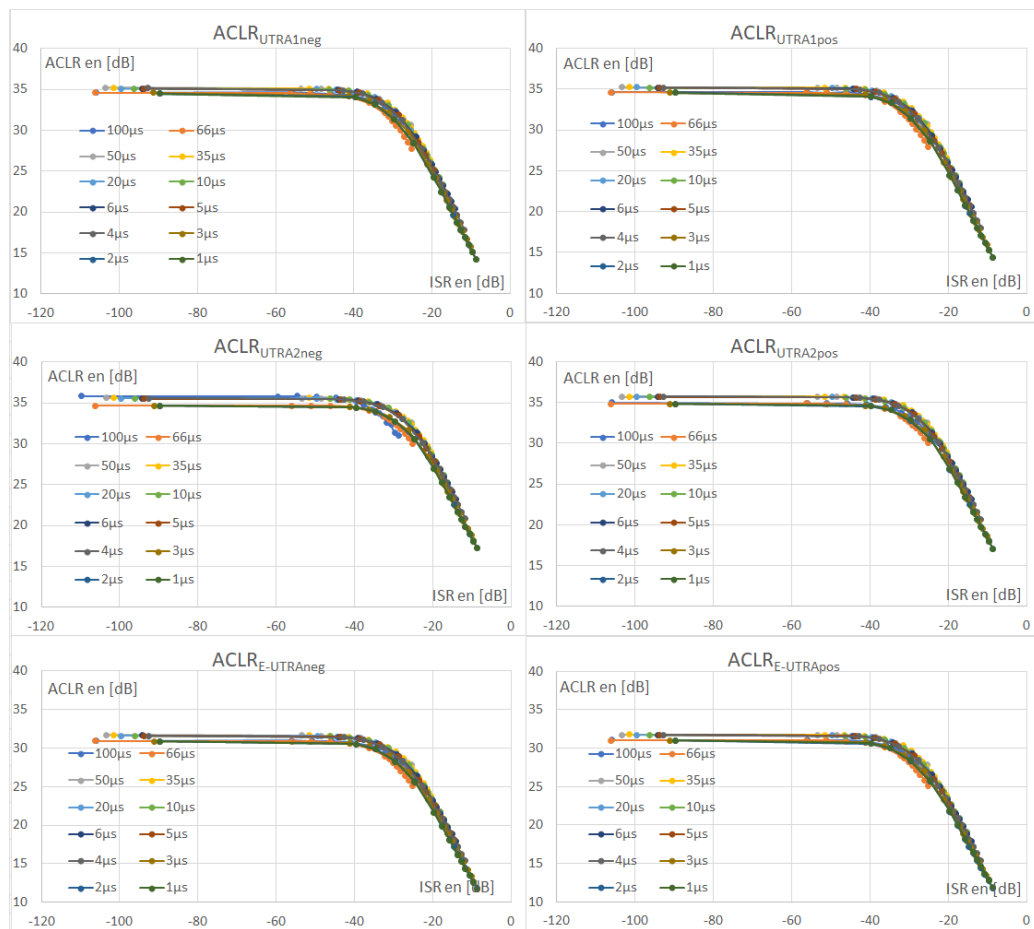


FIGURE D.4 – Mesures d'ACLR pour une BW de 10MHz avec différentes périodes de répétition

Bibliographie

- [1] O. Stienne, V. Deniau, E. P. Simon, and M. R. Kousri, “Susceptibility of 4G communications in railway EM environment,” in *2018 2nd URSI Atlantic Radio Science Meeting (AT-RASC)*, pp. 1–4, IEEE, 2018.
- [2] O. Stienne, V. Deniau, E. P. Simon, and M. R. Kousri, “Test de susceptibilité de communication LTE face aux interférences produites par le contact caténaire-pantographe,” in *CEM 2018, 19ème Colloque International et Exposition sur la Compatibilité ElectroMagnétique*, p. 6p, 2018.
- [3] G. Romero, V. Deniau, and O. Stienne, “LTE physical layer vulnerability test to different types of jamming signals,” in *2019 International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE*, pp. 1138–1143, IEEE, 2019.
- [4] S. Martinez, C. Gransart, O. Stienne, V. Deniau, and P. Bon, “SoREn, how dynamic software update tools can help cybersecurity systems to improve monitoring and actions,” *Journal of Universal Computer Science*, vol. 28, no. 1, pp. pp27–53, 2022.
- [5] O. Stienne, V. Deniau, and E. P. Simon, “Assessment of transient EMI impact on LTE communications using EVM & PAPR,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 227304–227312, 2020.
- [6] E. Dahlman, S. Parkvall, J. Skold, and P. Beming, *3G evolution : HSPA and LTE for mobile broadband*. Academic press, 2010.
- [7] P. Chaudhury, W. Mohr, and S. Onoe, “The 3GPP proposal for IMT-2000,” *IEEE Communications magazine*, vol. 37, no. 12, pp. 72–81, 1999.
- [8] E. Dahlman, B. Gudmundson, M. Nilsson, and A. Skold, “UMTS/IMT-2000 based on wideband CDMA,” *IEEE Communications magazine*, vol. 36, no. 9, pp. 70–80, 1998.

- [9] T. Ojanpera and R. Prasad, “An overview of air interface multiple access for IMT-2000/UMTS,” *IEEE communications Magazine*, vol. 36, no. 9, pp. 82–86, 1998.
- [10] Y. Bouguen, E. Hardouin, and F.-X. Wolff, *LTE pour les reseaux 4G*. Editions Eyrolles, 2012.
- [11] P. Martins and M. Coupechoux, *Vers les systemes radiomobiles de 4e Génération : de L’UMTS au LTE*, vol. 323. Springer-Verlag, France, ISBN-13 : 9782817800851, Pages, 2013.
- [12] M. Wetterwald, “La normalisation des systèmes de transport intelligents,” *Normaliser le numérique ?*, p. 75.
- [13] K. Pliakostathis, M. Zanni, G. Trentadue, and H. Scholz, “Assessment of a vehicle’s electromagnetic emissions under dynamic drive conditions,” *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 62, no. 6, pp. 2411–2422, 2020.
- [14] B. Huang, L. Su, and Y. Ren, “DC/DC converter common mode EMI in Parallel-Series of plugin hybrid electric vehicles,” *Electrotehnica, Electronica, Automatica*, vol. 66, no. 1, pp. 41–46, 2018.
- [15] H. Bakis, “Les télécommunications au service du chemin de fer en France, ou l’autre réseau de la SNCF,” *NETCOM : Réseaux, communication et territoires/Networks and communication studies*, vol. 5, no. 2, pp. 434–468, 1991.
- [16] P. Smith, A. Majumdar, and W. Y. Ochieng, “An overview of lessons learnt from ERTMS implementation in European railways,” *Journal of Rail Transport Planning & Management*, vol. 2, no. 4, pp. 79–87, 2012.
- [17] A. Fantechi, “Connected or autonomous trains?,” in *International Conference on Reliability, Safety, and Security of Railway Systems*, pp. 3–19, Springer, 2019.
- [18] R. Lagay and G. M. Adell, “The autonomous train : A game changer for the railways industry,” in *2018 16th international conference on intelligent transportation systems telecommunications (ITST)*, pp. 1–5, IEEE, 2018.

- [19] O. Pignal and H. Thouvenot, “Traction ferroviaire-Système de signalisation ERTMS,” *Techniques de l’ingénieur*, 2007.
- [20] R. Chen, W.-X. Long, G. Mao, and C. Li, “Development trends of mobile communication systems for railways,” *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 20, no. 4, pp. 3131–3141, 2018.
- [21] A. Sniady and J. Soler, “LTE for Railways : Impact on Performance of ETCS Railway Signaling,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 9, no. 2, pp. 69–77, 2014.
- [22] R. He, B. Ai, G. Wang, K. Guan, Z. Zhong, A. F. Molisch, C. Briso-Rodriguez, and C. P. Oestges, “High-Speed Railway Communications : From GSM-R to LTE-R,” *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 11, no. 3, pp. 49–58, 2016.
- [23] P. Fraga-Lamas, T. M. Fernández-Caramés, and L. Castedo, “Towards the Internet of smart trains : A review on industrial IoT-connected railways,” *Sensors*, vol. 17, no. 6, p. 1457, 2017.
- [24] J.-K. Choi, H. Cho, H.-S. Oh, K.-H. Kim, M.-J. Bhang, I.-S. Yu, and H.-G. Ryu, “Challenges of LTE high-speed railway network to coexist with LTE public safety network,” in *2015 17th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT)*, pp. 543–547, IEEE, 2015.
- [25] A. Sniady and J. Soler, “Performance of LTE in high speed railway scenarios,” in *International Workshop on Communication Technologies for Vehicles*, pp. 211–222, Springer, 2013.
- [26] J. Zhao, Y. Liu, C. Wang, L. Xiong, and L. Fan, “High-speed based adaptive beamforming handover scheme in LTE-R,” *IET Communications*, vol. 12, no. 10, pp. 1215–1222, 2018.
- [27] É. Masson, P. RICHARD, S. Garcia-Guillen, and G. M. Adell, “TC-rail : Railways remote driving,” *Proc. 12th World Congr. Railway Res.*, pp. 1–7, 2019.
- [28] S. Wang, L. Zhu, K. Xu, L. Zhang, X. Wang, and C. Liu, “LTE Based CBTC Train Ground Communication Systems : Performance Tests and

- Reliability Evaluation,” in *2019 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pp. 1–5, IEEE, 2019.
- [29] S. Wang, L. Zhu, K. Xu, L. Zhang, and X. Wang, “Reliability Evaluation for LTE Based CBTC Train Ground Communication Systems,” *Journal of Advanced Transportation*, vol. 2019, 2019.
- [30] Á. Carro-Lagoa, T. Domínguez-Bolaño, J. Rodríguez-Piñeiro, M. González-López, and J. A. García-Naya, “Feasibility of LTE for Train Control in Subway Environments Based on Experimental Data,” in *2019 27th European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, pp. 1–5, IEEE, 2019.
- [31] 3GPP, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Overall description; Stage 2,” Technical Specification (TS) 36.300, 3rd Generation Partnership Project (3GPP), 03 2010. Version 8.12.0.
- [32] W. R. Braun and U. Dersch, “A physical mobile radio channel model,” *IEEE transactions on Vehicular Technology*, vol. 40, no. 2, pp. 472–482, 1991.
- [33] E. P. Simon, J. Farah, P. Laly, and G. Delbarre, “A Gradual Resource Allocation Technique for Massive MIMO-NOMA,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 21, no. 3, pp. 476–480, 2021.
- [34] E. P. Simon, J. Farah, and P. Laly, “Performance evaluation of massive MIMO with beamforming and nonorthogonal multiple access based on practical channel measurements,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 6, pp. 1263–1267, 2019.
- [35] E. P. Simon, J. Farah, and P. Laly, “Resource Allocation and Pairing Techniques in Multi-User Massive MIMO-NOMA,” *IEEE Systems Journal*, 2023.
- [36] 3GPP, “LTE Physical Layer-General Description (Release 8),” v8. 3.0,” tech. rep., 3rd Generation Partnership Project (3GPP), 03 2009. Version 8.3.0.

- [37] 3GPP, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), Physical Channels and Modulation (Release 8),” tech. rep., 3rd Generation Partnership Project (3GPP), 12 2009. Version 8.8.0.
- [38] 3GPP, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding,” tech. rep., 3rd Generation Partnership Project (3GPP), 12 2009. Version 8.8.0.
- [39] 3GPP, “Evolved universal terrestrial radio access (e-utra); physical layer procedures,” tech. rep., 3rd Generation Partnership Project (3GPP), 09 2009. Version 8.8.0.
- [40] 3GPP, “Evolved universal terrestrial radio access (e-utra); physical layer; measurements,” tech. rep., 3rd Generation Partnership Project (3GPP), 09 2009. Version 8.7.0.
- [41] R. v. Nee and R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*. Artech House, Inc., 2000.
- [42] A. Dermoune and E. P. Simon, “Analysis of the maximum likelihood channel estimator for OFDM systems in the presence of unknown interference,” *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, vol. 2017, no. 1, pp. 1–11, 2017.
- [43] M. Engels, *Wireless OFDM systems : How to make them work ?* Springer Science & Business Media, 2002.
- [44] J. Palicot and Y. Louët, “Power ratio definitions and analysis in single carrier modulations,” in *2005 13th European Signal Processing Conference*, pp. 1–4, IEEE, 2005.
- [45] M. Rana, M. S. Islam, and A. Z. Kouzani, “Peak to average power ratio analysis for LTE systems,” in *2010 Second international conference on communication software and networks*, pp. 516–520, IEEE, 2010.
- [46] N. AhmadiMoghaddam, A. Maleki, and A. R. Sharafat, “Peak-to-average power ratio reduction in LTE-advanced systems using low complexity and low delay PTS,” *IET Communications*, vol. 14, no. 11, pp. 1769–1773, 2020.

- [47] M. Jamal, B. Horia, K. Maria, and I. Alexandru, “Study of multiple access schemes in 3GPP LTE OFDMA vs. SC-FDMA,” in *2011 International Conference on Applied Electronics*, pp. 1–4, IEEE, 2011.
- [48] G. Berardinelli, L. A. M. R. de Temino, S. Frattasi, M. I. Rahman, and P. Mogensen, “OFDMA vs. SC-FDMA : performance comparison in local area IMT-A scenarios,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 15, no. 5, pp. 64–72, 2008.
- [49] M. Rumney *et al.*, *LTE and the evolution to 4G wireless : Design and measurement challenges*. John Wiley & Sons, 2013.
- [50] 3GPP, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; Base Station (BS) conformance testing,” tech. rep., 3rd Generation Partnership Project (3GPP), 03 2012. Version 8.12.0.
- [51] 3GPP, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ; User Equipment (UE) conformance specification ; Radio transmission and reception ; Part 1 : Conformance testing,” Technical Specification (TS) 36.521, 3rd Generation Partnership Project (3GPP), 06 2010. Version 8.6.0.
- [52] 3GPP, “User equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101 version 8.29.0 release 8), type = Technical Specification (TS),” 12 2017. Version 8.27.0.
- [53] 3GPP, “Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) ;Base Station (BS) radio transmission and reception,” tech. rep., 3rd Generation Partnership Project (3GPP), 03 2018. Version 8.14.1.
- [54] A. Bhagyasree, G. Naidu, and V. M. Rao, “An efficient PAPR analysis of OFDMA for cellular communications,” in *2017 IEEE International Conference on Power, Control, Signals and Instrumentation Engineering (ICPCSI)*, pp. 2781–2785, IEEE, 2017.
- [55] G. G. Lema, T. B. Reda, and D. H. Hailu, “LTE quality of service enhancement under OFDM Modulation Techniques,” *Wireless Personal Communications*, vol. 113, no. 2, pp. 995–1008, 2020.
- [56] S. B. Slimane, “Peak-to-average power ratio reduction of OFDM signals using pulse shaping,” in *Globecom’00-IEEE. Global Telecommunications*

- Conference. Conference Record (Cat. No. 00CH37137)*, vol. 3, pp. 1412–1416, IEEE, 2000.
- [57] D. Guel, *Étude de nouvelles techniques de réduction du «facteur de crête» à compatibilité descendante pour les systèmes multiporteuse*. PhD thesis, Rennes 1, 2009.
- [58] J. Tellado-Mourelo, *Peak to average power reduction for multicarrier modulation*. PhD thesis, stanford university, 1999.
- [59] Y. Louet and J. Palicot, “A classification of methods for efficient power amplification of signals,” *annals of telecommunications-Annales des télécommunications*, vol. 63, no. 7-8, pp. 351–368, 2008.
- [60] G. Ala, M. C. Di Piazza, G. Tinè, F. Viola, and G. Vitale, “FDTD simulation for electromagnetic radiated emissions in 42 V vehicle electrical systems,” in *2005 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 6–pp, IEEE, 2005.
- [61] M. C. Di Piazza, A. Ragusa, G. Tine, and G. Vitale, “A model of electromagnetic radiated emissions for dual voltage automotive electrical systems,” in *2004 IEEE international symposium on industrial electronics*, vol. 1, pp. 317–322, IEEE, 2004.
- [62] M. Di Piazza, A. Ragusa, G. Tine, and G. Vitale, “Conducted and radiated emissions in distributed automotive dual voltage vehicle electrical systems,” in *IECON’03. 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE Cat. No. 03CH37468)*, vol. 3, pp. 2895–2900, IEEE, 2003.
- [63] H. Fridhi, V. Deniau, J.-P. Ghys, M. Heddebaut, J. Rodriguez, and I. Adin, “Analysis of the coupling path between transient em interferences produced by the catenary-pantograph contact and on-board railway communication antennas,” in *2013 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, pp. 587–590, IEEE, 2013.
- [64] D. Czech, A. Mishra, and M. Inggs, “Characterizing transient radio-frequency interference,” *Radio Science*, vol. 52, no. 7, pp. 841–851, 2017.

- [65] R. Jauregui, M. Pous, M. Fernández, and F. Silva, “Transient perturbation analysis in digital radio,” in *2010 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 263–268, IEEE, 2010.
- [66] V. Deniau, S. Dudoyer, S. Ambellouis, M. Heddebaut, and A. Mariscotti, “Research of observables adapted to the analysis of EM noise impacting the quality of GSM-Railway transmissions,” in *International Symposium on Electromagnetic Compatibility-EMC EUROPE*, pp. 1–6, IEEE, 2012.
- [67] G. Boschetti, A. Mariscotti, and V. Deniau, “Assessment of the GSM-R susceptibility to repetitive transient disturbance,” *Measurement*, vol. 45, no. 9, pp. 2226–2236, 2012.
- [68] S. Dudoyer, V. Deniau, R. Adriano, M. N. B. Slimen, J. Rioult, B. Meyniel, and M. Berbineau, “Study of the susceptibility of the GSM-R communications face to the electromagnetic interferences of the rail environment,” *IEEE Transactions on electromagnetic compatibility*, vol. 54, no. 3, pp. 667–676, 2011.
- [69] S. Chen and F. Sha, “Three types of electromagnetic noise between pantograph and catenary,” in *2009 3rd IEEE International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, pp. 40–43, IEEE, 2009.
- [70] A. Mariscotti and V. Deniau, “On the characterization of pantograph arc transients on GSM-R antenna,” *IMEKO TC4*, pp. 08–10, 2010.
- [71] M. N. B. Slimen, *Recherche de procédures de caractérisation de l’environnement électromagnétique ferroviaire adaptées au contexte des systèmes de communications embarqués*. PhD thesis, Université des Sciences et Technologie de Lille 1, 2009.
- [72] G. Romero, E. P. Simon, V. Deniau, C. Gransart, and M. Kousri, “Evaluation of an IEEE 802.11 n communication system in presence of transient electromagnetic interferences from the pantograph-catenary contact,” in *2017 XXXIIInd General Assembly and Scientific Symposium of the International Union of Radio Science (URSI GASS)*, pp. 1–4, IEEE, 2017.

- [73] G. Romero, V. Deniau, and E. Simon, “Impact of the measurement methods on the characterization of transient electromagnetic (EM) interferences above 2 GHz in a railway environment,” in *2019 URSI Asia-Pacific Radio Science Conference (AP-RASC)*, pp. 1–4, IEEE, 2019.
- [74] G. Boschetti, A. Mariscotti, and V. Deniau, “Pantograph arc transients occurrence and GSM-R characteristics,” in *18th Symposium International Measurement Confederation Technical Committees 4 (IMEKO TC4)*, Natal, 2011.
- [75] A. Mariscotti, A. Marrese, N. Pasquino, and R. S. L. Moriello, “Time and frequency characterization of radiated disturbance in telecommunication bands due to pantograph arcing,” *Measurement*, vol. 46, no. 10, pp. 4342–4352, 2013.
- [76] S. Dudoyer, *Méthode de Détection et de Reconnaissance de Bruits Electromagnétiques permettant la Prédiction de leurs Effets sur les Transmissions GSM-R*. PhD thesis, UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE DE LILLE 1, 2013.
- [77] Y. Lin, J. Zhang, Z. Tan, and X. Jin, “Analysis on radio immunity of TD-LTE to interference in high speed railway,” in *2014 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, pp. 574–578, IEEE, 2014.
- [78] E. Calderon, S. Patrick, and W. Serge, “Kalman filter for detecting serial arc faults in a domestic electrical network,” in *2020 IEEE 66th Holm Conference on Electrical Contacts and Intensive Course (HLM)*, pp. 165–169, IEEE.
- [79] Y. Liu, J. Swingler, and D. Flynn, “A Method for DC Arc Fault Detection, Classification and Mitigation in Electric Vehicles,” in *2021 3rd Global Power, Energy and Communication Conference (GPECOM)*, pp. 7–12, IEEE, 2021.
- [80] 3GPP, “ElectroMagnetic Compatibility (EMC) requirements for mobile terminals and ancillary equipment (Release 8) ,” tech. rep., 3rd Generation Partnership Project (3GPP), 12 2010. Version 8.2.0.

- [81] K. Wu, G. Ren, and Q. Wang, "Error Vector Magnitude Analysis of Uplink Multiuser OFDMA and SC-FDMA Systems in the Presence of Nonlinear Distortion," *IEEE Communications Letters*, vol. 21, no. 1, pp. 172–175, 2016.
- [82] C. Zhao and R. J. Baxley, "Error vector magnitude analysis for OFDM systems," in *2006 Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, pp. 1830–1834, IEEE, 2006.
- [83] S. Rathi, N. Malik, N. Chahal, and S. Malik, "Throughput for TDD and FDD 4 G LTE Systems," *International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE)*, ISSN, pp. 2278–3075, 2014.
- [84] A. Yonis, M. Abdullah, and M. Ghanim, "LTE-FDD and LTE-TDD for cellular communications," *Proceeding, Progress in*, 2012.
- [85] J. Chen, "LTE RF Measurements with the R&S CMW500 according to 3GPPTS36.521-1 Application Note," *Rohde & Schwartz Products*, pp. 1–28, 05 2014.