



**Gonçalo Arada
Martins**

**Co-Localização de diferentes tecnologias
Wireless no mesmo Site**



**Gonçalo Arada
Martins**

**Co-Localização de diferentes tecnologias
Wireless no mesmo Site**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Doutor Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho, Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e sob a co-orientação do Dr. Pedro Miguel da Silva Cabral, Professor Auxiliar Convidado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro

Em memória da minha madrinha Dina Celeste que partiu durante a realização deste trabalho.

o júri

Presidente

Prof. Dr. José Carlos Esteves Duarte Pedro
Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e
Informática da Universidade de Aveiro

Arguente

Prof. Dr. Pedro Renato Tavares Pinho
Professor Adjunto do Departamento de Engenharia Electrónica e Telecomunicações e
de Computadores do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa

Orientador

Prof. Dr. Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho
Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática
da Universidade de Aveiro

Co-Orientador

Prof. Dr. Pedro Miguel da Silva Cabral
Professor Auxiliar Convidado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e
Informática da Universidade de Aveiro

agradecimentos

Em primeiro lugar gostaria de agradecer o apoio dos meus pais e restantes familiares, pois sem eles nada disto seria possível e a eles devo tudo o que já conquistei.

À minha namorada pela enorme compreensão e apoio emocional.

Uma palavra de apreço para os meus colegas de laboratório Pedro Sá, Rúben Ferreira e Pedro Cruz pelas ajudas e companheirismo ao longo deste trabalho, assim como a todos os outros colegas que ao longo do meu percurso académico me marcaram pela sua amizade e companheirismo.

Aos Eng. Sérgio Pires e Eng. Ricardo Lopes da Celfinet pelas ideias e acompanhamento constante ao longo do trabalho

A todo o pessoal do departamento de rádio da Vodafone da zona Norte pela oportunidade que me deram de provar as teorias desenvolvidas com casos reais, assim como o companheirismo ao longo do mini-estágio lá efectuado, em especial aos engenheiros: Luís Varela, Xavier Salvato, Paulo Ribeiro e Pedro Lopes.

Ao Dr. Pedro Cabral, meu co-orientador, pelas ajudas nas medidas.

De uma forma especial gostaria de agradecer ao Professor Doutor Nuno Borges de Carvalho, meu orientador, pelos conhecimentos transmitidos e pelas sugestões e incentivos cruciais à realização deste trabalho.

palavras-chave

Co-localização, Intermodulação, Interferência, Efeito de Bloqueio, TMA, Rádio Freqüência.

resumo

Com a constante evolução e sofisticação da gama de serviços, os operadores de telecomunicações têm desenvolvido investimentos no sentido de conjugarem na mesma infra-estrutura diferentes tecnologias, facilitando assim a implementação da rede e a manutenção dos sites.

A partilha do mesmo site por diferentes tecnologias ou mesmo diferentes operadores de telecomunicações traz inúmeras vantagens económicas, contudo, tecnicamente a co-localização de diferentes tecnologias rádio no mesmo espaço levanta uma série de questões que devem ser consideradas na implementação do site. É o objectivo desta dissertação efectuar o levantamento destas questões de forma a sensibilizar para a necessidade de criar recomendações e normas para a boa instalação de um site com diferentes tecnologias co-localizadas.

keywords

Co-location, Intermodulation, Harmful Interference, Blocking, TMA, Radio Frequency

abstract

With the constant growing and sophistication of the portfolio of services, mobile operators have been developing investments in order to conjugate different technologies in the same infrastructure, thus facilitating the implementation of the network and the maintenance of the sites.

The sharing of the same site by different technologies or even different mobile operators brings many economic advantages, however, technically the co-location of different radio technologies in the same location raises several questions that should be considered when the site is being implemented. The aim of this dissertation is to collect the questions and raise people's awareness toward to create recommendations and regulations for the good installation of the site with different co-located technologies.

Lista de siglas e acrónimos

ACP	Adjacent Channel Power
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
BPSK	Bipolar Phase Shift Keying
BTS	Base Transceiver Station
C/I	Carrier to Interference Ratio
CCPR	Co-Channel Power Ratio
CDMA	Code Division Multiple Access
dB	Decibel
dBc	dB below carrier
dBd	dB em relação a um dipolo de meio comprimento de onda
dB_i	dB em relação a uma antena isotrópica
dBm	dB em relação a 1mW
DC	Direct Current (Corrente Contínua)
DL	Downlink
EVM	Error Vector Magnitude
FDM	Frequency Division Multiplex
FM	Frequência Modulada
GSM	Global System for Mobile Communications
ICP-ANACOM	Instituto das Comunicações de Portugal – Autoridade Nacional de Comunicações
IMD	Intermodulation Distortion
IMR	Intermodulation Ratio
IP3	3 rd Order Interception Point (Ponto de intersecção de 3. ^a Ordem)
ITU-R	International Telecommunications Union – Radiocommunication sector
LNA	Low Noise Amplifier (amplificador de baixo ruído)
MIM	Multiple Interference Margin
MS	Mobile Station (Estação Móvel)
MSK	Minimum Shift Keying
NF	Noise Figure (Factor de Ruído)
NPR	Noise Power Ratio
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
P1dB	Ponto de 1 dB de compressão
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PAR	Potência aparente radiada
PEP	Peak Envelope Power
PIM	Passive Intermodulation (Intermodulação Passiva)
PIRE	Potência Isotrópica Radiada Equivalente
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RF	Rádio Frequência
RMS	Root Mean Square
R_x	Recepção
SNR	Signal to Noise Ratio (Relação Sinal-Ruído)
TMA	Tower Mounted Amplifier
T_x	Transmissão
UHF	Ultra High Frequency
UL	Uplink
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
VHF	Very High Frequency
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network

Índice

Lista de Figuras.....	v
Lista de Tabelas	vii
Capítulo 1 - Introdução	1
1.1. Motivação.....	1
1.2. Objectivos.....	3
1.3. Sumário	3
Capítulo 2 – Distorção Não Linear	5
2.1. Resposta de Sistemas Não Lineares	5
2.2. Ordem de um Sistema	9
2.3 Vector de Mistura.....	9
2.4. Consequências da distorção não linear.....	12
2.5. Factores de mérito	17
2.5.1. Ponto de 1dB de compressão	17
2.5.2. Ponto de intersecção de 3. ^a ordem (IP3)	17
2.5.3. ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)	19
2.5.4. NPR (Noise Power Ratio)	20
2.5.5. CCPR (Co-Channel Power Ratio)	21
Capítulo 3 – Problemas da Co-localização.....	25
3.1. Bloqueio do receptor.....	25
3.1.1. Modelo matemático	25
3.1.2. Cálculo de distâncias mínimas de separação das antenas do ponto de vista dos operadores.....	28
3.1.2.1. Co-Localização de antenas da mesma tecnologia	28
3.1.2.2. Co-Localização de antenas de diferentes tecnologias	31
3.1.2.3. Caso <i>Indoor</i> (GSM900/1800 e UMTS).....	33
3.2. Emissões espúrias	36

3.3. Produtos de intermodulação	37
3.3.1. Banda UMTS.....	37
3.3.2. Banda GSM e UMTS	38
3.4. Intermodulação Passiva (PIM)	40
Capítulo 4 – Manual de boas práticas de engenharia para instalação e manutenção de um site	41
4.1. Escolha do Site.....	41
4.2. Controlo do desempenho das antenas	42
4.3. Efeitos climáticos	43
4.4. Manutenção do site	45
4.5. Resolução de uma interferência	46
4.6. Formas de garantir isolamento entre antenas	48
4.7. Manual de utilização da aplicação em Excel TM	49
4.8. Exposição a radiações não-ionizantes	51
Capítulo 5 – Estudo de Caso Real.....	53
5.1. Parâmetros S.....	53
5.1.1. TMA de GSM900	54
5.1.2. TMA de GSM1800	55
5.1.2. TMA de UMTS.....	57
5.2. Testes a 1 e 2 tons	58
5.3. Testes com sinais comerciais	61
5.3.1. TMA de GSM900	62
5.3.2. TMA de GSM1800	66
5.3.3. TMA de UMTS.....	68
5.4. Estudo da posição das antenas no site.....	69
Capítulo 6 - Conclusão.....	73
7. Apêndice	75
8. Bibliografia	91

Lista de Figuras

FIGURA 1 – EVOLUÇÃO DO NÚMERO DE SITES COM OPERADORES CO-INSTALADOS [2]	2
FIGURA 2 – ESPECTRO DA RESPOSTA A DOIS TONS DA 2.ª E 3.ª ORDEM DE UM SISTEMA NÃO LINEAR.....	12
FIGURA 3 – ESPECTRO DE FREQUÊNCIAS EVIDENCIANDO OS PRODUTOS DE INTERMODULAÇÃO DE ORDEM ÍMPAR	14
FIGURA 4 – PROCESSO DE FILTRAGEM DE HARMÔNICOS [6].....	14
FIGURA 5 – CONVERSÃO AM/PM NUM SISTEMA NÃO LINEAR. $Y_3(t)$ É A DISTORÇÃO DE 3.ª ORDEM; $Y_1(t)$ É A COMPONENTE LINEAR; $Y_R(t)$ É A RESULTANTE DA SOMA DAS DUAS COMPONENTES.....	16
FIGURA 6 - GRÁFICO DO PONTO DE 1dB DE COMPRESSÃO [5].....	17
FIGURA 7 - GRÁFICO DO PONTO DE INTERSECÇÃO DE 3.ª ORDEM (IP3) [5].....	18
FIGURA 8 – ILUSTRAÇÃO DO ACPR, SENDO ACPL (ADJACENT CHANNEL POWER LOWER) E ACPU (ADJACENT CHANNEL POWER UP).....	19
FIGURA 9 – CONCEITO DE NPR.....	20
FIGURA 10 – DISTORÇÃO CO-CANAL	21
FIGURA 11 – REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DO EVM.....	22
FIGURA 12 – REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DA SNR (IMAGEM DO SINAL É RESULTANTE DE MEDIDAS EFECTUADAS COM UM ANALISADOR DE ESPECTRO NUM SITE DE UM OPERADOR MÓVEL NACIONAL).....	23
FIGURA 13 – EXEMPLO DE CÁLCULO DA DISTÂNCIA MÍNIMA DE SEPARAÇÃO HORIZONTAL DE ANTENAS COM A APLICAÇÃO CRIADA A PARTIR DO MODELO MATEMÁTICO (3.1.1)	50
FIGURA 14 – EXEMPLO DE CÁLCULO DA DISTÂNCIA MÍNIMA DE SEPARAÇÃO VERTICAL DE ANTENAS COM A APLICAÇÃO CRIADA A PARTIR DO MODELO MATEMÁTICO (3.1.1)	51
FIGURA 15 – S_{21} PARA O TMA DE GSM900	54
FIGURA 16 - S_{12} PARA O TMA DE GSM900	54
FIGURA 17 - S_{11} PARA O TMA DE GSM900	55
FIGURA 18 – S_{22} PARA O TMA DE GSM900	55
FIGURA 19 – S_{21} PARA O TMA DE GSM1800	55
FIGURA 20 – S_{12} PARA O TMA DE GSM1800	56
FIGURA 21 - S_{11} PARA O TMA DE GSM1800	56
FIGURA 22 – S_{22} PARA O TMA DE GSM1800	56
FIGURA 23 – S_{21} PARA O TMA DE UMTS	57
FIGURA 24 – S_{12} PARA O TMA DE UMTS	57
FIGURA 25 - S_{11} PARA O TMA DE UMTS	58
FIGURA 26 – S_{22} PARA O TMA DE UMTS	58
FIGURA 27 – TESTE A 2 TONS NO TMA DE GSM900 ($F_1=895$ MHz E $F_2=900$ MHz)	59
FIGURA 28 - TESTE A 2 TONS NO TMA DE GSM1800 ($F_1=1767$ MHz E $F_2=1770$ MHz)	59

FIGURA 29 - TESTE A 2 TONS NO TMA DE UMTS ($F_1=1.94$ GHz E $F_2=1.96$ GHz).....	60
FIGURA 30 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR GSM900 (VÍTIMA GSM900)	62
FIGURA 31 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR UMTS (VÍTIMA GSM900)	62
FIGURA 32 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR GSM1800 (VÍTIMA GSM900)	62
FIGURA 33 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR WIMAX (VÍTIMA GSM900).....	62
FIGURA 34 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR WLAN (VÍTIMA GSM900).....	63
FIGURA 35 – GRÁFICO QUE PROVA A RELAÇÃO ENTRE EVM E SNR	64
FIGURA 36 – EVOLUÇÃO DA POTÊNCIA MÉDIA DE SAÍDA COM INTERFERIDOR GSM900	65
FIGURA 37 – EVOLUÇÃO DA POTÊNCIA MÉDIA DE SAÍDA COM INTERFERIDOR WLAN.....	65
FIGURA 38 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR GSM900 (VÍTIMA GSM1800)	66
FIGURA 39 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR GSM1800 (VÍTIMA GSM1800)	66
FIGURA 40 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR UMTS (VÍTIMA GSM1800)	66
FIGURA 41 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR WIMAX (VÍTIMA GSM1800).....	66
FIGURA 42 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR WLAN (VÍTIMA GSM1800).....	67
FIGURA 43 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR GSM900 (VÍTIMA UMTS)	68
FIGURA 44 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR UMTS (VÍTIMA UMTS)	68
FIGURA 45 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR GSM1800 (VÍTIMA UMTS)	68
FIGURA 46 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR WIMAX (VÍTIMA UMTS).....	68
FIGURA 47 – EVOLUÇÃO DO EVM E SNR COM INTERFERIDOR WLAN (VÍTIMA UMTS).....	69
FIGURA 48 – ESQUEMATIZAÇÃO DA POSIÇÃO DAS ANTENAS PARA O CASO GSM900 E GSM1800 ESTUDADO	70
FIGURA 49 – ESQUEMATIZAÇÃO DA POSIÇÃO DAS ANTENAS PARA O CASO UMTS ESTUDADO	71

Lista de Tabelas

TABELA 1 – SÍNTESE DAS DIVERSAS FORMAS DE DISTORÇÃO NÃO-LINEAR ATÉ À 3.ª ORDEM.....	11
TABELA 2 – ISOLAMENTO ENTRE ANTENAS DA MESMA TECNOLOGIA (VALORES DE POTÊNCIA EM DBM).....	29
TABELA 3 – ISOLAMENTO ENTRE ANTENAS DA MESMA TECNOLOGIA CO-LOCALIZADAS NA MESMA TORRE (120º ENTRE ANTENAS) (VALORES DE POTÊNCIA EM DBM)	30
TABELA 4 – ISOLAMENTO ENTRE ANTENAS DE TECNOLOGIAS DIFERENTES – INTERFERIDOR GSM (VALORES DE POTÊNCIA EM DBM)	31
TABELA 5 – ISOLAMENTO ENTRE ANTENAS DE TECNOLOGIAS DIFERENTES – INTERFERIDOR UMTS (VALORES DE POTÊNCIA EM DBM)	32
TABELA 6 – BLOQUEIO DO RECEPTOR (CASO <i>INDOOR</i> – ANTENAS OMNIDIRECCIONAIS, PIRE=33DBM)	33
TABELA 7 - BLOQUEIO DO RECEPTOR (CASO <i>INDOOR</i> – ANTENAS DIRECCIONAIS, PIRE=38DBM).....	34
TABELA 8 - BLOQUEIO DO RECEPTOR UMTS QUANDO INTERFERIDO POR UMA MS	35
TABELA 9 – ISOLAMENTO NECESSÁRIO PARA EMISSÕES ESPÚRIAS.....	37
TABELA 10 – BANDAS DE INTERFERÊNCIA DA 2.ª HARMÓNICA.....	38
TABELA 11 - BANDAS DE INTERFERÊNCIA DE INTERMODULAÇÃO DE 3.ª ORDEM	39
TABELA 12 – LARGURA DE BANDA POR CANAL DE ALGUMAS TECNOLOGIAS <i>WIRELESS</i>	47
TABELA 13 – PONTOS DE 1DB DE COMPRESSÃO E IP3 DOS DIFERENTES TMAS	60
TABELA 14 – PAPR DO STANDARD DO GERADOR DE SINAIS PARA AS DIFERENTES TECNOLOGIAS.....	64
TABELA 15 - DISTÂNCIAS ENTRE ANTENAS CONSIDERANDO COMO VÍTIMA O UMTS	76
TABELA 16 - DISTÂNCIAS ENTRE ANTENAS CONSIDERANDO COMO VÍTIMA O GSM1800	78
TABELA 17 - DISTÂNCIAS ENTRE ANTENAS CONSIDERANDO COMO VÍTIMA O GSM900	80
TABELA 18 - DISTÂNCIAS ENTRE ANTENAS CONSIDERANDO COMO VÍTIMA O WiMAX (BPSK).....	82
TABELA 19 - DISTÂNCIAS ENTRE ANTENAS CONSIDERANDO COMO VÍTIMA O WiMAX (QPSK ½).....	83
TABELA 20 - DISTÂNCIAS ENTRE ANTENAS CONSIDERANDO COMO VÍTIMA O WiMAX (64-QAM ¾).....	84

Capítulo 1



INTRODUÇÃO

1.1. Motivação

A co-localização de equipamento rádio no mesmo site aumenta a possibilidade de ocorrerem interferências entre os vários residentes do site. Os factores que conduzem a interferências incluem o número de canais activos, a colocação relativa das antenas, as faixas de frequência usadas, as características da tecnologia e o equipamento da estação base.

As exigências do espaçamento entre antenas pode ser estimado usando técnicas de análise de interferências. A análise de interferências deve incluir a investigação de: intermodulação e harmónicos, ruído, perda de sensibilidade, acoplamento da antena e características do equipamento.

A maioria dos estudos de casos de interferência baseia-se na análise das combinações de produtos de intermodulação e harmónicos, mas este estudo não é suficiente, pois outros fenómenos poderão ocorrer quando o afastamento entre as antenas não é suficiente. As separações horizontais, verticais ou mesmo angular mínimas entre antenas de várias tecnologias devem ser tidas em consideração de forma a evitar interferências entre elas.

Interferência é, por definição, o efeito de energia não desejada devido a uma emissão ou uma combinação de emissões que se manifestam pela degradação, obstrução ou repetida interrupção numa comunicação [1].

A interferência pode ser gerada dentro do próprio site ou por fontes de sinais distantes, contudo é mais habitual que a interferência tenha origem dentro do próprio site, a não ser que se trate de um sinal de elevada potência que se encontre a uma distância relativamente curta do site.

A interferência é tipicamente provocada por um dos seguintes mecanismos que têm origem no próprio equipamento ou noutra qualquer sistema não-linear e que já foram abordados anteriormente:

- Intermodulação: transmissor, receptor ou passiva;

-Emissões fora da banda: ruído de transmissão, emissões espúrias do transmissor, harmónicas do transmissor ou emissões espúrias do receptor;

-Outros efeitos: perda de sensibilidade do receptor;

Uma análise da interferência no site exige uma boa informação sobre as características do equipamento rádio do site.

Mesmo sabendo de todos os problemas que pode acarretar a co-localização de antenas no mesmo site, os operadores de telecomunicações vêem esta solução como a mais viável, pois traz benefícios económicos muito elevados ao reduzir os custos do aluguer de mais terrenos ou topos de edifícios e na partilha dos custos das estruturas mecânicas de suporte às antenas. Por tudo isto, tem-se verificado um aumento de sites partilhados pelos diferentes operadores, que por sua vez instalam diferentes tecnologias no mesmo site e todas as diferentes tecnologias dos diferentes operadores terão de co-habitar com o mínimo de interferências possível para evitar o prejuízo de algumas comunicações.

Para comprovar a evolução da co-localização em Portugal, podemos analisar o gráfico seguinte, que representa um estudo realizado pela ANACOM em Maio de 2008, onde se verifica que, mesmo os operadores de telecomunicações concorrentes, passam a partilhar cada vez mais os custos inerentes à instalação de um site.

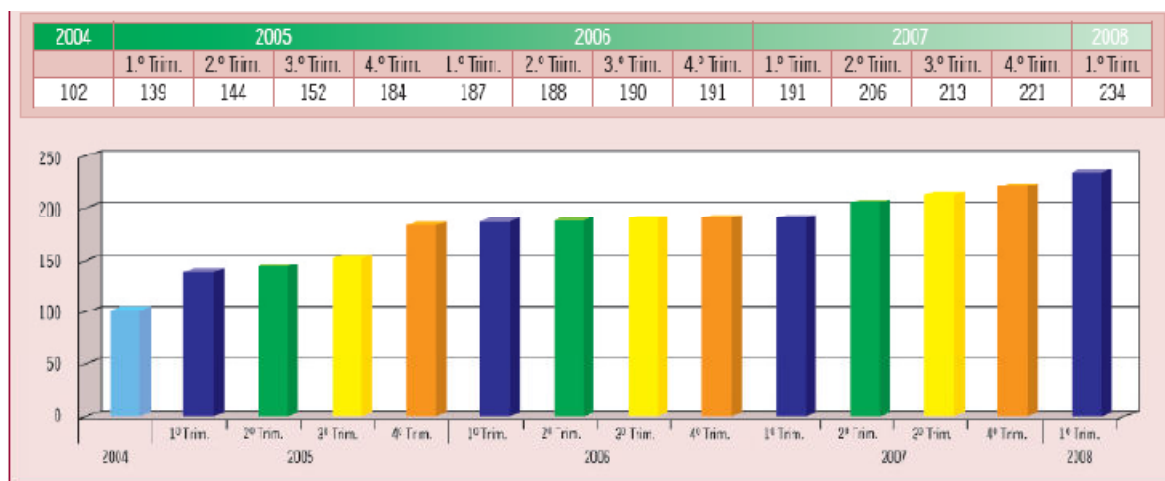


Figura 1 – Evolução do número de sites com operadores co-instalados [2]

1.2. Objectivos

O grande objectivo desta dissertação passa por fazer um levantamento das questões técnicas inerentes à co-localização de tecnologias *wireless* no mesmo site.

Pretende-se captar a atenção dos operadores para o problema da co-localização, pois apesar desta trazer inúmeros benefícios económicos aos operadores, acarreta também uma série de condicionantes técnicas que necessitam de ser estudadas e precavidadas aquando da instalação do site.

É também objectivo desta dissertação provar algumas destas condicionantes técnicas efectuando testes com dispositivos usados pelos operadores, de forma a aproximar os conceitos teóricos da realidade prática.

1.3. Sumário

Esta dissertação está organizada em seis capítulos e um apêndice, começando por se caracterizar teoricamente os problemas causados pela co-localização de tecnologias no mesmo site, passando ainda por algumas recomendações técnicas para evitar estes problemas e concluindo com a realização de estudos de casos reais.

Como para caracterizar um sistema não linear é necessária uma análise de Rádio Frequência do ponto de vista de intermodulação e interferência, no segundo capítulo são apresentados os modelos matemáticos que permitem descrever os sistemas não lineares e a distorção por eles gerada, referenciando-se ainda os efeitos introduzidos pela distorção não linear e alguns factores de mérito usados para caracterizar os sistemas.

No terceiro capítulo abordam-se os diferentes problemas inerentes à co-localização de tecnologias *wireless* no mesmo site, com especial destaque para o efeito de bloqueio do receptor sobre o qual é apresentado um modelo matemático para o cálculo das distâncias mínimas de separação das antenas do site. São também apresentadas tabelas de cálculos da separação das antenas da forma simplista como actualmente os operados móveis os realizam e baseados nos limites impostos pelas normas das tecnologias. É ainda apresentado um breve estudo do espectro nacional sobre possíveis problemas que poderão surgir devido aos produtos de intermodulação.

O quarto capítulo pretende ser um primeiro passo para a construção de um manual técnico para a boa instalação e manutenção de um site. Em Portugal e ao contrário de outros países não existem normas e recomendações técnicas para a boa instalação de um

site e a criação de um manual de boas práticas para os técnicos de implementação dos sites poderia evitar algumas interferências inerentes à má instalação dos sistemas de telecomunicações.

No quinto capítulo apresentam-se resultados provenientes de casos reais, usando-se para isso Tower Mounted Amplifiers (TMAs) dos operadores móveis e diagramas de radiação das antenas dos operadores. É feito um estudo do impacto das não linearidades na qualidade do sinal recebido, tendo-se usado sinais modulados de acordo com as normas comerciais dos mesmos. Verificou-se o impacto do efeito de bloqueio de um sinal fraco (desejado) quando na presença de um sinal forte (indesejado).

Finalmente, no sexto capítulo são apresentadas as principais conclusões resultantes dos estudos efectuados e das medidas obtidas, chamando à atenção dos operadores para a problemática da co-localização.

Referência ainda para o apêndice, onde são apresentadas tabelas resultantes da aplicação para folha de cálculo construída de acordo com o modelo matemático obtido para o efeito de bloqueio.

No âmbito deste trabalho foi proposto à aprovação um artigo científico para o workshop do INMMiC 2008 (Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits) a realizar em Málaga (Espanha):

MARTINS, Gonçalo A., CARVALHO, Nuno B., PIRES, Sérgio and CABRAL, Pedro M., “Co-location of different Technologies in the same site”, Aveiro, 2008

Capítulo 2

DISTORÇÃO NÃO LINEAR

2.1. Resposta de Sistemas Não Lineares

Um sistema diz-se linear quando obedece ao princípio da proporcionalidade e da sobreposição, isto é, responde a uma entrada do tipo $x(t)=x_1(t)+x_2(t)$ com $y(t)=y_1(t)+y_2(t)$ e a uma entrada $x'(t)=k_1x_1(t)+k_2x_2(t)$ responde com $y'(t)=k_1y_1(t)+k_2y_2(t)$, quando $y_1(t)$ e $y_2(t)$ são as respostas às entradas $x_1(t)$ e $x_2(t)$, respectivamente [3]. Assim, um sinal aplicado à entrada de um sistema linear é afectado em módulo e fase linearmente na sua saída, não possuindo qualquer conteúdo espectral à saída que não esteja presente na entrada.

Contudo, todos os sistemas são não lineares, sendo que a engenharia apenas os lineariza à volta de um ponto de repouso para simplificar os cálculos. [4]

Os sistemas não lineares estão então na origem da distorção não linear que leva a interferências entre diferentes sistemas de telecomunicações. A distorção não linear é aquela em que há criação de novas componentes espectrais.

A modelação da resposta a sistemas não lineares pode ser baseada numa série de Taylor, numa série de Volterra ou simplesmente numa série de potências. A série de potências apresenta uma formulação muito simples e ao longo desta dissertação vai servir de base para a análise de todos os fenómenos de distorção não linear.

Então, para ilustrar os mecanismos envolvidos na resposta de um sistema não linear, considera-se a seguinte série de potências até à terceira ordem:

$$y(t) = a_0 + a_1x(t) + a_2x^2(t) + a_3x^3(t) + \dots \quad (2.1)$$

Sendo:

a_0 → coeficiente da componente DC

a_1 → coeficiente da componente linear

a_2 → coeficiente da componente de 2.^a ordem

a_3 → coeficiente da componente de 3.^a ordem

$x(t)$ → sinal de entrada

$y(t)$ → sinal de saída

Admite-se que a modelação em série de potências (2.1) está sujeita a uma excitação de dois tons, de frequências f_1 e f_2 e amplitudes A_1 e A_2 , do tipo:

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t) \quad (2.2)$$

Sendo ω a frequência angular e igual a $2\pi f$ (rad/s).

Então, a resposta linear do sistema é dada por:

$$y(t) = a_1 x(t) = a_1 (A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t)) \quad (2.3)$$

Sendo os coeficientes a_0 , a_2 e a_3 da série de potência (2.1) considerados nulos. Então o sinal de saída é apenas afectado por um factor do ganho (a_1).

A resposta de 2.^a ordem de um sistema não linear será dada por:

$$y_2(t) = a_2 x^2(t) = a_2 (A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t))^2 \quad (2.4)$$

Desenvolvendo a expressão anterior pela entidade do quadrado da soma de dois termos dos produtos notáveis, obtém-se:

$$y_2(t) = a_2 (A_1^2 \cos^2(\omega_1 t) + 2A_1 A_2 \cos(\omega_1 t) \cos(\omega_2 t) + A_2^2 \cos^2(\omega_2 t)) \quad (2.5)$$

Usando as seguintes identidades trigonométricas:

$$\cos^2(\alpha) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\alpha) \quad (2.6)$$

$$\cos(\alpha) \cos(\beta) = \frac{1}{2} [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)] \quad (2.7)$$

Fica-se então com a seguinte resposta de 2.^a ordem:

$$\begin{aligned}
 y_2(t) = & \frac{1}{2} a_2 (A_1^2 + A_2^2) + \frac{1}{2} a_2 A_1^2 \cos(2\omega_1 t) + & (2.8) \\
 & + \frac{1}{2} a_2 A_2^2 \cos(2\omega_2 t) + a_2 A_1 A_2 \cos((\omega_1 + \omega_2)t) + a_2 A_1 A_2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t)
 \end{aligned}$$

A resposta de 3.^a ordem de um sistema não linear assume-se como a mais importante, pois leva ao aparecimento de produtos de intermodulação que podem cair dentro da banda de interesse do sinal, sendo então esta resposta dada por:

$$y_3(t) = a_3 x^3(t) = a_3 (A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t))^3 \quad (2.9)$$

Desenvolvendo a expressão anterior pela entidade do cubo da soma de dois termos (isto é, $(a+b)^3 = a^3 + 3a^2b + 3ab^2 + b^3$) e usando as identidades trigonométricas (2.6), (2.7) e (2.10), chega-se à resposta de 3.^a ordem de um sistema não linear:

$$\cos^3(\alpha) = \frac{3}{4} \cos(\alpha) + \frac{1}{4} \cos(3\alpha) \quad (2.10)$$

$$\begin{aligned}
 y_3(t) = & \cos(\omega_1 t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1^3 + \frac{1}{2} a_3 A_1 A_2^2 + a_3 A_1 A_2^2 \right] + & \text{Componentes sobrepostas à} \\
 & + \cos(\omega_2 t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_2^3 + \frac{1}{2} a_3 A_1^2 A_2 + a_3 A_1^2 A_2 \right] + & \text{fundamental} \\
 & + \cos(3\omega_1 t) \left[\frac{1}{4} a_3 A_1^3 \right] + \cos(3\omega_2 t) \left[\frac{1}{4} a_3 A_2^3 \right] + & \text{Terceiros harmónicos} \\
 & + \cos((2\omega_1 + \omega_2)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1^2 A_2 \right] + & \text{de } \omega_1 \text{ e } \omega_2 \\
 & + \cos((2\omega_2 + \omega_1)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1 A_2^2 \right] + & \\
 & + \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1^2 A_2 \right] + & \\
 & + \cos((2\omega_2 - \omega_1)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1 A_2^2 \right] & \text{Intermodulação de 3.ª ordem}
 \end{aligned} \quad (2.11)$$

Conclui-se então que a resposta de 3.^a ordem de um sistema não linear possui componentes que se sobrepõem à fundamental, conduzindo a uma expansão ou compressão do ganho e sendo responsáveis pelo efeito de bloqueio estudado mais à frente. Observa-se ainda a presença dos terceiros harmônicos das frequências ω_1 e ω_2 .

Para além destes, observam-se os termos provenientes do batimento entre as frequências fundamentais e os termos de 2.^a ordem, isto é, a intermodulação de 3.^a ordem. Dentro destes são mais importantes os termos que caem sobre a banda passante ($2\omega_1 - \omega_2$ e $2\omega_2 - \omega_1$), pois podem levar a problemas graves de interferência dado a impossibilidade de se poderem filtrar.

Pode-se ainda definir a Relação de Intermodulação (IMR), que também pode ser dada pelo quociente C/I (Sinal / Distorção de Intermodulação). Esta é determinada pela relação entre as potências da componente fundamental e da distorção de intermodulação.

$$IMR = \frac{P_{fundamental}}{P_{IMD}} = \frac{P(\omega_1)}{P(2\omega_1 - \omega_2)} = \frac{P(\omega_2)}{P(2\omega_2 - \omega_1)} \quad (2.12)$$

Considerando os 2 tons com igual amplitude, sabe-se que: [5]

$$P_{fundamental}(\omega_1) = \frac{1}{T_{\omega_1}} \int_0^{T_{\omega_1}} [a_1 A_1 \cos(\omega_1 t)]^2 dt = \frac{1}{2} a_1^2 A_1^2 \quad (2.13)$$

$$P_{IMD}(2\omega_1 - \omega_2) = \frac{1}{T_{2\omega_1 - \omega_2}} \int_0^{T_{2\omega_1 - \omega_2}} [a_3 A_1^3 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t)]^2 dt = \frac{9}{32} a_3^2 A_1^6 \quad (2.14)$$

Substituindo as duas expressões de cima em (2.12), chega-se à expressão de IMR em unidades lineares:

$$IMR = \frac{\frac{a_1^2 A_1^2}{2}}{\frac{9a_3^2 A_1^6}{32}} = \frac{16a_1^2}{9a_3^2 A_1^4} \quad (2.15)$$

2.2. Ordem de um Sistema

Ao excitar um sistema não linear com 2 tons (ω_1 e ω_2) aparecem componentes de distorção que apresentam conteúdo espectral à seguinte frequência:

$$\omega = m\omega_1 \pm n\omega_2, \text{ com } m \text{ e } n \text{ inteiros} \quad (2.16)$$

Então, a ordem do produto de mistura é dado por:

$$\text{ordem} = |m| + |n| \quad (2.17)$$

Exemplificando: $2\omega_1 \Rightarrow \text{ordem} = |2| + |0| = 2 \rightarrow$ distorção harmónica de 2.^a ordem de ω_1

$2\omega_1 - \omega_2 \Rightarrow \text{ordem} = |2| + |-1| = 3 \rightarrow$ intermodulação de 3.^a ordem

2.3 Vector de Mistura

A excitação a 2 tons pode ser representada também numa forma fasorial, pela fórmula de Euler, em alternativa ao representado em (2.2).

Fórmula de Euler:

$$e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta \quad (2.18)$$

Pode-se chegar à fórmula do coseno através da fórmula de Euler:

$$\begin{cases} e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta \\ e^{-j\theta} = \cos \theta - j \sin \theta \end{cases} \Leftrightarrow e^{j\theta} + e^{-j\theta} = 2\cos \theta \Leftrightarrow \cos \theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} \quad (2.19)$$

Então, a expressão (2.2) pode ser reescrita sob a forma de Euler por:

$$x(t) = A_1 \frac{e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}}{2} + A_2 \frac{e^{j\omega_2 t} + e^{-j\omega_2 t}}{2} \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow x(t) = \frac{A_2}{2} e^{-j\omega_2 t} + \frac{A_1}{2} e^{-j\omega_1 t} + \frac{A_1}{2} e^{j\omega_1 t} + \frac{A_2}{2} e^{j\omega_2 t} \quad (2.20)$$

A entrada do sistema descrita em (2.2) pode, então ser vista como a soma das quatro componentes espectrais ($\pm\omega_1 \pm \omega_2$) no domínio da frequência:

$$\omega_m = m_{-2}(-\omega_2) + m_{-1}(-\omega_1) + m_1(\omega_1) + m_2(\omega_2) \quad (2.21)$$

Sendo m o vector de mistura:

$$m = (m_{-2}, m_{-1}, m_1, m_2) \quad (2.22)$$

É possível então, fazer um quadro resumo de todas as componentes resultantes da distorção até à terceira ordem presentes na resposta a um sistema não-linear quando a entrada é excitado por 2 tons de amplitude A_1 e A_2 . É de referir que neste caso e devido ao que foi visto em (2.20), as amplitudes de saída do sinal são metade das anteriores representações em (2.3) (2.8) (2.11).

	Vector				Componente de Frequência	Amplitude de Saída	Tipo de Resposta
	m_{-2}	m_{-1}	m_1	m_2			
1ª Ordem	1	0	0	0	$-\omega_2$	$\frac{1}{2} a_1 A_2$	Linear
	0	1	0	0	$-\omega_1$	$\frac{1}{2} a_1 A_1$	
	0	0	1	0	ω_1	$\frac{1}{2} a_1 A_1$	
	0	0	0	1	ω_2	$\frac{1}{2} a_1 A_2$	
2ª Ordem	2	0	0	0	$-2\omega_2$	$\frac{1}{4} a_2 A_2^2$	Distorção Harmónica de 2ª Ordem
	0	2	0	0	$-2\omega_1$	$\frac{1}{4} a_2 A_1^2$	
	0	0	2	0	$2\omega_1$	$\frac{1}{4} a_2 A_1^2$	
	0	0	0	2	$2\omega_2$	$\frac{1}{4} a_2 A_2^2$	

2ª Ordem	1	1	0	0	$-\omega_2-\omega_1$	$\frac{1}{2}a_2A_1A_2$	Distorção de Intermodulação de 2ª Ordem
	1	0	1	0	$-\omega_2+\omega_1$	$\frac{1}{2}a_2A_1A_2$	
	0	1	0	1	$-\omega_1+\omega_2$	$\frac{1}{2}a_2A_1A_2$	
	0	0	1	1	$\omega_1+\omega_2$	$\frac{1}{2}a_2A_1A_2$	
	0	1	1	0	$\omega_1-\omega_1$	$\frac{1}{2}a_2A_1^2$	Alteração do Ponto de Polarização
	1	0	0	1	$\omega_2-\omega_2$	$\frac{1}{2}a_2A_2^2$	
3ª Ordem	3	0	0	0	$-3\omega_2$	$\frac{1}{8}a_3A_2^3$	Distorção Harmónica de 3ª Ordem
	0	3	0	0	$-3\omega_1$	$\frac{1}{8}a_3A_1^3$	
	0	0	3	0	$3\omega_1$	$\frac{1}{8}a_3A_1^3$	
	0	0	0	3	$3\omega_2$	$\frac{1}{8}a_3A_2^3$	
	2	1	0	0	$-2\omega_2-\omega_1$	$\frac{3}{8}a_3A_1A_2^2$	Distorção de Intermodulação de 3ª Ordem
	1	2	0	0	$-\omega_2-2\omega_1$	$\frac{3}{8}a_3A_1^2A_2$	
	2	0	1	0	$-2\omega_2+\omega_1$	$\frac{3}{8}a_3A_1A_2^2$	
	0	2	0	1	$-2\omega_1+\omega_2$	$\frac{3}{8}a_3A_1^2A_2$	
	1	0	2	0	$-\omega_2+2\omega_1$	$\frac{3}{8}a_3A_1A_2^2$	
	0	1	0	2	$-\omega_1+2\omega_2$	$\frac{3}{8}a_3A_1^2A_2$	
	0	0	2	1	$2\omega_1+\omega_2$	$\frac{3}{4}a_3A_1^2A_2$	
	0	0	1	2	$\omega_1+2\omega_2$	$\frac{3}{8}a_3A_1A_2^2$	
	2	0	0	1	$-2\omega_2+\omega_2$	$\frac{3}{8}a_3A_2^3$	Conversão AM/AM (compressão ou expansão do ganho)
	0	2	1	0	$-2\omega_1+\omega_1$	$\frac{3}{8}a_3A_1^3$	
	0	1	2	0	$2\omega_1-\omega_1$	$\frac{3}{8}a_3A_1^3$	
	1	0	0	2	$2\omega_2-\omega_2$	$\frac{3}{8}a_3A_2^3$	
	1	1	1	0	$-\omega_2-\omega_1+\omega_1$	$\frac{3}{4}a_3A_1^2A_2$	Modulação Cruzada e Perda de sensibilidade da resposta (<i>Blocking</i>)
	1	1	0	1	$-\omega_2-\omega_1+\omega_2$	$\frac{3}{4}a_3A_1A_2^2$	
	1	0	1	1	$-\omega_2+\omega_1+\omega_2$	$\frac{3}{4}a_3A_1A_2^2$	
	0	1	1	1	$-\omega_1+\omega_1+\omega_2$	$\frac{3}{4}a_3A_1^2A_2$	

Tabela 1 – Síntese das diversas formas de distorção não-linear até à 3.ª Ordem

Podem-se ainda resumir graficamente as diversas formas de distorção não linear até à 3.^a Ordem e a sua posição no espectro:

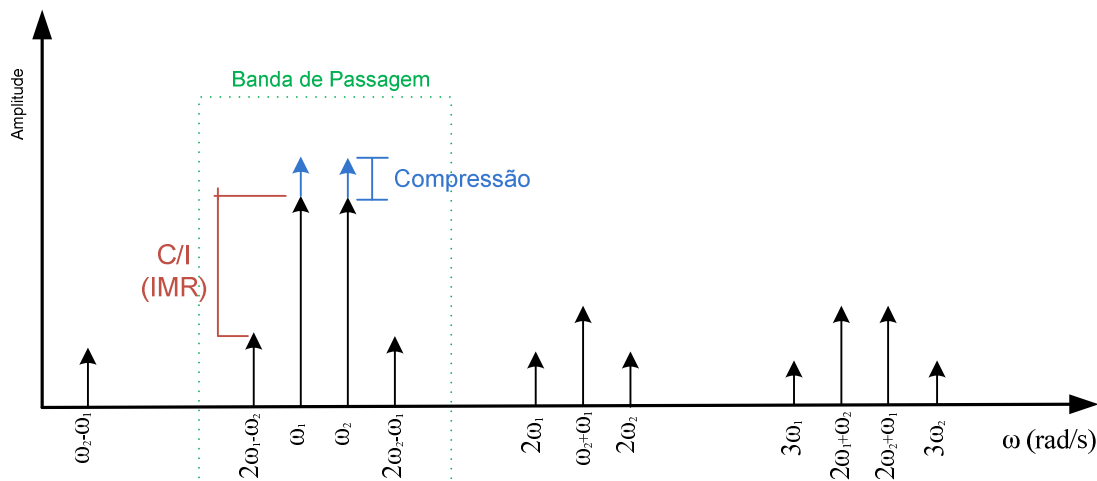


Figura 2 – Espectro da resposta a dois tons da 2.^a e 3.^a ordem de um sistema não linear

2.4. Consequências da distorção não linear

Os sistemas não lineares introduzem distorção nos sistemas de telecomunicações, afectando o seu funcionamento. Esta distorção leva a uma redução da eficiência espectral e ao aumento da taxa de erros no sistema de telecomunicações.

2.4.1. Dessensibilização

Um dos efeitos da distorção não linear em sistemas de telecomunicações consiste na dessensibilização. Este efeito é muito importante na co-localização de antenas, pois ocorre quando um sinal forte (indesejado) localizado fora da banda de operação de um dado sistema rádio é processado em conjunto com um sinal fraco (desejado) dentro da banda de operação. Diz-se então que o sinal desejado (mais fraco) sofre um efeito de bloqueio (*blocking*). A dessensibilização tem origem em resposta de ordem ímpar de sistemas não

lineares, sendo que no caso da resposta de 3.^a ordem surge das combinações da forma: $\omega_1+\omega_2-\omega_2$ e $\omega_2+\omega_1-\omega_1$ que se sobrepõem à portadora. A amplitude destes produtos é dada por:

$$\frac{3}{2}a_3A_1A_2^2 \text{ e } \frac{3}{2}a_3A_1^2A_2 \quad (2.23)$$

Este fenómeno vai ser abordado mais à frente, uma vez que se trata de um dos principais problemas resultantes da co-localização de antenas no mesmo site.

2.4.2. Intermodulação

A distorção de intermodulação é um fenómeno de conversão de frequência que tem origem num sistema não linear, quando dois ou mais sinais de diferentes frequências se combinam e resultam no aparecimento de uma nova frequência que não fazia parte da entrada do sistema.

Estes novos produtos de frequências podem cair dentro ou fora da banda de operação do sistema de Telecomunicações, sendo que a intermodulação dentro da banda (*in band*) é mais problemática dada a impossibilidade de se poder filtrar. Os produtos de intermodulação de ordem ímpar são os que caem dentro da banda de interesse do sinal e uma vez que é impossível obter um filtro com curva ideal que apenas deixe passar a banda de interesse e rejeite os produtos que se encontram mesmo ao lado, então a maneira de os combater é mesmo evitar que estes sejam gerados.

A distorção de intermodulação de 2.^a ordem é o batimento entre os tons ω_1 e ω_2 ($\omega_1 \pm \omega_2$). Esta componente fica normalmente fora da banda de interesse do sinal, logo é facilmente filtrada.

A distorção de intermodulação de 3.^a ordem corresponde a produtos do tipo $2\omega_1 \pm \omega_2$ e $2\omega_2 \pm \omega_1$, sendo mais importantes os produtos $2\omega_1 - \omega_2$ e $2\omega_2 - \omega_1$ pois podem ficar na banda do sinal desejado. Em sistemas multi-portadora de espaçamento uniforme entre canais esta distorção é de extrema importância, pois o produto de intermodulação vai estar na banda de canais adjacentes, podendo ser visto como ruído para os mesmos. [3]

Considerando um teste de dois tons, a amplitude destes produtos é dada por:

$$A_{IMD3} = \frac{3}{4}a_3A_1^2A_2 \quad (2.24)$$

Como estes produtos são de 3.^a ordem, a sua potência cresce 3dB por cada dB de aumento de potência de entrada.

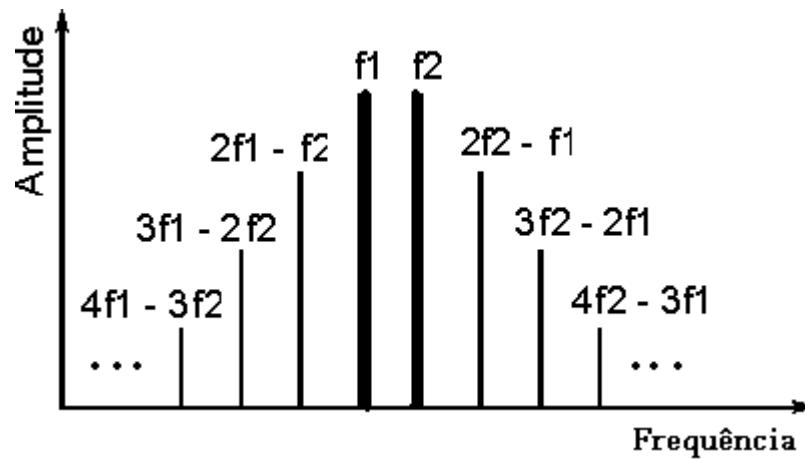


Figura 3 – Espectro de frequências evidenciando os produtos de intermodulação de ordem ímpar

2.4.3. Distorção harmónica

Harmónicos são componentes múltiplos da fundamental gerados em todos os sistemas não lineares sob a forma de: $2\omega_c$, $3\omega_c$, $4\omega_c$, ... $n\omega_c$. Isto é, são réplicas distorcidas da fundamental, transladadas para uma frequência n vezes superior à fundamental. Contudo, devido à distância em relação à fundamental, estas componentes podem ser eliminadas por filtragem não sendo por isso problemáticas.

Os harmónicos e os produtos de intermodulação são produtos indesejáveis e são vulgarmente designados por emissões espúrias. Existe legislação para limitar o máximo que um sistema de telecomunicações poderá emitir destas emissões, logo a banda emitida deverá ser filtrada de forma a não exceder estes valores e assim não ocupar partes do espectro que não lhe eram designadas e não interferir com outros sistemas de telecomunicações nas proximidades.

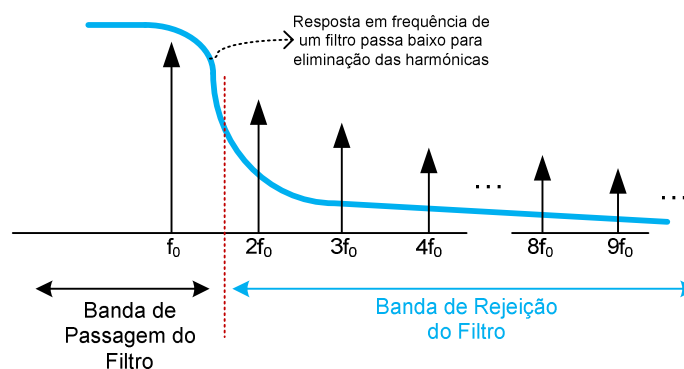


Figura 4 – Processo de filtragem de harmónicos

2.4.4. Desvio do ponto de polarização

Esta distorção é devida ao aparecimento de componentes DC na resposta a sistemas não lineares.

Esta variação ocorre desde o ponto de repouso – definido como o ponto de polarização medido na ausência de qualquer excitação – até ao ponto de polarização obtido quando o sistema está sujeito a uma dada excitação, imposta por um sinal de entrada, com uma determinada potência. [3]

2.4.5. Regeneração espectral

A primeira grande diferença que se nota entre a resposta linear e a não linear é o número de termos muito superior na resposta não linear. Enquanto a resposta linear a uma sinusóide modulada é uma sinusóide modulada em tudo similar, a resposta não linear inclui muitos outros termos para além dessa componente linear.

Então, os sistemas não lineares modificam o espectro de saída, apresentando uma resposta que passa a exibir novas componentes que não existiam inicialmente, sendo este comportamento designado por Regeneração Espectral (*Spectral Regrowth*).

2.4.6. Modulação cruzada

O fenómeno da modulação cruzada consiste na transferência de potência de uma portadora para outra localizada num canal adjacente causada pelos efeitos não lineares de 3.^a ordem. [5]

Em sistemas multicanal corresponde à interferência da modulação dum canal noutra. Por exemplo, no caso de uma portadora ω_2 modulada em amplitude e processada juntamente com o sinal ω_1 , devido à acção da distorção de 3.^a ordem, o sinal modulante da portadora 2 é transferido para a portadora 1. Este efeito é particularmente crítico em sistemas FDM (*Frequency Division Multiplex*). [7]

2.4.7. Distorção de amplitude e fase

Este fenómeno é causado pelas componentes de distorção que se encontram exactamente sobre as frequências dos sinais, somando-se construtivamente ou destrutivamente às respostas lineares.

Em caso de ocorrerem variações na amplitude do vector associado ao sinal de entrada, estas podem induzir variações nos vectores das diversas componentes de distorção. Se a soma vectorial entre a componente da resposta linear e a componente da distorção der origem a interferência destrutiva, diz-se que há compressão do ganho. Se a interferência for construtiva haverá expansão do ganho. Este efeito é designado de conversão AM/AM, sendo que os sinais modulados em amplitude são os mais vulneráveis a este efeito.

Podem ainda ocorrer alterações na fase dos sinais, sendo que esta alteração pode ser mais crítica quando os sinais são modulados em fase. Este tipo de distorção é habitualmente designada por distorção correlacionada, pois cai sobre as componentes fundamentais e a soma é feita de forma vectorial, podendo as componentes ser decompostas em módulo e fase. A componente da fase induz a distorção AM/PM, ou seja, as variações da amplitude do sinal fundamental traduzem-se em variações de fase [5].

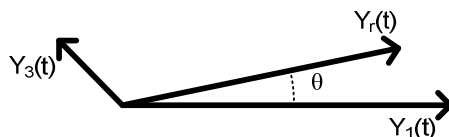


Figura 5 – Conversão AM/PM num sistema não linear. $Y_3(t)$ é a distorção de 3.^a ordem; $Y_1(t)$ é a componente linear; $Y_r(t)$ é a resultante da soma das duas componentes

2.5. Factores de mérito

Os factores de mérito são imagens gráficas ou simplesmente valores numéricos que se destinam à caracterização da distorção introduzida pelos sistemas não lineares e assim atestar a qualidade do sinal de saída do sistema.

2.5.1. Ponto de 1dB de compressão

É definido como o ponto no qual o sinal de saída real já sofreu uma atenuação de 1dB em relação à resposta linear do sinal.

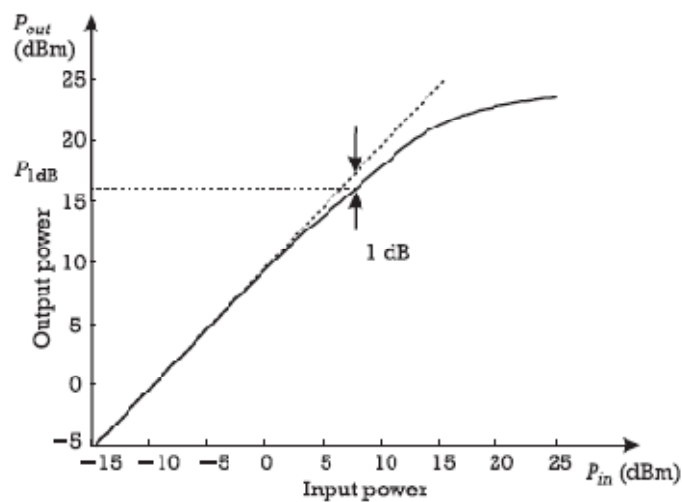


Figura 6 - Gráfico do ponto de 1dB de compressão [5]

2.5.2. Ponto de intersecção de 3.^a ordem (IP3)

O IP3 é uma figura de mérito que se usa para caracterizar a distorção de intermodulação de 3.^a ordem num sistema não linear. Este é definido como o ponto de intersecção entre a potência da saída linear do sistema e a potência da 3.^a intermodulação, sendo que este ponto é apenas um ponto de auxílio para o cálculo da intermodulação de 3.^a ordem em qualquer ponto de funcionamento do sistema, pois na realidade este ponto nunca é atingido.

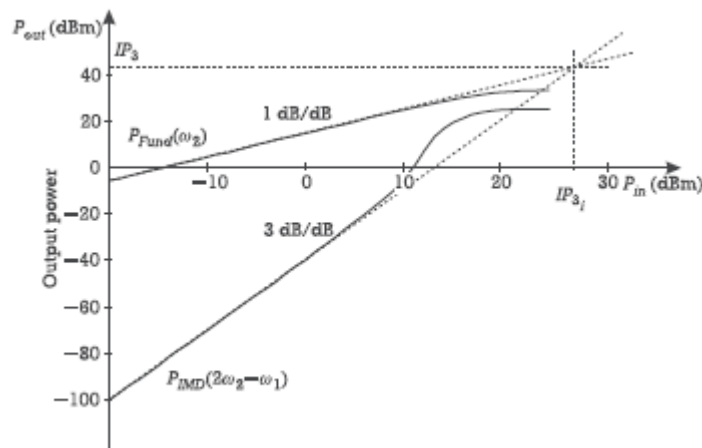


Figura 7 - Gráfico do ponto de intersecção de 3.ª ordem (IP3) [5]

Matematicamente o IP3 pode ser calculado usando uma excitação de 2 tons através da igualização entre a potência extrapolada de uma das componentes fundamentais e a potência extrapolada de uma das componentes de intermodulação de 3.ª ordem [5]:

$$P(\omega_1) = P(2\omega_1 - \omega_2) \quad (2.25)$$

Sabe-se que:

$$P_{linear}(\omega_1) = \frac{1}{T_{\omega_1}} \int_0^{T_{\omega_1}} [a_1 A_i \cos(\omega_1 t - \Phi)]^2 dt = \frac{1}{2} a_1^2 A_i^2 \quad (2.26)$$

$$P_{IMD}(2\omega_1 - \omega_2) = \frac{1}{T_{2\omega_1 - \omega_2}} \int_0^{T_{2\omega_1 - \omega_2}} [a_3 A_i^3 \cos((2\omega_1 - \omega_2)t - \Phi)]^2 dt = \frac{9}{32} a_3^2 A_i^6 \quad (2.27)$$

Então:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} a_1^2 A_i^2 &= \frac{9}{32} a_3^2 A_i^6 \\ \Rightarrow A_i^4 &= \left(\frac{4a_1}{3a_3}\right)^2 \\ \Rightarrow A_i^2 &= \frac{4}{3} \left| \frac{a_1}{a_3} \right| \end{aligned}$$

Então:
$$A_{IP3} = A_i = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{a_1}{a_3} \right|} \quad (2.28)$$

Para se obter o valor de IP3 substitui-se A_i^2 na expressão:

$$IP3 = P(\omega_1)|_{A_1=A_i} = \frac{a_1^2}{2} \left(\frac{4}{3} \left| \frac{a_1}{a_3} \right| \right) = \frac{2 |a_1|^3}{3 |a_3|} \quad (2.29)$$

2.5.3. ACPR (Adjacent Channel Power Ratio)

Como foi visto anteriormente, os sistemas não lineares, nomeadamente devido à intermodulação, criam componentes do espectro que não existiam no sinal de entrada. Estas novas componentes situam-se principalmente no espectro adjacente ao sinal.

O *Adjacent Channel Power Ratio* (ACPR) é um factor de mérito que permite caracterizar a ocupação dos canais adjacentes ao sinal, tanto na parte inferior do espectro (ACPL) como na parte superior (ACPU), relativamente ao próprio sinal.

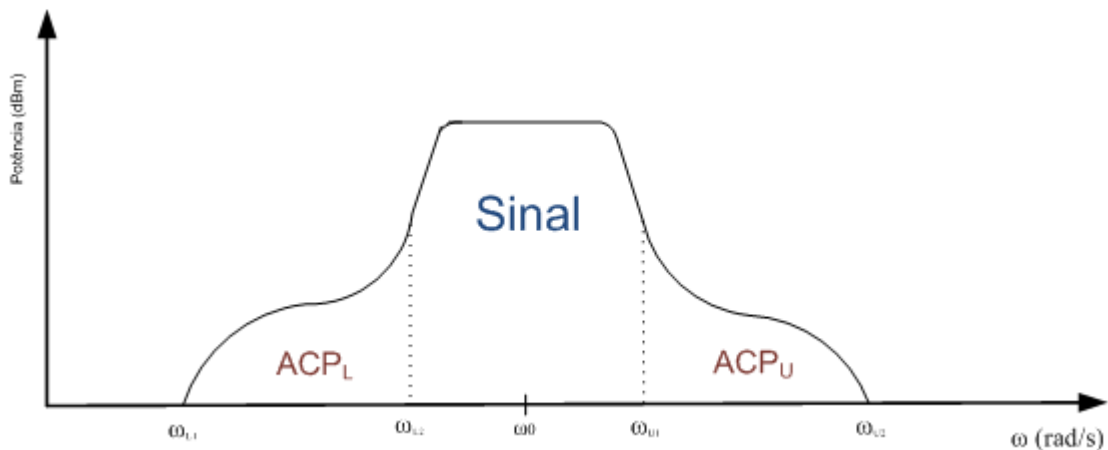


Figura 8 – Ilustração do ACPR, sendo ACPL (*Adjacent Channel Power Lower*) e ACPU (*Adjacent Channel Power Up*)

O ACPR é definido como a razão entre a potência integrada na largura de banda do sinal de saída (centrada em ω_0) e a potência integrada nos canais adjacentes: [5] [6] [8]

$$\begin{aligned} ACPR_{total} &= \frac{\text{Potência do sinal de saída do canal}}{\text{Potência Integrada no Canal Adjacente (Up e Lower)}} \\ &= \frac{P_o}{P_{LA} + P_{UA}} = \frac{\int_{\omega_{L2}}^{\omega_{U1}} S_o(\omega) d\omega}{\int_{\omega_{L1}}^{\omega_{L2}} S_o(\omega) d\omega + \int_{\omega_{U1}}^{\omega_{U2}} S_o(\omega) d\omega} \end{aligned} \quad (2.30)$$

2.5.4. NPR (*Noise Power Ratio*)

O *Noise Power Ratio* (NPR) é uma figura de mérito usada para caracterizar a distorção sobre o próprio canal do sinal introduzida pelo sistema não linear.

Esta medição da distorção é feita com a extracção de uma estreita banda de sinal do centro da banda, usando-se para isso um filtro de banda estreita. Seguidamente, é medido o nível de distorção que cai nesse ponto, sendo o NPR definido como a razão entre a densidade de potência medida com filtragem e sem filtragem. [5] [7] [9] [10]

$$NPR = \frac{\text{Densidade Espectral de Potência do Sinal}}{\text{Densidade Espectral de Potência da Distorção Co-canal}} \quad (2.31)$$

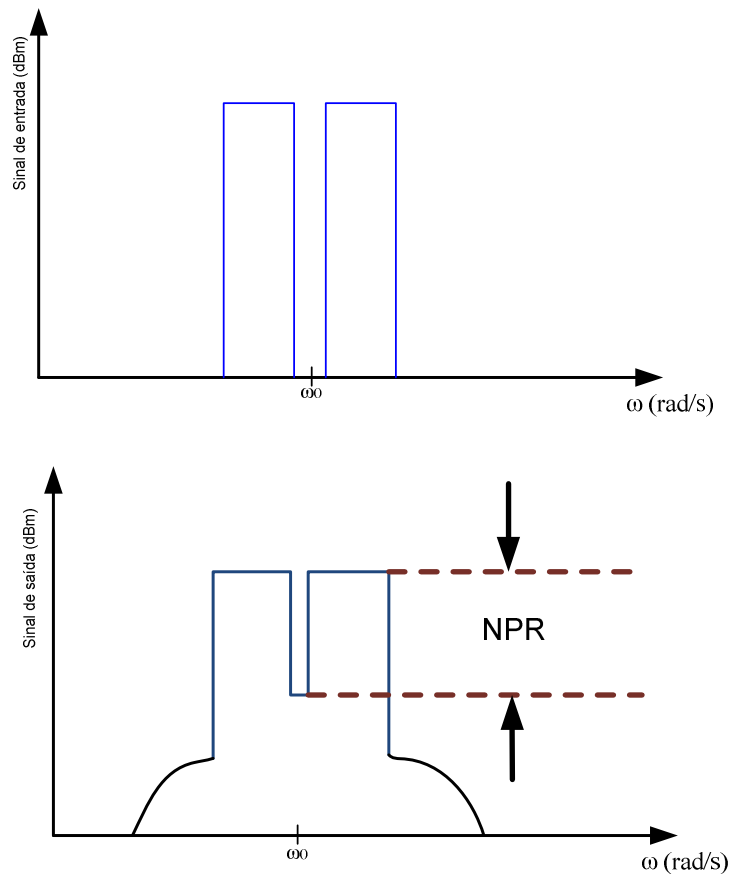


Figura 9 – Conceito de NPR

Deve-se ter em atenção que ao ser retirada uma pequena banda do sinal está-se a alterar as características do sinal, logo, para que este efeito seja desprezável, esta banda deve ser a mais estreita possível.

2.5.5. CCPR (*Co-Channel Power Ratio*)

O *Co-Channel Power Ratio* (CCPR) é uma figura de mérito utilizada para a caracterização do nível de distorção co-canal de um sistema. [5] [7] [9]

Ao contrário do NPR em que há a exclusão de uma estreita banda do sinal de entrada, neste caso todas as componentes do sinal de entrada são consideradas, tornando este método mais efectivo na caracterização da distorção co-canal.

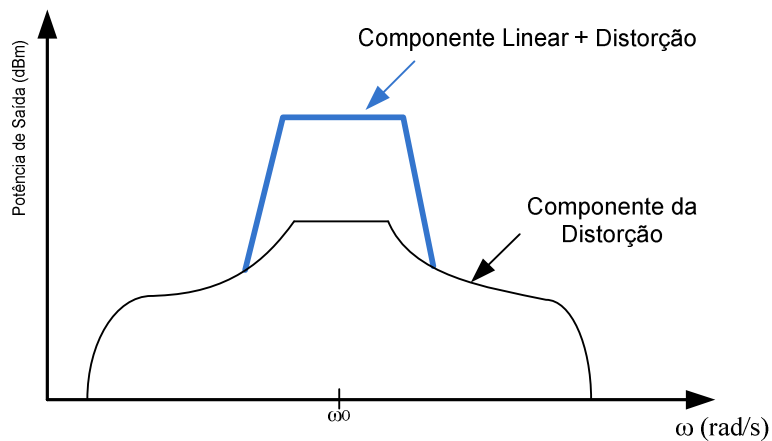


Figura 10 – Distorção co-canal

O CCPR é obtido conforme a Figura 10, através da integração da banda de passagem do sinal de saída de um dado sistema para uma potência predefinida com e sem cancelamento da componente linear. Então, será dado por: [7]

$$CCPR = \frac{\text{Potência do Sinal}}{\text{Potência integrada da Distorção Co-canal}} \quad (2.32)$$

2.5.6. EVM (*Error Vector Magnitude*)

O EVM é um factor de mérito usado para quantificar o desempenho de uma transmissão digital.

Um sinal transmitido por um sistema de transmissão é modulado e possui uma constelação precisamente nos pontos ideais do plano I-Q correspondentes à modulação em causa (por exemplo: QPSK, MSK, QAM, OFDM, BPSK, etc), contudo devido a

imperfeições na transmissão como ruído, interferências ou desvios na portadora, a constelação real fica composta por símbolos desviados da sua localização ideal. A esse desvio dá-se então o nome de vector de erro, sendo este o vector no plano I-Q entre o símbolo da constelação ideal e o símbolo modificado.

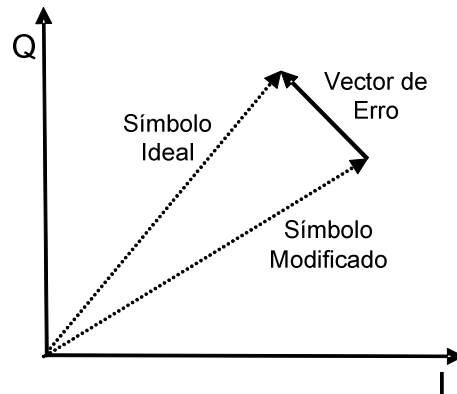


Figura 11 – Representação gráfica do EVM

O EVM é dado pela relação entre a potência do vector de erro e a potência RMS de referência, sendo esta a potência RMS do sinal ideal. Matematicamente o EVM em percentagem pode ser calculado por:

$$EVM(\%) = \sqrt{\frac{P_{erro}}{P_{referência}}} * 100 \quad (2.33)$$

2.4.7 SNR (Relação Sinal-Ruído)

A relação sinal-ruído (SNR) é um conceito muito usado para caracterizar a qualidade de um sinal. É definida pela razão entre a potência do sinal desejado e a potência do ruído que degrada a qualidade do sinal.

Habitualmente a SNR vem expressa em dB, sendo matematicamente descrita pelo logaritmo do quociente entre o sinal desejado e o ruído no mesmo ponto do sistema:

$$SNR(dB) = 10 \log_{10}\left(\frac{P_{sinal}}{P_{ruído}}\right) \quad (2.34)$$

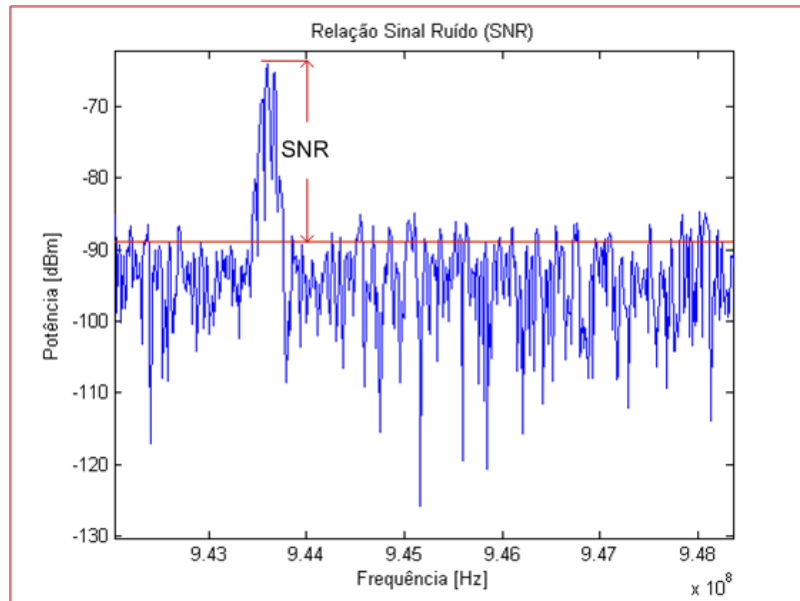


Figura 12 – Representação gráfica da SNR (imagem do sinal é resultante de medidas efectuadas com um analisador de espectro num site de um operador móvel nacional)

A SNR naturalmente decresce à medida que a interferência num dado sistema aumenta, em contraponto com o EVM que aumenta com o aumento de interferências, podendo mesmo transformar a constelação do sinal completamente imperceptível.

Assim sendo, estes 2 factores de mérito de um sistema de comunicações podem-se relacionar por: [11] [12] [13]

$$EVM = \frac{1}{\sqrt{SNR}} \quad (2.35)$$

Esta relação será provada por resultados práticos mais adiante nesta dissertação.

Capítulo 3

PROBLEMAS DA CO-LOCALIZAÇÃO

3.1. Bloqueio do receptor

3.1.1. Modelo matemático

Como foi visto anteriormente, a resposta de 3.^a ordem de um sistema não linear é dada por:

$$\begin{aligned} y_3(t) = & \cos(\omega_1 t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1^3 + \frac{1}{2} a_3 A_1 A_2^2 + a_3 A_1 A_2^2 \right] + \\ & + \cos(\omega_2 t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_2^3 + \frac{1}{2} a_3 A_1^2 A_2 + a_3 A_1^2 A_2 \right] \\ & + \cos(3\omega_1 t) \left[\frac{1}{4} a_3 A_1^3 \right] + \cos(3\omega_2 t) \left[\frac{1}{4} a_3 A_2^3 \right] \\ & + \cos((2\omega_1 + \omega_2)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1^2 A_2 \right] \\ & + \cos((2\omega_2 + \omega_1)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1 A_2^2 \right] \\ & + \cos((2\omega_1 - \omega_2)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1^2 A_2 \right] \\ & + \cos((2\omega_2 - \omega_1)t) \left[\frac{3}{4} a_3 A_1 A_2^2 \right] \end{aligned} \tag{3.1}$$

Pelos primeiros 2 termos desta resposta verifica-se que existe um termo essencialmente dominado pela potência de ω_2 que cai sobre a frequência de ω_1 e um termo dominado pela potência de ω_1 à frequência ω_2 . A este problema dá-se o nome de efeito de bloqueio (*blocking*), isto porque se a potência interferente (por exemplo ω_2) que chega ao receptor da frequência que se pretende receber (por exemplo ω_1) for elevada comparativamente com a sensibilidade do receptor, esta frequência indesejada vai provocar o bloqueio do receptor. O produto de intermodulação responsável pela ocorrência deste fenómeno de bloqueio no receptor é dado por:

$$IM = \cos(\omega_1 t) \left[\frac{1}{2} a_3 A_1 A_2^2 + a_3 A_1 A_2^2 \right] \tag{3.2}$$

Logo, em ω_1 este será dado por:

$$IM = \left[\frac{3}{2} a_3 A_1 A_2^2 \right] \quad (3.3)$$

Em [5], é dado que:

$$IP3 = \frac{2 |a_1|^3}{3 |a_3|} \quad (3.4)$$

Logo, daqui tira-se que a_3 vem dado por:

$$|a_3| = \frac{2 |a_1|^3}{3 IP3} \quad (3.5)$$

O ganho vem dado por $|a_1|^2$, logo $|a_1|^3 = G\sqrt{G}$.

Podemos ainda transformar as amplitudes em potências, sendo que, $P = \frac{A^2}{2}$.

Então: $A_2^2 = 2P_2$ e $A_1 = \sqrt{2P_1}$.

Assim o bloqueio de ω_2 sobre ω_1 virá dado como:

$$IM = \frac{G\sqrt{G}}{IP3} 2P_2 \sqrt{2P_1} \quad (3.6)$$

P_1 é a potência mínima que o receptor conseguirá receber no sinal desejado, isto é, a sensibilidade do receptor (S_1).

IM máximo permitido no receptor será dado pela razão entre a sensibilidade do receptor e a SNR exigida em unidades lineares (correspondendo à diferença entre a sensibilidade e a SNR em unidades logarítmicas).

Então, obtém-se:

$$\frac{S_1}{SNR} = \frac{G\sqrt{G}}{IP3} 2P_2 \sqrt{2S_1} \quad (3.7)$$

P_2 será a potência que chega à antena receptora e que provém de uma antena transmissora interferente, logo esta é dada pela potência transmitida pela antena interferente (P_{int}) a dividir pelas perdas em espaço livre $[(4\pi d/\lambda)^2]$.

Fica-se então com:

$$\frac{S_1}{SNR} = \frac{G\sqrt{G}}{IP3} 2 \frac{P_{int2}}{\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2} \sqrt{2S_1} \quad (3.8)$$

Desenvolvendo a expressão obtém-se finalmente: (notar que todas as unidades são lineares e não logarítmicas!)

$$d = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{2\sqrt{2} * G * \sqrt{G * S_1} * P_{int2}}{IP3 * \frac{S_1}{SNR}}} \quad (3.9)$$

Sendo:

$d \rightarrow$ distância de separação entre antenas para que não ocorra bloqueio do receptor (m)

$\lambda \rightarrow$ comprimento de onda correspondente à antena transmissora interferente (m)

$G \rightarrow$ ganho do amplificador de baixo ruído (LNA) da antena receptora (unidades lineares)

$IP3 \rightarrow$ ponto de intersecção de 3.^a ordem do amplificador de baixo ruído (LNA) da antena receptora (W)

$S_1 \rightarrow$ sensibilidade do receptor (W)

$SNR \rightarrow$ Relação sinal ruído exigida pela tecnologia do receptor (unidades lineares)

$P_{int2} \rightarrow$ Potência emitida pela antena interferente (W)

Todos estes valores são especificados, ou no *datasheet* do LNA do receptor, ou nas especificações das tecnologias *wireless* em causa.

O único valor que não se pode obter de forma directa é o valor de P_{int2} , pois para este cálculo tem de se ter em consideração os valores de ganho da antena transmissora e receptora (em dBi), o valor de *offset* de ganho na direcção pretendida (este valor pode ser obtido analisando os diagramas de radiação das antenas), as perdas nos cabos e a potência que sai do transmissor.

Então P_{int2} é dado por:

$$P_{int2} = TxPotência + (GanhoTx + GanhoRx) + (Offset de Ganho Tx (\alpha) + Offset de Ganho Rx (\alpha)) - PerdasCabosTx - PerdasCabosRx \quad (3.10)$$

3.1.2. Cálculo de distâncias mínimas de separação das antenas do ponto de vista dos operadores

O problema da co-localização das diversas tecnologias *wireless* no mesmo site é um assunto já largamente discutido no seio dos operadores móveis, sendo que estes apenas se limitam ao cálculo das distâncias mínimas de separação das antenas baseando-se nas características das antenas e nos valores do Limite de Bloqueio do Receptor especificados nos standards das tecnologias.

De seguida apresentam-se alguns estudos realizados pelos operadores de forma a garantir a boa co-habitação das diferentes antenas no mesmo site. As tecnologias em causa são apenas o GSM900/1800 e o UMTS, pois são as tecnologias actualmente usadas em Portugal para o fornecimento das tecnologias de 2.^a geração e 3.^a geração da rede móvel nacional.

3.1.2.1. Co-Localização de antenas da mesma tecnologia

Neste estudo foram considerados 2 cenários possíveis [14]:

Cenário 1: Antenas com a mesma orientação (calculou-se a mínima separação horizontal e vertical necessárias).

Cenário 2: Antenas no mesmo poste (separação angular de 120°).

O cálculo do isolamento necessário entre as antenas é dado pela fórmula:

$$\text{Isolamento Necessário} = \text{PotênciaTx} - \text{Limite de } \textit{Blocking} \text{ do receptor} + \text{MIM} \quad (3.11)$$

As perdas em espaço livre calcularam-se da seguinte forma:

$$\text{Perdas Espaço Livre} = \text{Isolamento Necessário} + (\text{GanhoTx} + \text{GanhoRx}) + (\textit{Offset} \text{ de Ganho Tx } (\alpha) + \textit{Offset} \text{ de Ganho Rx } (\alpha)) - \text{PerdasCabosTx} - \text{PerdasCabosRx} \quad (3.12)$$

Usou-se o modelo de propagação em espaço livre para determinação da distância mínima entre as antenas:

$$\text{Perdas em Espaço Livre} = 32.4 + 20\log(f[\text{MHz}]) + 20\log(d[\text{Km}]) \quad (3.13)$$

Cenário 1:

Tecnologia	GSM900/GSM900		GSM1800/GSM1800		UMTS/UMTS	
	Horizontal	Vertical	Horizontal	Vertical	Horizontal	Vertical
TX Frequência	950,00	950,00	1840,00	1840,00	2150,00	2150,00
RX Frequência	900,00	900,00	1750,00	1750,00	1950,00	1950,00
TX Potência	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00
TX Perdas nos cabos	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00
Ganho Máximo da antena de transmissão	17,00	17,00	19,00	19,00	16,60	16,60
Offset do ganho a 90°	-20,00	-27,00	-20,00	-27,00	-17,50	-29,00
Ganho Máximo da antena de recepção	17,00	17,00	19,00	19,00	16,60	16,60
Offset do ganho a 90°	-20,00	-27,00	-20,00	-27,00	-17,50	-29,00
RX Perdas nos cabos	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00
Limite de <i>Blocking</i> do receptor	8,00	8,00	0,00	0,00	-15,00	-15,00
MIM	6,00	6,00	6,00	6,00	0,00	0,00
Isolamento Necessário	41,00	41,00	49,00	49,00	58,00	58,00
Perdas em Espaço Livre	31,00	17,00	43,00	29,00	52,20	29,20
Separação (em metros)	0,95	0,19	1,88	0,38	4,55	0,32

Tabela 2 – Isolamento entre antenas da mesma tecnologia (valores de potência em dBm)

Os valores do limite de bloqueio do receptor para o caso de UMTS estão em conformidade com [15], enquanto os mesmos valores para o caso do GSM podem ser encontrados em [16].

Adicionou-se uma margem de múltipla interferência (MIM) para se considerar a interferência gerada pela portadora principal na BTS de GSM. Em [17] é proposto o valor de 6dB para a MIM.

Exemplo dos cálculos efectuados (separação horizontal entre antenas GSM900):

$$\text{Isolamento Necessário} = 43 - 8 + 6 = 41\text{dB}$$

$$\text{Perdas em Espaço Livre} = 41 + (17 + 17) + (-20-20) - 2 - 2 = 31\text{dB}$$

$$\text{Separação: } 31 = 32.4 + 20\log(900) + 20\log(d[\text{Km}]) \Rightarrow d=0.95 \text{ metros}$$

Pela Tabela 2, podemos verificar que as separações verticais são menores que as horizontais, o que nos leva a concluir que sempre que possível é preferível uma separação

vertical entre as antenas de forma a possibilitar um melhor aproveitamento do espaço do site.

No caso de duas antenas UMTS os valores indicam as separações mínimas de 4.5m horizontais ou 0.32m verticais, contudo esta separação é no caso em que não se considera o efeito do campo próximo da antena, pois na prática esta separação mínima não é mais que 1.5m horizontais ou 0.5m verticais [14].

Tecnologia	900 to 900	1800 to 1800	UMTS to UMTS
	Horizontal	Horizontal	Horizontal
TX Frequência	950,00	1840,00	2150,00
RX Frequência	900,00	1750,00	1950,00
TX Potência	43,00	43,00	43,00
TX Perdas nos Cabos	2,00	2,00	2,00
Ganho Máximo da antena de transmissão	17,00	19,00	16,60
<i>Offset</i> do ganho a 120°	-29,00	-29,00	-24,30
Ganho Máximo da antena de recepção	17,00	19,00	16,60
<i>Offset</i> do ganho a 120°	-29,00	-29,00	-24,30
RX Perdas nos Cabos	2,00	2,00	2,00
Limite de <i>Blocking</i> do receptor	8,00	0,00	-15,00
MIM	6,00	6,00	0,00
Isolamento Necessário	41,00	49,00	58,00
Perdas em Espaço Livre	13,00	25,00	38,60
Separação (em metros)	0,12	0,24	0,95

Tabela 3 – Isolamento entre antenas da mesma tecnologia co-localizadas na mesma torre (120° entre antenas) (valores de potência em dBm)

Na Tabela 3 encontram-se os valores detalhados para a separação física entre as antenas quando esta se encontram na mesma torre, isto é, quando há entre elas uma separação angular de 120°. Deve-se de novo referir que para o caso do UMTS esta é uma distância muito conservadora, pois o efeito do campo próximo da antena não foi considerado, sendo esta distância calculada com base no campo em espaço livre.

3.1.2.2. Co-Localização de antenas de diferentes tecnologias

Nas tabelas seguintes encontram-se os valores necessários de isolamento para a co-localização de antenas de diferentes tecnologias (UMTS e GSM900/1800):

Tecnologia	GSM900 to GSM1800		GSM1800 to GSM900		GSM900 to UMTS		GSM1800 to UMTS	
	Horizontal	Vertical	Horizontal	Vertical	Horizontal	Vertical	Horizontal	Vertical
TX Frequência	950,00	950,00	1840,00	1840,00	950,00	950,00	1840,00	1840,00
RX Frequência	1750,00	1750,00	900,00	900,00	1950,00	1950,00	1950,00	1950,00
TX Potência	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00
TX Perdas nos cabos	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00
Ganho Máximo da antena de transmissão	17,00	17,00	19,00	19,00	17,00	17,00	19,00	19,00
Offset do ganho a 90°	-20,00	-27,00	-20,00	-27,00	-20,00	-27,00	-20,00	-27,00
Ganho Máximo da antena de recepção	19,00	19,00	17,00	17,00	16,60	16,60	16,60	16,60
Offset do ganho a 90°	-20,00	-27,00	-20,00	-27,00	-17,50	-29,00	-17,50	-29,00
RX Perdas nos cabos	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00
Limite de <i>Blocking</i> do receptor	0,00	0,00	8,00	8,00	16,00	16,00	16,00	16,00
MIM	6,00	6,00	6,00	6,00	6,00	6,00	6,00	6,00
Isolamento Necessário	49,00	49,00	41,00	41,00	33,00	33,00	33,00	33,00
Perdas em Espaço Livre	41,00	27,00	33,00	19,00	25,10	6,60	27,10	8,60
Separação (em metros)	2,99	0,60	0,60	0,12	0,48	0,06	0,30	0,04

Tabela 4 – Isolamento entre antenas de tecnologias diferentes – interferidor GSM (valores de potência em dBm)

Tecnologia	UMTS/GSM900		UMTS/GSM1800	
	Horizontal	Vertical	Horizontal	Vertical
TX Frequência	2150,00	2150,00	2150,00	2150,00
RX Frequência	900,00	900,00	1750,00	1750,00
TX Potência	43,00	43,00	43,00	43,00
TX Perdas nos cabos	2,00	2,00	2,00	2,00
Ganho Máximo da antena de transmissão	16,60	16,60	16,60	16,60
Offset do ganho a 90°	-17,50	-29,00	-17,50	-29,00
Ganho Máximo da antena de recepção	17,00	17,00	19,00	19,00
Offset do ganho a 90°	-20,00	-27,00	-20,00	-27,00
RX Perdas nos cabos	2,00	2,00	2,00	2,00
Limite de <i>Blocking</i> do receptor	8,00	8,00	0,00	0,00
MIM	0,00	0,00	0,00	0,00
Isolamento Necessário	35,00	35,00	43,00	43,00
Perdas em Espaço Livre	27,10	8,60	37,10	18,60
Separação (em metros)	0,25	0,03	0,80	0,09

Tabela 5 – Isolamento entre antenas de tecnologias diferentes – interferidor UMTS (valores de potência em dBm)

O limite de bloqueio do receptor UMTS para o caso da co-localização com GSM900/1800 está de acordo com [18], estando já este valor de acordo com as antenas *tri-band*.

Na Tabela 4 e na Tabela 5 observa-se que a distância necessária para satisfazer o limite de bloqueio do receptor é inferior a 1,5m horizontais e 0,5m verticais entre as antenas de diferentes tecnologias, à excepção do caso da interferência GSM900 em GSM1800, neste caso e de forma a usar estas separações devem-se usar filtros.

Mais uma vez se verifica que uma separação vertical entre as antenas cria um maior isolamento relativamente a uma separação horizontal.

3.1.2.3. Caso Indoor (GSM900/1800 e UMTS)

Em aplicações *indoor* normalmente tem-se ganho de antenas inferiores e as perdas nos cabos são superiores ao caso *outdoor*. Em coberturas *indoor* usam-se antenas omnidireccionais e antenas direccionais, sendo que nas tabelas seguintes são apresentados os valores para omnidireccional e uma antena de painel de 90° (valores típicos de ganho de 7dBi). Na antena de 7dBi considerou-se um *offset* de ganho a 90° de 10dB.

Indoor (omni)	900-900	900-1800	900-UMTS	1800-1800	1800-900	1800-UMTS	UMTS-900	UMTS-1800	UMTS-UMTS
TX Frequência	950,00	950,00	950,00	1840,00	1840,00	1840,00	2150,00	2150,00	2150,00
RX Frequência	900,00	1750,00	1950,00	1750,00	900,00	1950,00	900,00	1750,00	1950,00
TX Potência	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00
TX Perdas nos cabos	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00
Ganho Máximo da antena de transmissão	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00
Offset do ganho a 90°	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
Ganho Máximo da antena de recepção	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00
Offset do ganho a 90°	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00	0,00
RX Perdas nos cabos	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00
Limite de <i>Blocking</i> do receptor	8,00	0,00	16,00	0,00	8,00	16,00	8,00	0,00	-15,00
MIM	6,00	6,00	6,00	6,00	6,00	6,00	0,00	0,00	0,00
Isolamento Necessário	41,00	49,00	33,00	49,00	41,00	33,00	35,00	43,00	58,00
Perdas em Espaço Livre	21,00	29,00	13,00	29,00	21,00	13,00	15,00	23,00	38,00
Separação (em metros)	0,30	0,75	0,12	0,38	0,15	0,06	0,06	0,16	0,89

Tabela 6 – Bloqueio do receptor (caso *indoor* – antenas omnidireccionais, PIRE=33dBm)

Pela análise da tabela podemos dizer que uma distância de 0,5m é suficiente para garantir o isolamento necessário entre as antenas de forma a evitar o bloqueio dos receptores, à excepção do caso GSM900/1800 e UMTS/UMTS que necessitam de maior separação. Contudo deve-se ter em consideração que estes cálculos foram obtidos a partir das especificações das normas e os valores de *blocking* na realidade para os diferentes

fabricantes são superiores a estes, logo esta separação trata-se de uma separação para o pior caso, podendo uma distância de 0,5m entre todas as antenas UMTS e GSM900/1800 ser suficiente para garantir o bom desempenho dos receptores.

<i>Indoor</i> (direcciona)l)	900-900	900-1800	900-UMTS	1800-1800	1800-900	1800-UMTS	UMTS-900	UMTS-1800	UMTS-UMTS
TX Frequência	950,00	950,00	950,00	1840,00	1840,00	1840,00	2150,00	2150,00	2150,00
RX Frequência	900,00	1750,00	1950,00	1750,00	900,00	1950,00	900,00	1750,00	1950,00
TX Potência	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00	43,00
TX Perdas nos cabos	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00
Ganho Máximo da antena de transmissão	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00
<i>Offset</i> do ganho a 90°	-10,00	-10,00	-10,00	-10,00	-10,00	-10,00	-10,00	-10,00	-10,00
Ganho Máximo da antena de recepção	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00
<i>Offset</i> do ganho a 90°	-10,00	-10,00	-10,00	-10,00	-10,00	-10,00	-10,00	-10,00	-10,00
RX Perdas nos cabos	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00
Limite de <i>Blocking</i> do receptor	8,00	0,00	16,00	0,00	8,00	16,00	8,00	0,00	-15,00
MIM	6,00	6,00	6,00	6,00	6,00	6,00	0,00	0,00	0,00
Isolamento Necessário	41,00	49,00	33,00	49,00	41,00	33,00	35,00	43,00	58,00
Perdas em Espaço Livre	11,00	19,00	3,00	19,00	11,00	3,00	5,00	13,00	28,00
Separação (em metros)	0,09	0,23	0,04	0,12	0,05	0,02	0,02	0,05	0,28

Tabela 7 - Bloqueio do receptor (caso *indoor* – antenas direccionais, PIRE=38dBm)

Segundo a tabela de cima verifica-se que uma distância de 0,3m entre antenas colocadas lado a lado é suficiente quando coexistem as tecnologias GSM900/1800 e UMTS.

Para o caso de pretendermos colocar as antenas frente a frente a frente (isto é, não considerar a perda de ganho pelo *offset* de 90°) esta distância deverá ser de 3 metros que acontece para o pior caso, isto é, a co-localização de 2 antenas UMTS de forma a garantir o bom desempenho dos receptores.

Interferência da MS na BTS:

Um dos problemas que se coloca num cenário *indoor* e não num cenário *outdoor* é a interferência que pode ocorrer entre um móvel e a própria antena do site devido às distâncias normalmente mais curtas entre os móveis e os sites.

Móvel para BTS (<i>indoor</i>)	Blocking da BTS (UMTS)					
	GSM900 MS	GSM1800 MS	UMTS C1	UMTS C2	UMTS C3	UMTS C4
RX Frequência	950,00	1840,00	1950,00	1950,00	1950,00	1950,00
TX Potência [dBm]	33,00	30,00	33,00	27,00	24,00	21,00
Ganho máximo da antena de transmissão	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00	2,00
Ganho máximo da antena de recepção	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00	7,00
Perdas nos cabos	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00	12,00
Limite de <i>Blocking</i> do Receptor	16,00	16,00	-40,00	-40,00	-40,00	-40,00
Isolamento necessário	17,00	14,00	73,00	67,00	64,00	61,00
Perdas em espaço livre	14,00	11,00	70,00	64,00	61,00	58,00
Separação (em metros)	0,13	0,05	38,70	19,40	13,73	9,72

Tabela 8 - Bloqueio do receptor UMTS quando interferido por uma MS

Na tabela de cima apresentam-se valores para a separação mínima entre uma BTS UMTS e as MS, sendo que para os móveis UMTS consideram-se 4 classes de potência de 21 a 33 dBm [19].

Analisando estas distâncias verifica-se que um dado a ter em conta em cenário *indoor* quanto à localização do site é a distância que este estará das estações móveis, pois como se verificou pela tabela a distância mínima entre móveis UMTS e a estação base UMTS é relativamente elevada, não obstante o facto de que se trata de um cenário pessimista dado que os valores de *blocking* dados pelos fabricantes são normalmente superiores aos das normas.

Conclui-se então que para cenários *indoor* a co-localização deve ser ainda mais encorajada pois para além dos já falados benefícios económicos, neste caso facilita o controlo de potência da célula, pois conduz a um valor de controlo de potência igual entre os operadores.

Neste caso então, a interferência diminui no caso da co-localização ou partilha de antenas entre os vários operadores.

3.2. Emissões espúrias

As emissões espúrias são causadas por efeitos de transmissão indesejados como harmónicas, produtos de intermodulação e emissões parasitas. É então necessário assegurar isolamento para que as emissões espúrias de uma tecnologia não provoquem degradação da sensibilidade do receptor de outra tecnologia.

Os valores máximos de espúrias GSM permitidos na banda UMTS pela especificação do ETSI [16] são de -62dBm/100KHz (-112 dBm/Hz). Posteriormente estes valores tornaram-se mais restritos para a banda 1920-1980MHz para valores de -62dBm/100KHz (-112 dBm/Hz) (em caso da co-existência de GSM/UMTS) e de -96 dBm/100KHz (-146 dBm/Hz) (em caso da co-localização GSM/UMTS).

O isolamento necessário entre antenas para as emissões espúrias pode ser calculado pela diferença entre o nível máximo de emissões espúrias permitido e o nível máximo tolerável pelo receptor quando este está sujeito a um sinal interferente no seu canal.

O nível máximo tolerável pelo receptor de emissões espúrias pode ser calculado, considerando uma degradação máxima de sensibilidade admitida pelo receptor de 0.2 dB [14], sendo esta dada pela expressão: [20]

$$\text{Degradação de sensibilidade} = 10\log \left(1 + \frac{P_{int_{Max}}}{N} \right) \quad (3.14)$$

Em que $P_{int_{Max}}$ é a potência interferente máxima permitida pelo receptor considerando 0.2 dB de degradação de sensibilidade máxima e N é o ruído total do receptor. O ruído total do receptor é então dado pela soma entre o ruído térmico e o factor de ruído do receptor:

$$N = 10\log(KTB) + NF \quad (3.15)$$

Onde K é a constante de Boltzmann, T a temperatura ambiente em Kelvin e B a largura de banda do canal usado pela tecnologia em causa.

A partir das expressões (3.14) e (3.15) pode-se então estabelecer valores para o máximo de potência interferente para receptores UMTS e GSM. Considera-se o factor de ruído (NF) de 5.4dB e 3.3dB para receptores UMTS e GSM respectivamente [14], sendo que a largura de canal para UMTS é 3.84MHz e para GSM é de 200KHz.

Considerando, então, uma degradação máxima da sensibilidade do receptor tolerável de 0.2dB, os valores para os limites de espúrias nos receptores são aproximadamente de -184dBm/Hz para o caso do UMTS e -182dBm/Hz no caso do GSM.

Então a partir dos valores normalizados para a emissão de espúrias e os limites estimados para os receptores anteriores, pode-se calcular o isolamento necessário para as emissões espúrias:

Interferidor	UMTS	GSM	UMTS
Receptor vítima	UMTS	UMTS	GSM
Interferidor a cumprir o limite máximo imposto de espúrias (dBm/Hz)	-146,00	-146,00	-148,00
Limite de espúrias no receptor (dBm/Hz)	-184,00	-184,00	-182,00
Isolamento necessário (dB)	38,00	38,00	34,00

Tabela 9 – Isolamento necessário para emissões espúrias

Não se deve deixar de ter em conta que os cálculos efectuados tratam-se de estimativas pessimistas, pois os valores de espúrias emitidos pelos emissores dos vários fabricantes são bem mais baixos que os valores permitidos pela norma.

3.3. Produtos de intermodulação

Os produtos de intermodulação é outro dos problemas que deve ser levado em conta aquando da co-localização de tecnologias *wireless* no mesmo site, pois as frequências dos vários canais usados pelas diferentes tecnologias do site podem-se combinar criando produtos de intermodulação à frequência de outros canais utilizados ou mesmo de outras tecnologias. Assim, estes produtos de intermodulação vão criar interferências prejudiciais ao bom funcionamento dos sistemas de telecomunicações do site.

Pode-se então, analisar o espectro disponível para as diferentes tecnologias usadas actualmente pelos operadores móveis de forma a tentar prever as possíveis interferências que poderão ocorrer devido ao aparecimento de produtos de intermodulação.

3.3.1. Banda UMTS

Analisando a banda UMTS verifica-se que não há produtos de intermodulação de 2.^a e 3.^a ordem que caiam sobre a banda de *Uplink* de UMTS [14].

Contudo tem de se ter em conta que muitos outros sinais (diferentes de UMTS) podem chegar ao transmissor ou ao receptor e gerar um produto de intermodulação provocando uma análise de intermodulação difícil.

Intermodulação gerada no transmissor:

Em [15] recomenda-se que se se tem uma intermodulação de -30dBc originada no transmissor, esta não pode exceder o limite de emissões espúrias da banda de recepção UMTS (-96 dBm/100KHz ou -146 dBm/Hz). Sendo assim tem de se garantir o mesmo isolamento que para as emissões espúrias.

Intermodulação gerada no receptor:

Em [15] encontra-se um teste para verificar a performance do receptor, verificando-se que a sensibilidade de referência do receptor deve ser obtida quando 2 sinais interferentes com potências de -48 dBm chegam ao conector da antena da BTS de UMTS.

3.3.2. Banda GSM e UMTS

Ao analisar as bandas GSM e UMTS verifica-se que a 2.^a harmónica do GSM900 cai na banda de *uplink* do UMTS e que os produtos de intermodulação de 3.^a ordem do GSM1800 caem na banda de *uplink* do UMTS.

Analisando o espectro em Portugal, onde existem 3 operadores de telecomunicações que serão designados por A, B e C, obtém-se para a 2.^a harmónica de GSM900:

Canal GSM900	Operador GSM (interferidor)	2. ^a Harmónica	Operador UMTS(vítima)
75	950,00 <i>OPERADOR A</i>	1900,00	<i>TDD Operador A</i>
79	950,80 <i>OPERADOR A</i>	1901,60	<i>TDD Operador A</i>
80	951,00 <i>OPERADOR B</i>	1902,00	<i>TDD Operador A</i>
88	952,60 <i>OPERADOR B</i>	1905,20	<i>TDD Operador A</i>
119	958,80 <i>OPERADOR B</i>	1917,60	<i>TDD Operador C</i>
124	959,80 Banda de Guarda	1919,60	<i>TDD Operador C</i>

Tabela 10 – Bandas de interferência da 2.^a harmónica

Pela Tabela 10 verifica-se que a 2.^a harmónica do GSM900 apenas afecta o espectro TDD de UMTS dos operadores. Por exemplo, o espectro UMTS do operador A poderá ser

vítima de interferência da 2.^a harmónica do GSM900 proveniente dos canais 75 a 79 do operador A e dos canais 80 a 88 do operador B.

Em relação à intermodulação, entre GSM900 e UMTS, como a diferença de frequências é elevada, não existem produtos de intermodulação de baixa ordem que colidam nas bandas de ambos os sinais, logo podem-se desprezar os produtos de intermodulação neste caso.

Contudo os produtos de intermodulação entre 2 tons de GSM1800 podem cair numa banda adjacente de outro operador GSM1800 ou mesmo de UMTS, sendo mais importantes os de 3.^a ordem ($2f_2-f_1$) pois têm uma potência relativamente elevada. Mais uma vez pode-se exemplificar este problema recorrendo ao espectro português onde coexistem os operadores A, B e C.

Canal GSM1800		Operador (interferidor)	Banda de IM3	Operador (vítima)
512	1805,20	Início da banda 1800	1730,60	TDD (todos), FDD <i>Operador C</i> , FDD <i>Operador A</i>
885	1879,80		1954,40	
769	1856,60	<i>Operador C</i>	1855,20	GSM1800 DL (<i>Operador C</i> e <i>Operador B</i>)
776	1858,00		1859,40	
779	1858,60	<i>Operador B</i>	1855,60	GSM1800 DL (<i>Operador C</i> e <i>Operador B</i>)
794	1861,60		1864,60	
812	1865,20	<i>Operador B</i>	1862,60	GSM1800 DL (<i>Operador C</i> e <i>Operador B</i>)
825	1867,80		1870,40	
826	1868,00	<i>Operador C</i>	1865,40	GSM1800 DL (<i>Operador C</i> , <i>Operador B</i> e <i>Operador A</i>)
839	1870,60		1873,20	
840	1870,80	<i>Operador A</i>	1865,00	GSM1800 DL (<i>Operador C</i> , <i>Operador B</i> e <i>Operador A</i>)
869	1876,60		1882,40	
769	1856,60	Banda usada de GSM1800	1836,60	GSM1800 DL (<i>Operador C</i> , <i>Operador B</i> e <i>Operador A</i>)
869	1876,60		1896,60	

Tabela 11 - Bandas de interferência de intermodulação de 3.^a ordem

Os cálculos efectuados na Tabela 11 são apenas os produtos de intermodulação de 3.^a ordem que são dados por $2f_2-f_1$ assim, por exemplo, para 2 tons limites da banda do operador C sendo um do canal 769 e outro do canal 776 temos: $2 * 1856,6 - 1858,0 = 1855,20\text{Hz}$.

3.4. Intermodulação Passiva (PIM)

A intermodulação pode ocorrer nos andares finais dos transmissores, nos andares de entrada dos receptores e em materiais não lineares passivos.

Então, outro dos problemas que podem resultar da co-localização de antenas no mesmo site é a intermodulação passiva. A intermodulação passiva é composta por produtos de frequência que resultam de materiais não-lineares passivos, tais como: contactos metálicos, cabos, conectores, etc.

Tal como os produtos de intermodulação anteriormente estudados, esta pode também ser considerada uma emissão espúria ou não essencial, sendo estes produtos gerados através da mistura de um ou mais sinais em dispositivos com características não-lineares.

A intermodulação é um sério problema quando os produtos resultantes caem dentro da banda passante, sendo que em sistemas cuja diferença da potência transmitida e recebida é elevada, como é o caso das tecnologias abordadas nesta dissertação (tecnologias usadas pelos operados comerciais de planeamento celular, como: UMTS, GSM, WiMAX, etc).

A interferência provocada pela intermodulação gerada nos transmissores e receptores pode ser minimizada através de sistemas de isolamento e filtragem, mas a intermodulação resultante de componentes passivos não pode ser anulada por estas técnicas.

Os produtos de intermodulação passiva podem, então, surgir sempre que componentes metálicos se encontrem em contacto e na presença de um campo electromagnético. Isto porque, os óxidos presentes nas superfícies metálicas que se encontram entre os componentes em contacto podem comportar-se como uma junção semicondutora, de tal forma que, o potencial aos terminais dessa junção, induzido pelo campo eléctrico incidente, produzirá correntes na junção que irão radiar produtos de intermodulação interferentes. [6]

Capítulo 4

MANUAL DE BOAS PRÁTICAS DE ENGENHARIA PARA INSTALAÇÃO E MANUTENÇÃO DE UM SITE

Neste capítulo descreve-se um manual de boas maneiras para instalação e manutenção de um site, do ponto de vista da parte eléctrica da instalação. Não deve ser descurada a boa instalação da parte mecânica que serve de suporte aos sistemas de telecomunicações do site.

4.1. Escolha do Site

A localização ideal para o site deverá ser na área apropriada à instalação do ponto de vista do planeamento e da área de cobertura que se pretende abranger, escolhendo o local mais aceitável à instalação da estrutura, devendo-se aproveitar edifícios e estruturas já existentes que se encontrem acima da média de obstruções físicas da área. Caso não exista nenhuma estrutura existente apropriada, há necessidade de recorrer à construção de uma torre de suporte, sendo que, sempre que possível, se poderá partilhar as estruturas com outros interessados (co-localização) de forma a reduzir os custos.

Então, os critérios para a escolha da localização de um site serão:

- 1- Localização escolhida por análise de propagação
- 2- Capacidade disponível em sites existentes
- 3- Compatibilidade electromagnética relativamente a instalações existentes
- 4- Considerações ambientais e de planeamento (ordenamento do território)

A localização do site deve ter por base informações recolhidas a partir da experiência de outros operadores já existentes na zona, de forma a obter dados sobre a área de cobertura garantida pela localização do site num dado local.

Se a zona ainda não tiver informações acerca da propagação, deve-se então proceder a um estudo da propagação baseada numa análise teórica e considerando a morfologia do terreno e as características físicas do local.

No caso de se decidir pela co-localização num site já existente há diversas opções para o novo utilizador [6]:

- 1- Partilhar um canal de informação num sistema existente;
- 2- Partilhar um sistema de multiplexagem de forma a usar uma antena comum;
- 3- Partilhar o *cabinet* e instalar a sua própria antena na estrutura já existente;
- 4- Garantir o seu próprio espaço de alojamento para o seu equipamento e partilhar espaço para a antena na torre já existente;
- 5- No caso de nenhuma estrutura ou alojamento estarem disponíveis para o novo serviço, terá de se conceber um novo espaço de raiz;

4.2. Controlo do desempenho das antenas

4.2.1. Escolha do tipo de antena

O princípio que rege a escolha e a localização das antenas é que apenas a Potência Aparente Radiada (PAR) mínima necessária deve ser radiada em cada sentido desejado do azimute, daí que se deva evitar o uso de antenas omnidireccionais quando estas não são necessárias.

O uso de antenas omnidireccionais deve ainda ter em consideração que as estruturas de suporte da antena podem afectar a omnidireccionalidade da antena, sendo comum recorrer-se a agregados de antenas com painel reflector (directivas) colocadas em todas as faces da estrutura de suporte (por exemplo torre metálica).

4.2.2. Especificações das antenas

Parâmetros que devem ser especificados ao seleccionar uma antena:

1-Ganho: especificado em relação a uma antena isotrópica (dBi) ou a um dipólo de $\lambda/2$ (dBd).

2-VSWR: especifica o valor máximo que está a ser usado.

3-Diagrama de Radiação: especifica a abertura do feixe nos planos de azimute e de elevação, juntamente com as limitações dos lóbulos secundários.

4-Potência de entrada: para transmissores de saídas combinadas deve-se especificar a potência média e a potência eficaz de pico.

5-Desempenho de intermodulação: as especificações desejadas neste caso devem ser de -100dBc para uma única frequência de transmissão e recepção, -130dBc para múltiplas frequências para transmissão e -43dBc para múltiplas frequências para transmissão e recepção na mesma antena. [21]

6-Largura de banda: especifica a faixa de frequências sobre a qual a antena deve ser usada. Não se deve considerar a largura de frequência do VSWR como a frequência útil. [21]

4.2.3. Posição das antenas

As antenas devem ser montadas de maneira a não prejudicar o seu desempenho. A distância de separação entre as antenas deve ser suficiente para fornecer um isolamento necessário para evitar a indução entre sistemas co-localizados e anular assim alguns fenómenos não lineares que podem influenciar o desempenho das antenas.

4.3. Efeitos climáticos

Os efeitos climáticos não podem ser eliminados, contudo estes efeitos podem ser precavidos com a selecção de materiais a usar, os cuidados de instalação e manutenção do site ao longo da vida dos componentes.

4.3.1. Controlo da corrosão e degradação dos materiais

O projecto de estruturas para sites deve ter em consideração a corrosão entre materiais dissimilares: potencial electrolítico de contacto deve ser menor que 0.25V no exterior e menor que 0.5V no interior [21]. Para além disto, a integridade da estrutura deve estar ao cargo de um engenheiro com formação na área das estruturas, sendo que o efeito deve ter em consideração a carga introduzida por cada sistema radiante [23].

Outro dos cuidados a ter com as estruturas é que as construções de aço devem ser revestidos com uma camada protectora e os parafusos galvanizados, sendo que as estruturas de alumínio devem ser anodizadas, embora se deva ter em consideração que ao anodizar o alumínio este torna-se menos condutor e isto pode trazer problemas em possíveis descargas para a terra.

Os efeitos climáticos provocam a corrosão das estruturas. As junções oxidadas ou corroídas das estruturas apresentam não linearidades com um grande impacto na geração de produtos de intermodulação. O fenómeno de “*Rusty-Bolt*” (parafuso enferrujado) é tido como um grande gerador de sérias interferências em diversos ambientes. [24]

Ao se efectuar a instalação de novos sites deve-se ainda ter em consideração a força do vento, sendo que as antenas, cabos e outros equipamentos devem ser apertados firmemente à estrutura metálica de forma a proteger os materiais semi-flexíveis de vibrações com o vento que poderão provocar a danificação dos componentes e ligações.

As ligações e cabos devem ser bem revestidos de forma a evitar a entrada de humidade. Sempre que possível deve-se usar materiais que se moldem facilmente aos componentes, tais como a fita isoladora e assim se evite possíveis imperfeições no isolamento.

Outro factor climatérico a levar em conta é a degradação de alguns materiais quando expostos aos raios UV do sol, então estes materiais devem-se evitar sempre que possível. Caso não haja alternativas viáveis a estes materiais deve-se proceder a uma boa manutenção do site e periodicamente proceder à substituição destes materiais.

4.3.2. Protecção contra descargas atmosféricas

Os sites de RF podem ser especialmente propensos a descargas atmosféricas, pois estão normalmente localizados em locais elevados e possuem estruturas metálicas de sustentação também altas.

Este é um problema que deve ser tido em conta, pois pode ter consequências extremas tanto para as instalações (avarias graves nos equipamentos, perdas de dados armazenados electronicamente e estragos nas estruturas de suporte) como para as pessoas que tenham acesso aos sites (pode provocar lesões graves e mesmo levar à morte).

Não sendo possível garantir completamente a protecção dos sites contra estas descargas é sempre possível minimizar estes efeitos, efectuando um bom planeamento das ligações à terra, das protecções dos dispositivos e equipamentos e de um layout adequado do site.

As estruturas de suporte deverão estar dotadas de pára-raios sendo que os seus condutores deverão ter uma secção adequada à elevada carga que poderão receber e deverão estar totalmente isolados da restante estrutura. O pára-raios deverá cobrir toda a área do sistema do site, sendo que normalmente deverá estar alguns metros mais elevado em relação ao ponto mais alto da restante estrutura do site.

As estruturas de suporte das antenas também deverão estar ligadas à terra, pois elas próprias poderão actuar como condutores de descargas atmosféricas.

No interior da ‘cabinet’ deverá estar a toda a volta uma fita de cobre com ligação à terra em vários pontos para proteger os equipamentos que se encontram no seu interior.

4.4. Manutenção do site

A gestão dos sites deve reger-se no registo detalhado das condições físicas das instalações, dos utilizadores e das emissões lá existentes, sendo que esta informação deve ser guardada centralmente e disponibilizada no próprio site. A informação física deverá incluir: tipos de antenas, comprimentos e tipos de ligações, detalhes sobre o hardware, plantas das instalações, esquemas eléctricos, etc. A informação eléctrica deverá conter registos de algumas grandezas, tais como potências directivas e reflectidas e VSWR, que poderão depois vir a ajudar mais tarde na resolução de eventuais problemas.

As visitas ao site deverão ser registadas e apenas autorizadas por pessoal técnico.

Todos os cabos e conectores deverão ser identificados em cada um dos pontos terminais e adicionalmente nos pontos de passagem para o exterior do edifício e sempre que estejam enterrados ou dentro de caleiras.

4.5. Resolução de uma interferência

Em caso de se verificar uma interferência no site devem-se seguir os passos: [21]

a) Verificar se o receptor não está em sobrecarga, normalmente um filtro de banda estreita ('notch filter') à frequência de interferência na sua entrada resolve o problema da sobrecarga.

b) Verificar se a mistura que leva à interferência não está a ocorrer à entrada do receptor. Se o sinal recebido indesejado ocupa 1% do sinal desejado, então deve-se seguir o ponto a), porém um filtro passa banda instalado na entrada do receptor da antena resolve o problema.

c) Se a interferência não for gerada no receptor, pode-se usar uma antena móvel ligada ao receptor com um indicador de sinal de forma a localizar a direcção da interferência.

d) Quando a interferência for localizada no site e os sinais que causam intermodulação forem identificados, deve-se determinar onde ocorre a mistura dos sinais.

e) Não se deverá alterar nenhum equipamento no site sem a autorização dos proprietários.

f) Deve-se usar um atenuador variável à entrada do aparelho de medida da interferência, não só para proteger o aparelho, como também para verificar que esta interferência também atenua com o atenuador variável da entrada e assim confirmar que não se trata de uma interferência induzida no próprio aparelho de medida.

g) A interferência pode ocorrer no andar de saída do transmissor devido à mistura do sinal desejado com outro sinal que entrou pelo cabo da antena. Este problema pode ser resolvido colocando um atenuador ou um filtro passa-banda na ligação à antena perto da saída do transmissor.

h) Se a interferência ainda não estiver resolvida, então dever-se-á recorrer à separação espacial das antenas interferentes. Pode-se então solucionar o problema aumentando a separação horizontal ou preferencialmente vertical entre as antenas no mesmo site. Alternativamente pode-se identificar a fonte que gera o produto de intermodulação e proceder à sua manutenção ou substituição.

i) Em casos extremos pode ser necessário mudar o local de um dos utilizadores do site para superar os problemas de interferência.

Pode-se ainda caracterizar o sinal interferente de forma a identificar a possível fonte da interferência, sendo este método muito útil quando a interferência é exterior ao site ou provém de produtos de intermodulação.

De forma a caracterizar o sinal interferente devem-se analisar os seguintes parâmetros: largura de banda, duração da emissão interferente, período de ocorrência, intensidade do sinal e modulação do sinal.

Ao analisar a largura de banda do sinal interferente deve-se comparar os valores com os utilizados pelas emissões das tecnologias *wireless* nas proximidades. Se o sinal interferente tiver origem num produto de intermodulação, este poderá não corresponder directamente a nenhuma das larguras de banda das tecnologias adjacentes, contudo poderá ajudar na identificação das tecnologias que estão na origem do produto de intermodulação, pois a largura de banda do sinal interferente tem de ser sempre superior à largura de banda das componentes envolvidas na geração do produto de intermodulação. [6]

Tecnologia	Largura de banda / canal
Radiodifusão Televisiva Analógica	7 MHz (VHF), 8 MHz (UHF)
Radiodifusão sonora (FM)	~200 KHz
CDMA2000	1,25 MHz
GSM	200 KHz
UMTS	3,84 MHz
Wi-Fi	22 MHz
WiMAX	3,5 MHz, 7 MHz ou 14MHz

Tabela 12 – Largura de banda por canal de algumas tecnologias *wireless*

Deve-se ainda verificar se a interferência se trata de uma interferência permanente ou de uma interferência intermitente, analisando a duração da interferência. Se se concluir que se trata de uma interferência intermitente, deve-se analisar o período de ocorrência da mesma e tentar obter um padrão de ocorrência (por exemplo: ocorre apenas durante o dia, ou ocorre apenas num determinado dia da semana, etc).

De forma a quantificar a proximidade da fonte de interferência pode-se analisar a intensidade do sinal interferente e seguindo o modelo de propagação em espaço livre, calcular a distância a que se encontra a interferência.

Outro dos parâmetros que poderá dar informação acerca da fonte de interferência é a modulação, podendo-se identificar a tecnologia envolvida na interferência e assim determinar mais facilmente a origem da mesma.

4.6. Formas de garantir isolamento entre antenas

4.6.1. Desacoplamento de antenas

Acontece quando se têm duas antenas separadas espacialmente, sendo o isolamento entre elas definido pela atenuação desde a antena transmissora à antena receptora, independentemente da banda de frequência de cada antena. Este isolamento pode ser obtido através de uma separação espacial das antenas (horizontal, vertical ou angular) ou através de filtragem da banda.

Como a propagação no campo próximo da antena é difícil de se estimar, pode-se estimar as perdas de propagação em espaço livre e aproximá-las às perdas pela separação espacial de 2 antenas, assim sendo, estes valores vão ser muito conservadores pois tratam-se de valores para um pior caso de propagação que o caso do campo próximo da antena. Assim, as perdas geradas pela separação de 2 antenas é dada por:

$$P_r = P_e - P_{ce} + G_e(\alpha) - A_{el} + G_r(\alpha) - P_{cr}$$

P_e – Potência Emitida.

P_{ce} – Perdas nos cabos (emissão).

$G_e(\alpha)$ – Ganho da antena de transmissão na direcção da antena receptora (α).

A_{el} – Perdas em espaço livre = $32.4 + 20\log(f[\text{MHz}]) + 20\log(d[\text{Km}])$

$G_r(\alpha)$ – Ganho da antena receptora na direcção da antena transmissora (α).

P_{cr} – Perdas nos cabos (recepção)

4.6.2. Rejeição da antena

É definido como o factor de atenuação entre um sinal transmitido ou recebido fora da banda com um sinal dentro da banda, isto acontece porque as antenas mono-banda são optimizadas para trabalharem apenas na sua banda mas conseguem ainda transmitir ou receber sinais fora dessa banda, embora com um factor de rejeição.

Normalmente este valor não é especificado pelos fabricantes, pois consideram o desacoplamento da antena o maior isolamento, especialmente quando as antenas se encontram fisicamente separadas.

Em [25] estimaram-se valores para a rejeição entre as antenas de 10dB entre GSM900 e UMTS e 5dB entre GSM1800 e UMTS.

4.7. Manual de utilização da aplicação em ExcelTM

Baseando-se no modelo matemático obtido no capítulo 3 (3.1.1.), construiu-se uma pequena aplicação em ExcelTM de forma a tornar o modelo obtido mais fácil de usar na prática. Na aplicação produzida teve-se o cuidado de facilitar o seu uso por pessoal técnico ou por qualquer engenheiro rádio aquando da instalação de um site, pois o seu uso é intuitivo e não exige o conhecimento do modelo matemático em causa nem da teoria que originou a sua obtenção.

Deve-se ter em consideração que esta aplicação apenas se destina a evitar o efeito de bloqueio dos receptores quando se tem co-localização de antenas e sistemas de telecomunicações no mesmo site, não considerando outros efeitos como a intermodulação ou as emissões espúrias emitidas por outros emissores. Contudo presume-se que o efeito de bloqueio dos receptores seja o mais importante para uma boa co-localização de tecnologias *wireless* no mesmo site, daí que se conclua que provavelmente esta aplicação pode ser suficiente para a resolução das interferências da maioria dos sites congestionados com problemas.

Assim, para o uso desta aplicação basta preencher as células de ExcelTM destinadas a cada campo e para isso tem de se ter os valores de:

- Do lado da antena interferente:
 - ✓ Frequência da antena emissora (MHz)
 - ✓ Potência emitida pela antena (dBm)
 - ✓ Ganho da antena (dBi)
 - ✓ *Offset* do ganho a 90° para o lado em que está posicionada a outra antena (dB)
 - ✓ Perdas nos cabos (dB)

- Do lado da antena que é vítima da interferência:
 - ✓ Ganho da antena (dBi)
 - ✓ *Offset* do ganho a 90° para o lado em que está posicionada a outra antena (dB)
 - ✓ Perdas nos cabos
 - ✓ Sensibilidade do receptor (dBm)
 - ✓ SNR (Relação Sinal Ruído) mínima da tecnologia desta antena (dB)
 - ✓ Ganho do LNA (amplificador de baixo ruído) (dB)
 - ✓ IP3 do LNA (dBm)

Para além destes dados deve-se ainda colocar o factor de rejeição do filtro adicional utilizado para excluir as frequências fora da banda do receptor.

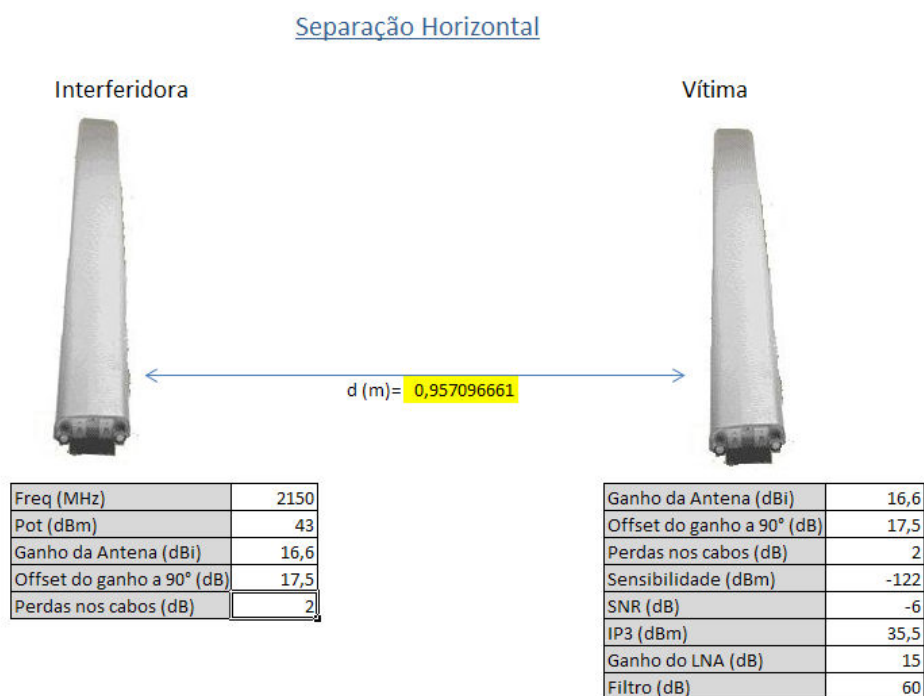


Figura 13 – Exemplo de cálculo da distância mínima de separação horizontal de antenas com a aplicação criada a partir do modelo matemático (3.1.1)

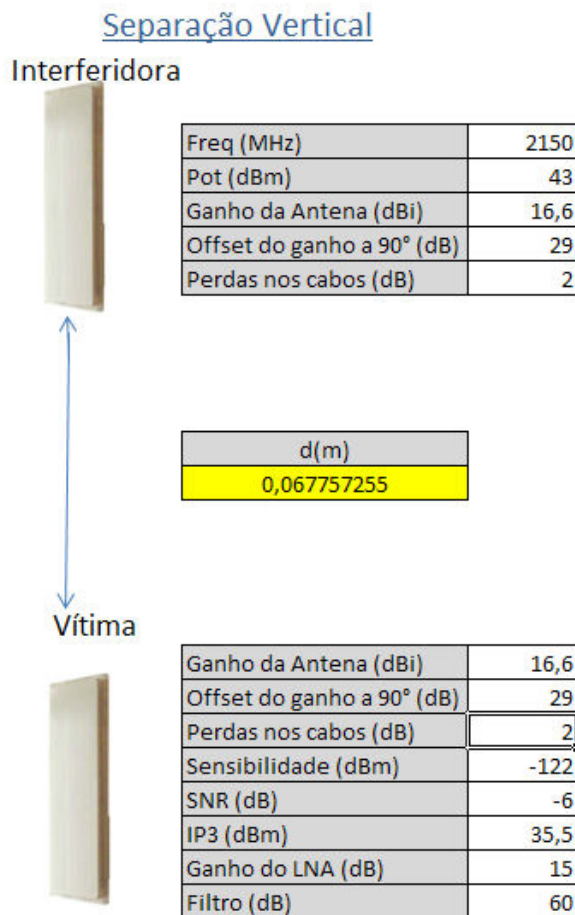


Figura 14 – Exemplo de cálculo da distância mínima de separação vertical de antenas com a aplicação criada a partir do modelo matemático (3.1.1)

4.8. Exposição a radiações não-ionizantes

A crescente expansão do uso de telemóveis e outros dispositivos de comunicação *wireless* pela população nas últimas décadas obrigou a uma crescente proliferação de antenas para fornecer a cobertura celular adequada. Como a maioria das vezes estas antenas ficam em zonas de elevada densidade populacional, ao contrário do que acontece com as antenas de televisão e rádio que se encontram normalmente nos topos das montanhas, têm sido cada vez mais discutidos, principalmente nos meios de comunicação, os problemas causados para a saúde da população nas proximidades destas antenas.

As radiações provenientes das comunicações móveis são denominadas não-ionizantes, dado que não têm capacidade de produzir iões, ao contrário das gamas de frequências ionizantes, como é o caso dos raios-X, que provocam a ruptura das ligações químicas das moléculas. Contudo, a radiação electromagnética não-ionizante, embora não tenha energia suficiente para provocar uma ionização, é susceptível de induzir outros efeitos biológicos, sendo o único desses efeitos já cientificamente provado o aumento de temperatura dos tecidos biológicos. [26]

É da responsabilidade dos operadores fazer cumprir as normas de exposição a radiações não-ionizantes (Recomendação do conselho no 1999/519/CE, adoptadas em Portugal através da Portaria nº 1421/2004, de 23 de Novembro [27]) tanto para a população em geral como, principalmente, para o pessoal técnico que trabalha nos sites, sendo que actualmente operadores nacionais já disponibilizam aparelhos de medição da radiação electromagnética para a constante utilização de pessoal técnico e os quais possuem alarmes de perigo de radiação de forma a não expor o técnico a radiações acima do limite imposto.

Os estudos já efectuados revelaram que as radiações provenientes das BTS não fornecem perigo para a saúde da população que habitam nas proximidades, pois os níveis de exposição são muito inferiores aos valores recomendados, sendo que estes níveis são muito superiores aquando da utilização normal do telemóvel do que na proximidades de uma BTS. [26] [28]

Capítulo 5

ESTUDO DE CASO REAL

Para uma melhor percepção dos efeitos adjacentes à co-localização de tecnologias *wireless* no mesmo site foi realizado um mini-estágio num operador móvel nacional, onde se decidiu que a melhor forma de provar estes efeitos seria realizar testes com TMAs (*Tower Mounted Amplifiers*).

Os TMAs são amplificadores colocados na ligação entre as antenas e as estações base, mas muito próximos das antenas e destinam-se unicamente à amplificação dos sinais de *Uplink*, isto é, os sinais provenientes dos móveis, aumentando assim a área de cobertura da célula da rede móvel. [29]

Em contraponto com todos os benefícios trazidos pelos TMAs deve-se ter em conta que estes trazem um aumento de interferências para os sistemas de recepção, pois o impacto das suas não linearidades reflecte-se no aparecimento de distorção não-linear nos andares de recepção do sistema.

Foram então realizados testes com os 3 TMAs usados actualmente na rede celular nacional pelo operador em questão, um de cada tecnologia celular: GSM900, GSM1800 e UMTS. Realizaram-se testes com tons, com bandas moduladas conforme o standard das diferentes tecnologias e mediram-se os parâmetros S dos TMAs.

5.1. Parâmetros S

Os parâmetros S são relações entre as ondas que entram e saem do dispositivo a caracterizar.

S_{11} é o coeficiente de reflexão da entrada, enquanto S_{22} representa o coeficiente de reflexão na saída.

O ganho do dispositivo, ou coeficiente de transmissão, é dado por S_{21} e o coeficiente de transmissão inverso é representado por S_{12} .

5.1.1. TMA de GSM900

Mediram-se então os parâmetros S do TMA de GSM900:

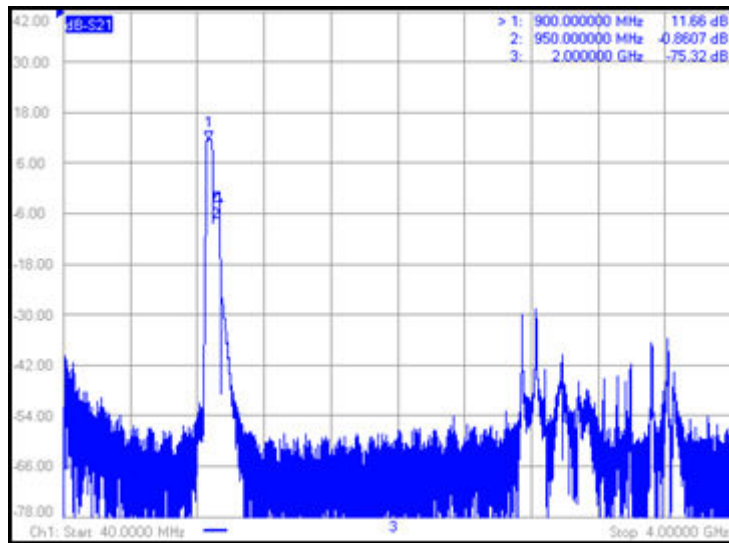


Figura 15 – S_{21} para o TMA de GSM900

Observa-se então que o ganho da banda de *Uplink* (S_{21}) é de 11.66dB, ou seja, muito próximo do valor especificado na folha técnica (12dB). Em relação à banda de *Downlink* observa-se que esta tem um ganho aproximadamente nulo (-0.8607 dB), enquanto que o filtro de rejeição das restantes bandas é superior a -70dB.

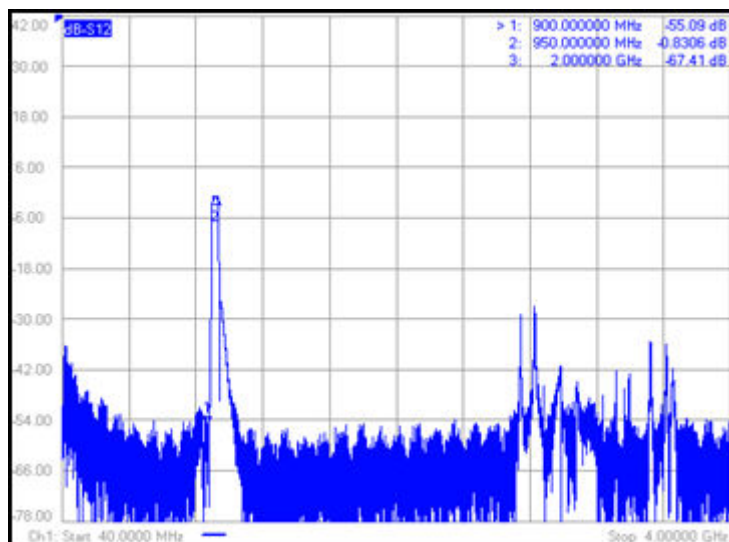


Figura 16 - S_{12} para o TMA de GSM900

O ganho no sentido inverso, tal como o especificado é aproximadamente nulo para a banda de *Downlink* de forma a permitir a passagem do sinal de *Downlink* da estação base para a antena, enquanto que para as restantes bandas existem filtros de rejeição da ordem

dos 60dB de forma a evitar a emissão de emissões espúrias que se encontrem fora da banda de *Downlink*.

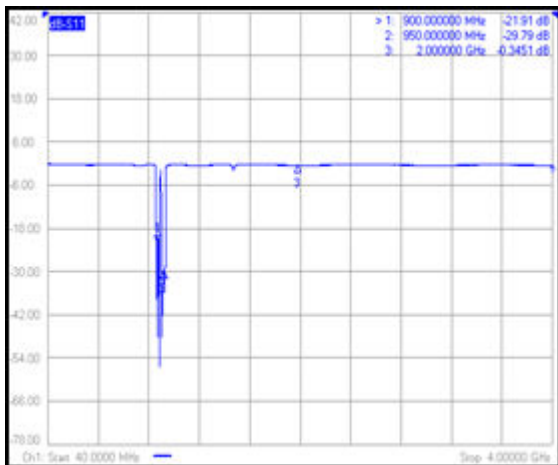


Figura 17 - S_{11} para o TMA de GSM900

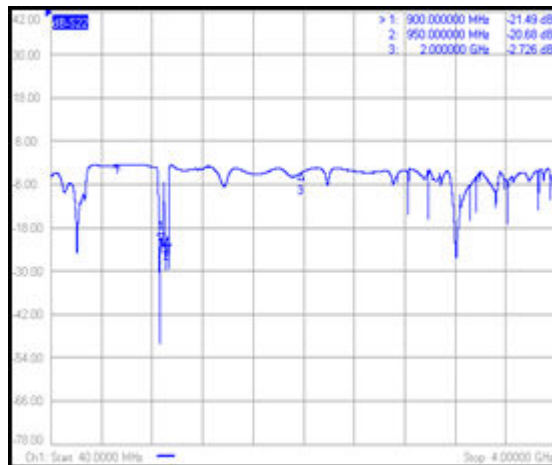


Figura 18 - S_{22} para o TMA de GSM900

Pela análise das figuras anteriores verifica-se que tanto do lado da saída (S_{22}) como da entrada (S_{11}) o TMA estava adaptado para as bandas de *Uplink* e *Downlink* de GSM900.

5.1.2. TMA de GSM1800

A seguir apresentam-se as medições dos parâmetros-S do TMA de GSM1800:

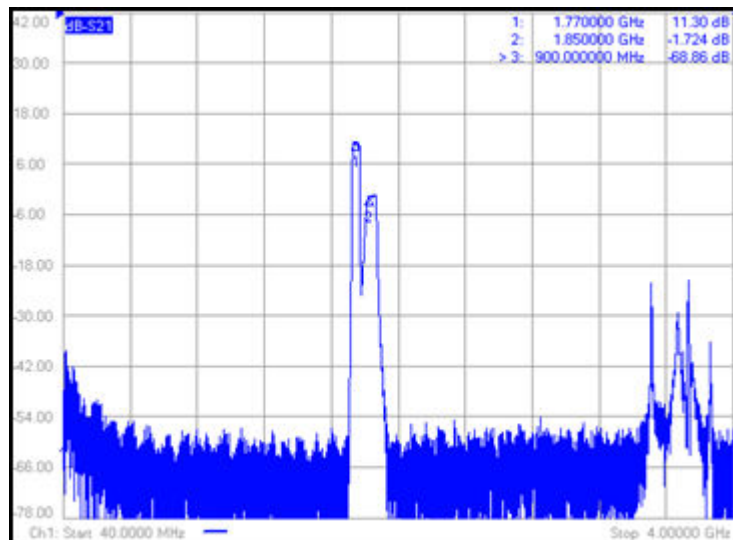


Figura 19 - S_{21} para o TMA de GSM1800

O ganho na banda de *Uplink* medido (S_{21}) foi de 11.3dB, sendo este valor também muito próximo do especificado pelo fabricante (12dB). Mais uma vez se verifica que na

banda de *Downlink* o ganho é praticamente nulo e uma vez mais se vêm filtros da ordem dos -70dB à entrada do TMA para as restantes bandas.

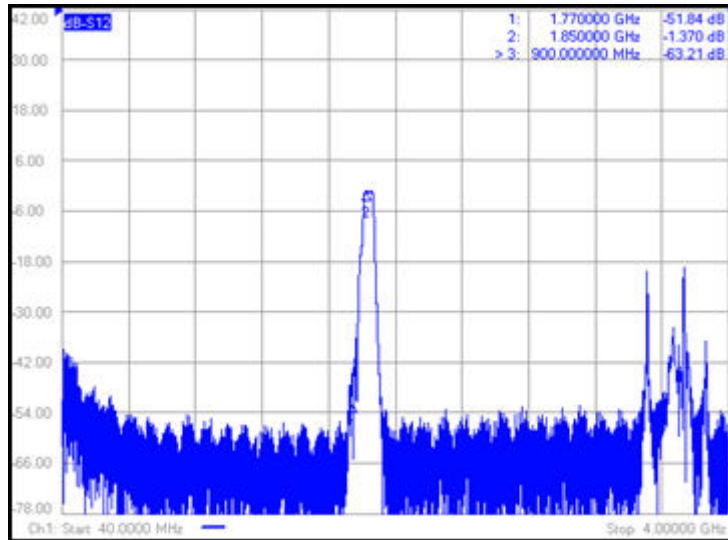


Figura 20 – S_{12} para o TMA de GSM1800

O ganho em sentido inverso como era esperado é próximo de zero, sendo que neste caso a atenuação no sinal de *Downlink* é ligeiramente superior à observada no TMA de GSM900, o que nos pode levar a concluir que o filtro deste TMA não é de tão boa qualidade como o anterior, pois até mesmo o factor de rejeição para as outras frequências é inferior a -70dB.

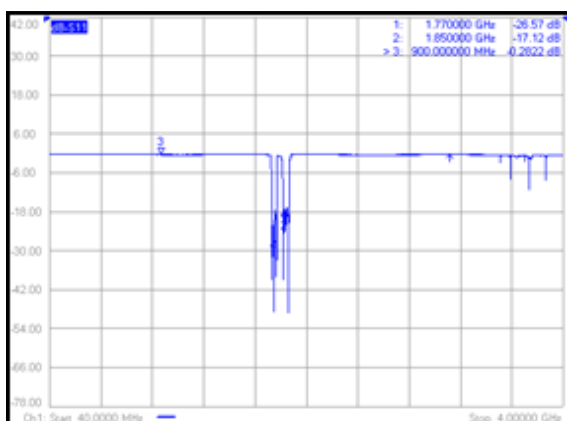


Figura 21 - S_{11} para o TMA de GSM1800

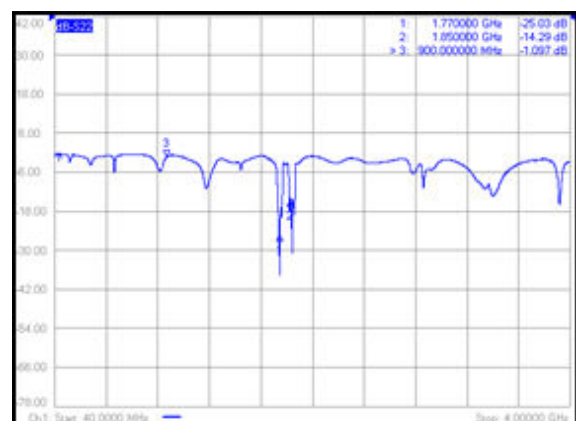


Figura 22 – S_{22} para o TMA de GSM1800

Mais uma vez, como seria de esperar, os valores de S_{11} e S_{22} para as bandas de funcionamento do TMA são muito baixos de forma a que tanto a entrada como a saída do dispositivo estejam adaptadas.

5.1.2. TMA de UMTS

As figuras seguintes mostram as medidas efectuadas para os parâmetros-S do TMA de UMTS:

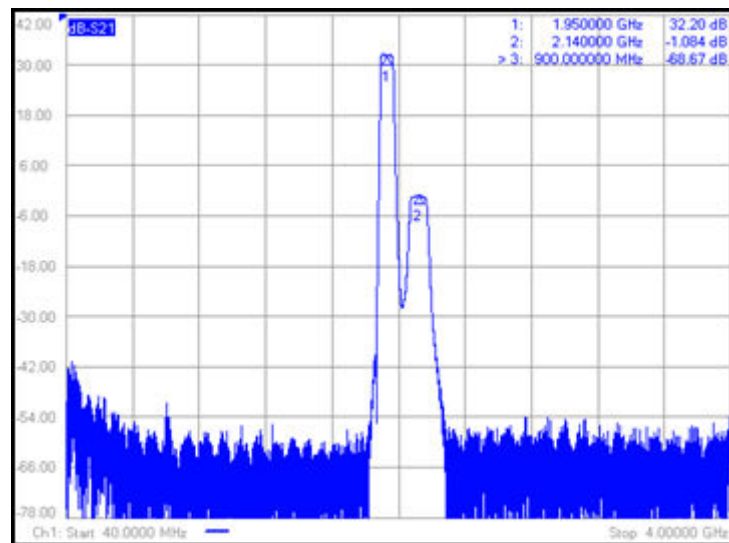


Figura 23 – S_{21} para o TMA de UMTS

O ganho na banda de *Uplink* (S_{21}) medido foi de 32.2dB, enquanto o fabricante especifica ganho de 33dB, ou seja, muito próximo do valor medido. O filtro de rejeição presente à entrada do TMA tem um factor de rejeição ligeiramente inferior a 70dB.

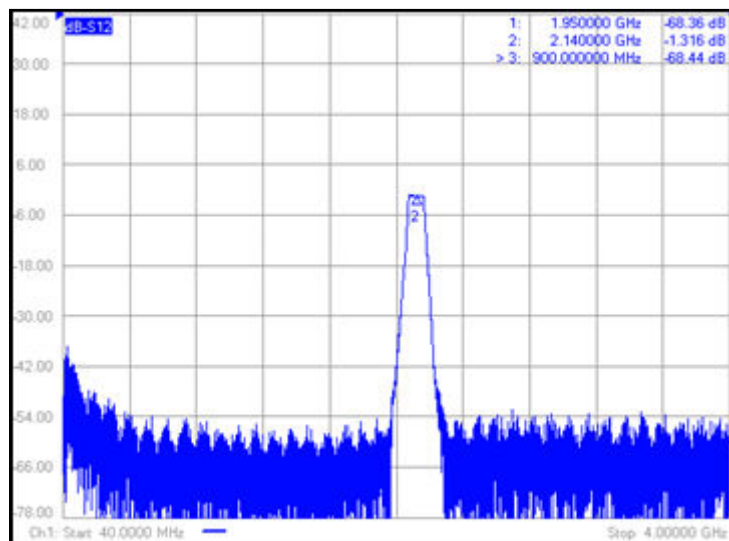


Figura 24 – S_{12} para o TMA de UMTS

Na imagem anterior observa-se claramente a banda de *Downlink*, a qual o filtro deixa passar com apenas um factor de rejeição de -1.316dB (próximo dos 0dB especificados), enquanto que para as restantes bandas o filtro rejeita-as com um factor de aproximadamente 68dB, de forma a estabelecer-se um bom isolamento para as emissões espúrias que assim já não chegam à antena e consequentemente já não são emitidas.

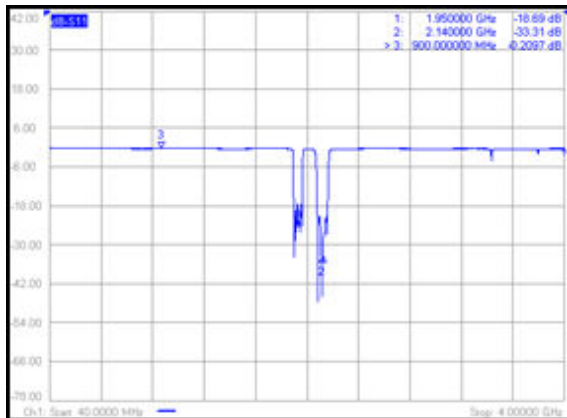


Figura 25 - S_{11} para o TMA de UMTS

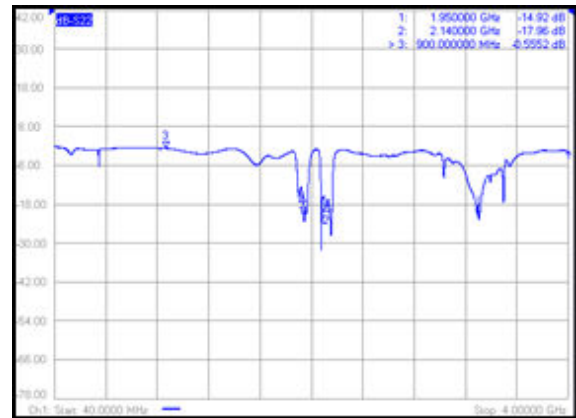


Figura 26 - S_{22} para o TMA de UMTS

Tal como nos casos anteriores os coeficientes de reflexão da entrada (S_{11}) e da saída (S_{22}) são muito baixos para as bandas de funcionamento do TMA, logo pode-se considerar que as perdas por reflexão à entrada e à saída são muito baixas.

5.2. Testes a 1 e 2 tons

Efectuaram-se os testes com um tom onde se confirmou o valor do ganho medido anteriormente aquando da determinação dos parâmetros S, assim como se observou que para os níveis baixos de potências usados o valor dos harmónicos era praticamente desprezável em todos os TMAs.

Para o teste a 2 tons usaram-se 2 geradores de sinais, cada um emitindo um tom na banda de *Uplink* do respectivo TMA e misturaram-se os 2 sinais através de um *splitter* que segundo a informação do *datasheet* introduzia perda da ordem dos 3dB no circuito. Variando a potência de entrada dos tons e mantendo ambos os tons com a mesma potência, determinou-se a resposta linear e dos produtos de intermodulação de 3.^a ordem.

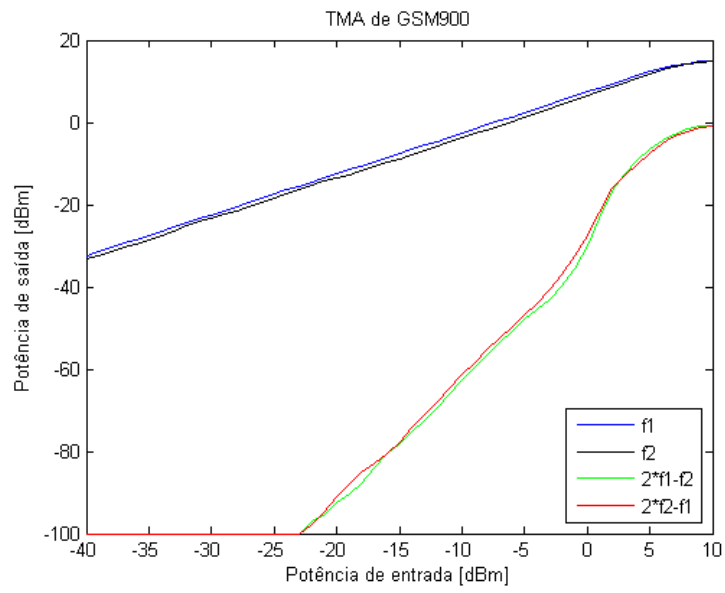


Figura 27 – Teste a 2 tons no TMA de GSM900 ($f_1=895$ MHz e $f_2=900$ MHz)

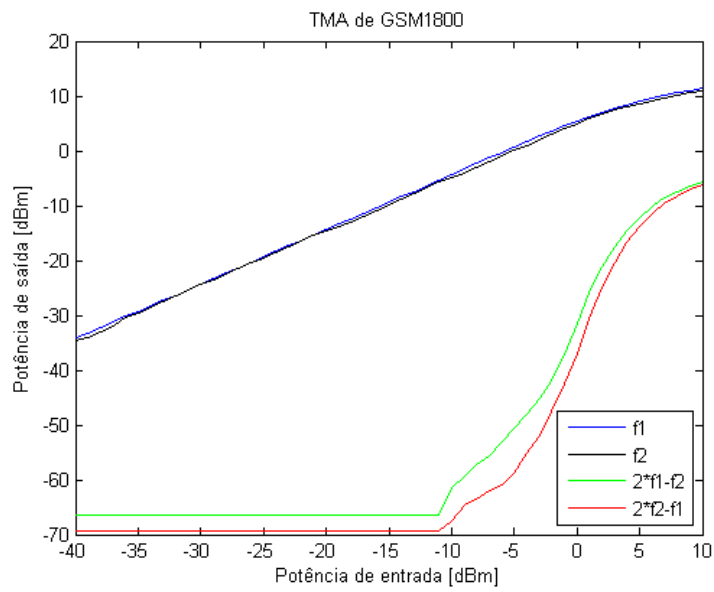


Figura 28 - Teste a 2 tons no TMA de GSM1800 ($f_1=1767$ MHz e $f_2=1770$ MHz)

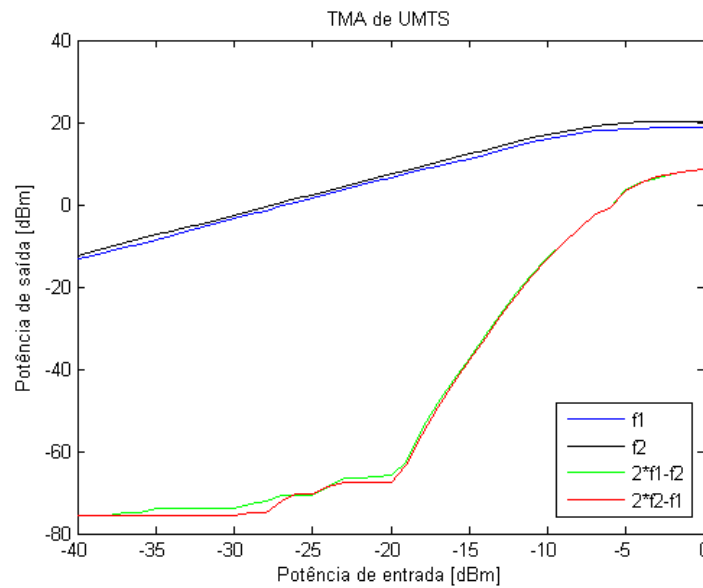


Figura 29 - Teste a 2 tons no TMA de UMTS ($f_1=1.94$ GHz e $f_2=1.96$ GHz)

Extrapolando as curvas das zonas de sinal fraco de uma das componentes fundamentais e de uma das componentes de intermodulação de 3.^a ordem, calculou-se o ponto de 1dB de compressão (P1dB) e o IP3 de cada TMA:

	TMA GSM900	TMA GSM1800	TMA UMTS
P1dB [dBm]	14,36	10,62	17,38
IP3 [dBm]	26,15	31,73	23,23

Tabela 13 – Pontos de 1dB de compressão e IP3 dos diferentes TMAs

Os TMAs não se faziam acompanhar de nenhuma folha técnica onde se pudessem comprovar estes valores e, mesmo contactando directamente o fabricante, não foi possível obter valores exactos para P1dB e IP3 dos vários TMAs. O fabricante apenas transmitiu a informação de que para o caso do TMA de GSM900 o IP3 seria aproximadamente de 25dBm (o que comparando com o valor calculado se aproxima realmente bastante) e que para o caso do TMA de UMTS o IIP3, isto é, o IP3 à entrada seria superior a 3dBm, o que não se verifica, pois como o TMA de UMTS tem ganho da ordem dos 32dB, conseqüentemente o IP3 seria dado pela soma do ganho ao IIP3 e na verdade o valor calculado experimentalmente foi bastante inferior. Deve-se ainda ressaltar que o valor do IP3 deve ser tanto maior quanto possível de modo a possibilitar uma menor distorção de intermodulação às elevadas potências. [30]

5.3. Testes com sinais comerciais

O teste a 2 tons, apesar de ser extensivamente utilizado, não traduz as condições reais do sistema. Então, para uma maior aproximação à realidade a que são sujeitos os TMAs, utilizaram sinais modulados de acordo com os standards comerciais actuais.

Então, para testar o efeito de bloqueio, usou-se um sinal fraco (-80dBm - sinal normal de *Uplink* a chegar à BTS) e um sinal forte (variando de -40dBm a 10dBm) fora da banda de *Uplink* da tecnologia em causa.

Como os TMAs eram de GSM900, GSM1800 e UMTS, usaram-se para sinais fracos os sinais modulados de cada uma destas três tecnologias respectivamente para cada TMA. Para os sinais fortes (interferente) usaram-se sinais modulados na banda de *Downlink* (como na prática o sinal interferente tem origem noutra antena nas proximidades deve-se considerar o sinal na banda de *Downlink*) das tecnologias: GSM900/1800, UMTS, WLAN e WIMAX.

Para se verificar a ocorrência do efeito de bloqueio no TMAs, isto é, um sinal fora da banda para que foi projectado o amplificador devido a efeito das não-linearidades combina-se de tal forma que vai cair na banda do sinal desejado provocando a sua degradação, mediu-se o EVM e a SNR ao mesmo tempo que se aumentava a potência do sinal interferente.

5.3.1. TMA de GSM900

Evolução do EVM e da SNR do sinal de GSM900 quando interferido por sinais de outras tecnologias:

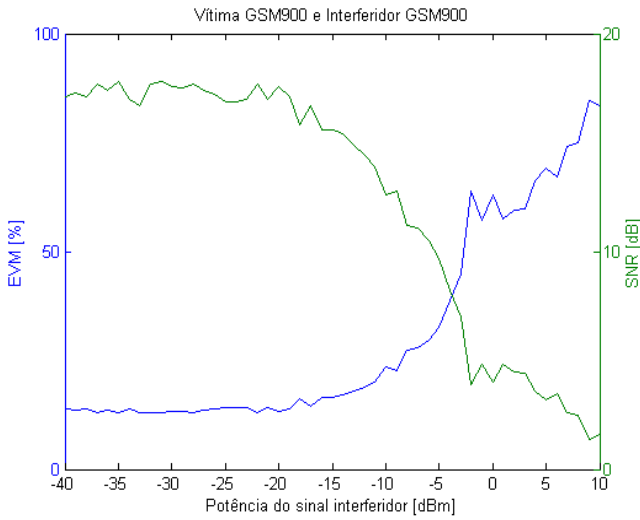


Figura 30 – Evolução do EVM e SNR com interferidor GSM900 (vítima GSM900)

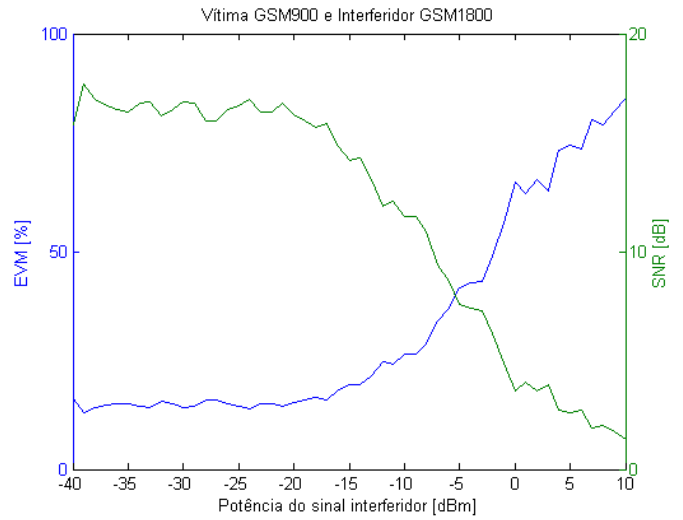


Figura 32 – Evolução do EVM e SNR com interferidor GSM1800 (vítima GSM900)

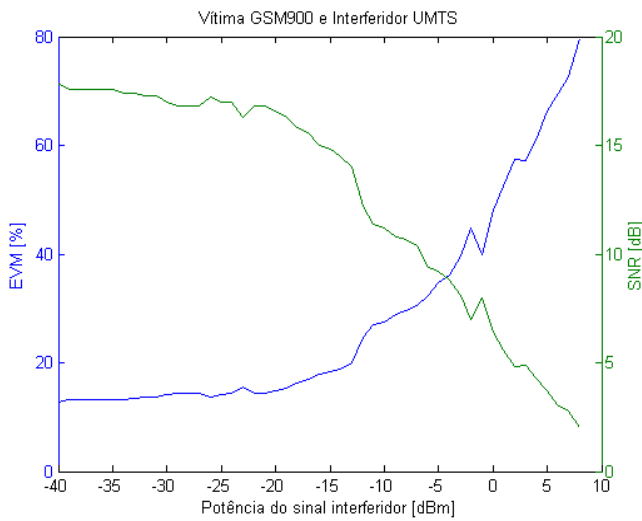


Figura 31 – Evolução do EVM e SNR com interferidor UMTS (vítima GSM900)

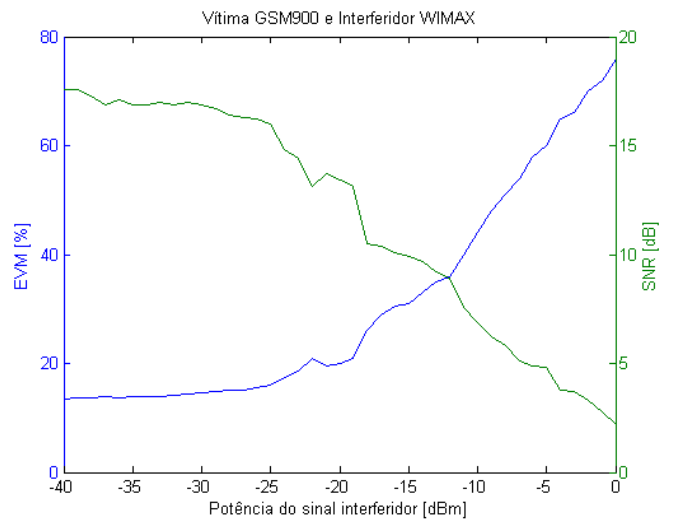


Figura 33 – Evolução do EVM e SNR com interferidor WIMAX (vítima GSM900)

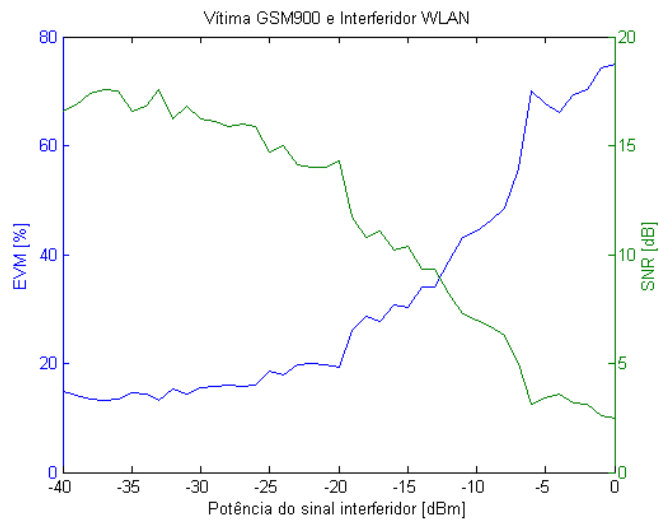


Figura 34 – Evolução do EVM e SNR com interferidor WLAN (vítima GSM900)

Analisando os gráficos anteriores verifica-se claramente a ocorrência do efeito de bloqueio no TMA, pois a introdução de um sinal forte fora da banda do amplificador e mesmo com a presença de um filtro de rejeição tem implicações severas num sinal fraco dentro da banda desejada.

Nestas medições observou-se ainda a constelação do sinal desejado ao mesmo tempo que se ia aumentando a potência do sinal interferente e verificou-se uma degradação da constelação, sendo que os pontos se iam afastando do local esperado para a constelação até que se deixava de perceber qual a constelação em causa, tal a mistura dos pontos da constelação. Este espalhamento dos pontos está inerente à degradação do sinal desejado, traduzindo-se isso num aumento do EVM.

O aumento de EVM implica uma diminuição da SNR, como pode ser verificado nos gráficos anteriores, pois a degradação do sinal desejado traduz-se num aumento do ruído, logo numa diminuição da relação sinal-ruído.

Comparando os vários gráficos de cima pode-se afirmar que os sinais interferentes que mais problemas criam sobre o GSM900 são o WiMAX e o WLAN, sendo que a interferência do UMTS também se nota superior à do GSM. Esta relação deverá estar relacionada com o sinal de potência de pico respectivo à tecnologia em causa, pois o PEP (Peak Envelope Power), como é conhecido, era superior nessas mesmas tecnologias no standard usado. À diferença entre o valor de PEP e a potência média é dado o nome de

PAPR (Peak to Average Power Ratio). Apresenta-se então uma tabela com o PAPR dos standards do gerador de sinais das várias tecnologias usadas para este estudo:

	GSM	UMTS	WiMAX	WLAN
PAPR [dB]	0	4.74	10.25	11.29

Tabela 14 – PAPR do standard do gerador de sinais para as diferentes tecnologias

Verifica-se então que as tecnologias que apresentam maior PAPR são as que geram maior interferência, o que seria de esperar, pois têm potências de pico maiores, logo o efeito de bloqueio do sinal desejado faz-se sentir mais fortemente.

Outra das conclusões que se pode tirar pela análise dos gráficos é que a interferência entre a banda de *Downlink* de GSM900 e de *Uplink* de GSM900 é superior que no caso do sinal interferente ser GSM1800, neste caso não está relacionado com o PAPR da modulação, pois é a mesma tecnologia, mas sim com o facto do filtro de entrada rejeitar a banda de 1800 MHz e deixar passar a banda do *Downlink* dos 900 MHz. Assim, a potência do sinal de GSM900 que chega ao amplificador é superior à do sinal de GSM1800, provocando assim uma maior degradação do sinal desejado para um igual nível de potência de sinal interferente.

Como se observou nos gráficos anteriores, à medida que o EVM aumenta a SNR diminui, logo SNR pode-se relacionar com o EVM pela expressão (2.35).

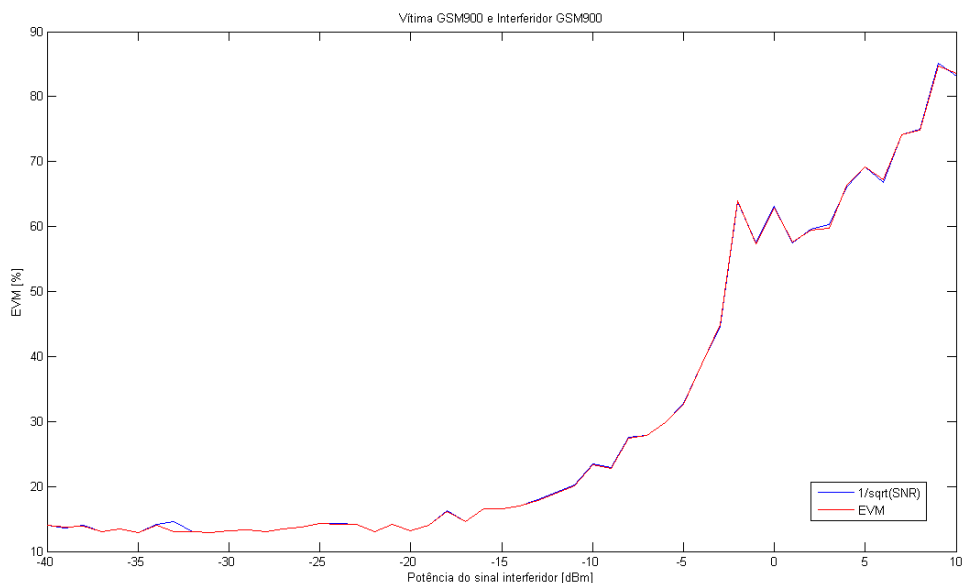


Figura 35 – Gráfico que prova a relação entre EVM e SNR

No gráfico anterior fez-se uma comparação da evolução do EVM com a expressão $\frac{1}{\sqrt{SNR}}$. Observa-se a quase coincidência de ambos os gráficos, logo prova-se a relação estabelecida na expressão (2.35).

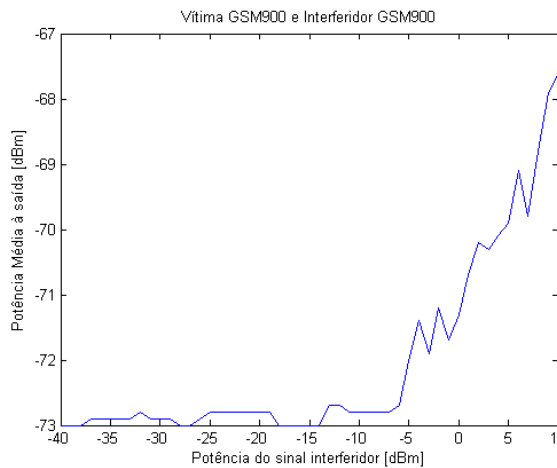


Figura 36 – Evolução da potência média de saída com interferidor GSM900

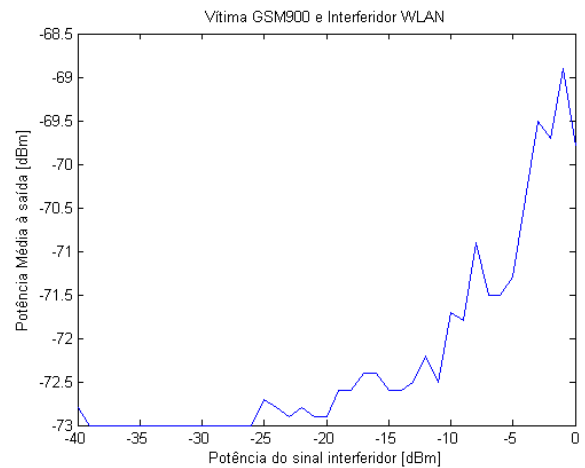


Figura 37 – Evolução da potência média de saída com interferidor WLAN

Outra das medidas efectuadas foi a potência média à saída do TMA, sendo que aqui apenas se apresentam os gráficos para os casos dos interferidores GSM900 e WLAN. Observa-se que a potência média de saída aumenta sensivelmente para as mesmas potência de entrada para as quais se notava uma brusca subida do EVM e por consequência uma descida acentuada da SNR, provavelmente este facto está relacionado com o facto da mistura de sinais provocar um incremento de energia suplementar sobre a banda do sinal desejado (efeito de bloqueio), aumentando assim também a potência de saída.

5.3.2. TMA de GSM1800

Evolução do EVM e da SNR do sinal de GSM1800 quando interferido por sinais de outras tecnologias:

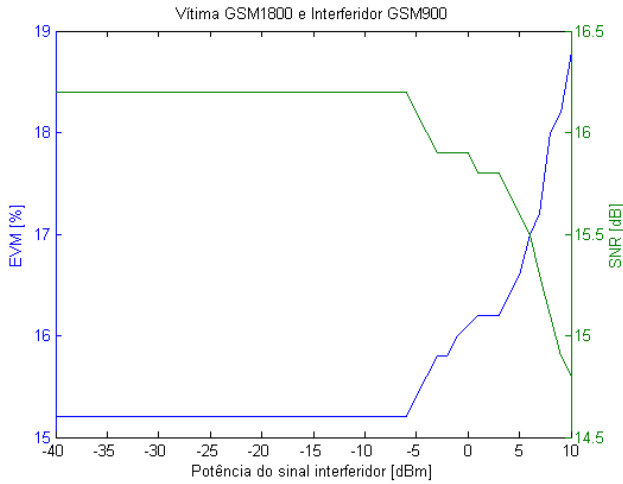


Figura 38 – Evolução do EVM e SNR com interferidor GSM900 (vítima GSM1800)

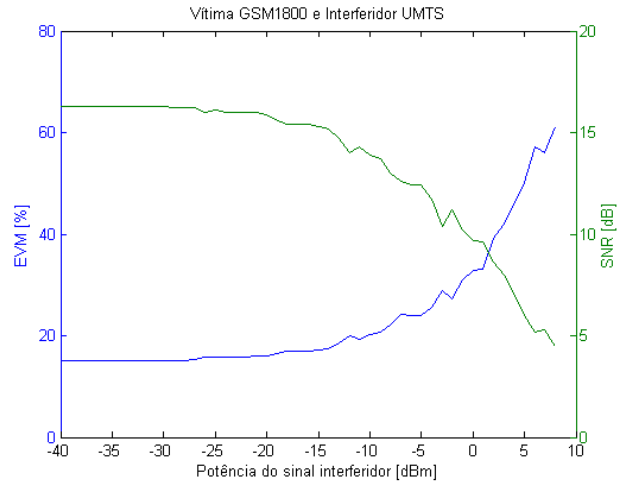


Figura 40 – Evolução do EVM e SNR com interferidor UMTS (vítima GSM1800)

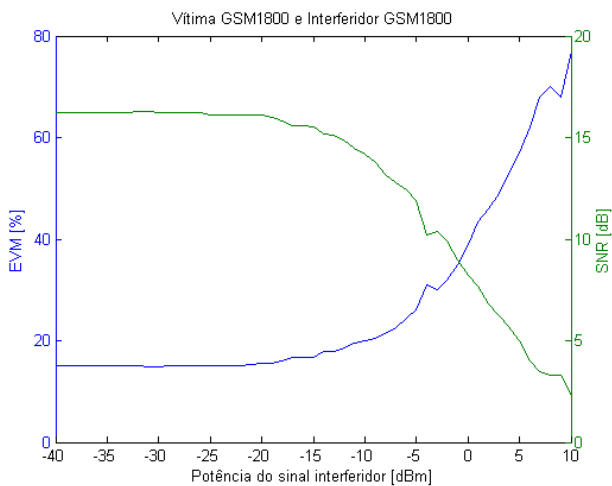


Figura 39 – Evolução do EVM e SNR com interferidor GSM1800 (vítima GSM1800)

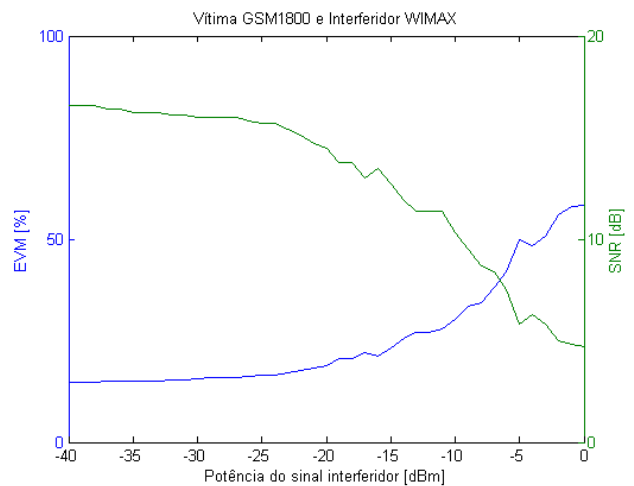


Figura 41 – Evolução do EVM e SNR com interferidor WIMAX (vítima GSM1800)

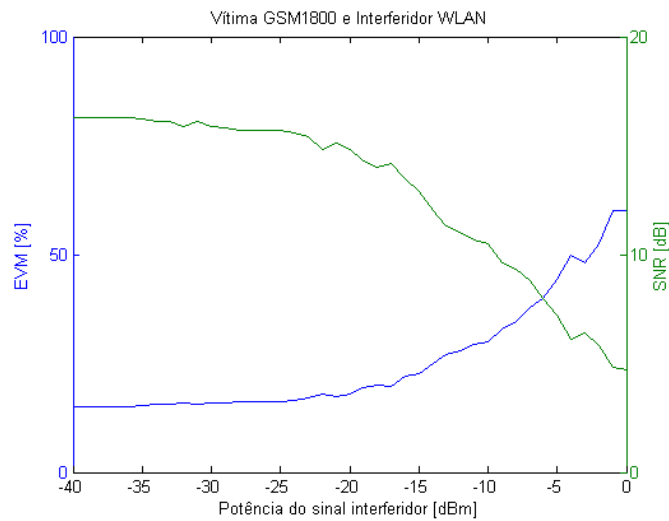


Figura 42 – Evolução do EVM e SNR com interferidor WLAN (vítima GSM1800)

Pelos gráficos anteriores, verifica-se também que as tecnologias que provocam uma degradação maior do sinal GSM1800 para o mesmo valor de potência de sinal interferente são o WiMAX e o WLAN, devido ao facto de terem, neste caso, o PAPR maior.

Para o TMA de GSM1800, no caso do sinal interferente ser GSM900 o efeito sentido na degradação do sinal foi muito baixo, sendo a variação do EVM e da SNR do sinal de GSM1800 observada apenas para sinais interferentes mais fortes e mesmo assim com pouca alteração.

No caso da interferência entre dois sinais GSM1800, verifica-se uma degradação mais rápida do sinal para sinais interferentes mais baixos, pois como o filtro de entrada do TMA não rejeita a banda de *Downlink*, então o sinal interferente que chega ao amplificador é mais forte que para os outros casos.

5.3.3. TMA de UMTS

Evolução do EVM e da SNR do sinal de UMTS quando interferido por sinais de outras tecnologias:

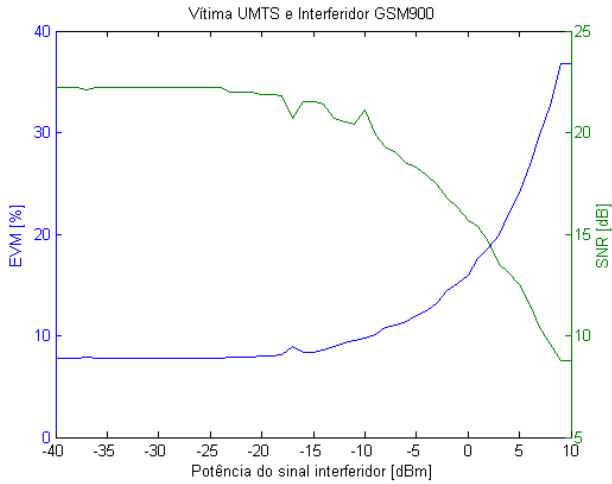


Figura 43 – Evolução do EVM e SNR com interferidor GSM900 (vítima UMTS)

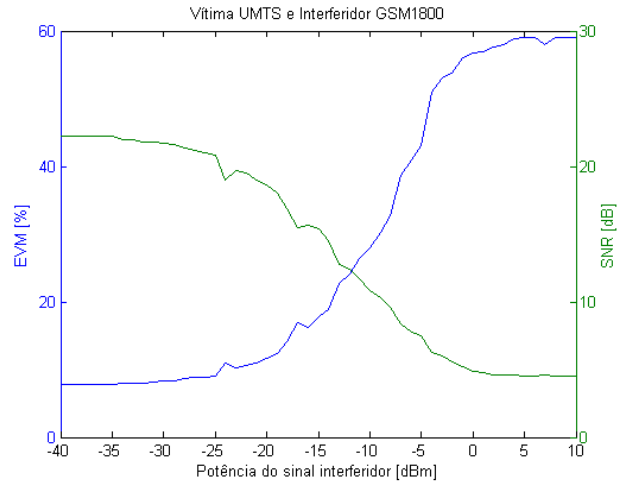


Figura 45 – Evolução do EVM e SNR com interferidor GSM1800 (vítima UMTS)

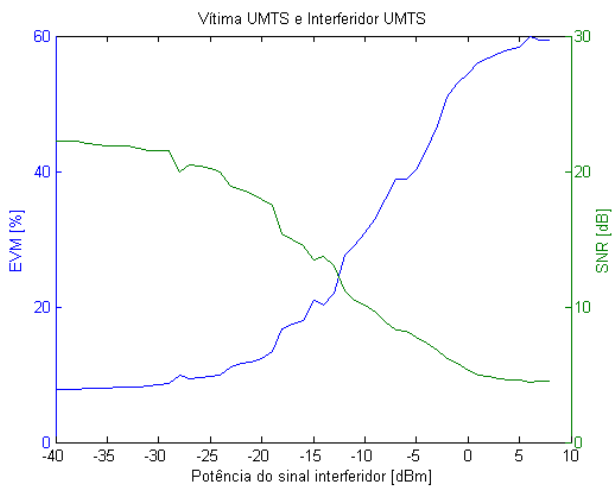


Figura 44 – Evolução do EVM e SNR com interferidor UMTS (vítima UMTS)

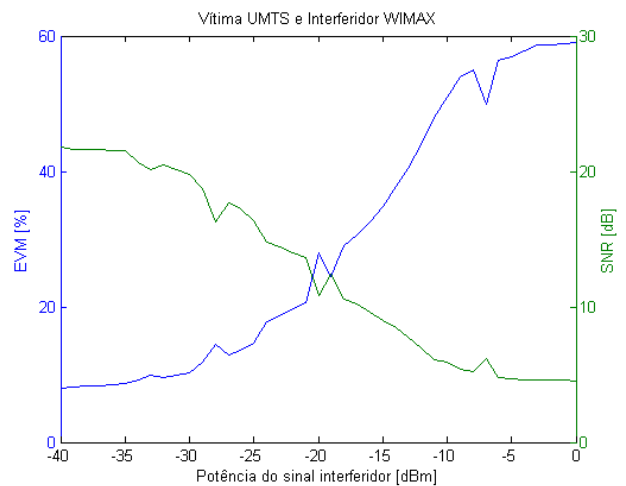


Figura 46 – Evolução do EVM e SNR com interferidor WIMAX (vítima UMTS)

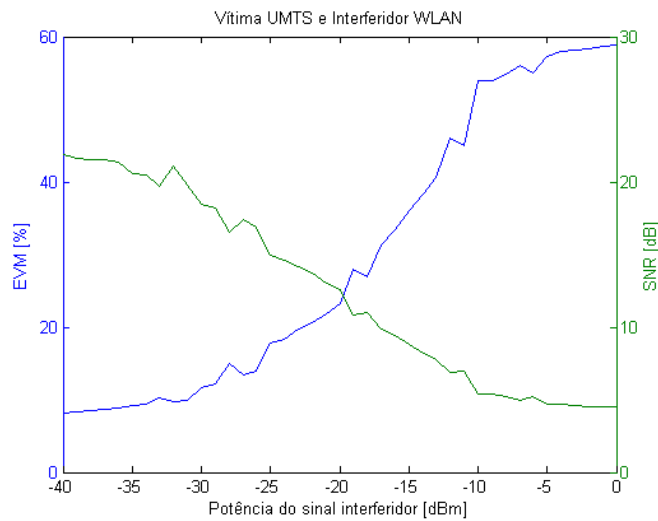


Figura 47 – Evolução do EVM e SNR com interferidor WLAN (vítima UMTS)

Mais uma vez se verifica que as tecnologias com maior PAPR são as que mais interferem sobre um sinal fraco noutra banda de frequência.

Assim, a tecnologia GSM é a que menos interferência cria sobre os restantes sinais, contudo neste caso verifica-se uma grande degradação do sinal UMTS quando interferido por um sinal de GSM1800. Isto é explicado pela grande proximidade das bandas de *Uplink* do UMTS e *Downlink* do GSM1800, então a resposta do filtro não será a ideal para esta banda e por consequência o sinal que passa e chega ao amplificador é muito superior ao do caso do GSM900, provocando assim um efeito de bloqueio maior no sinal desejado.

É de referir que as restrições de SNR mínimo do UMTS é inferior ao do GSM, portanto a interferência sobre o UMTS poderá não ter tanto efeito no sinal como no caso do GSM.

5.4. Estudo da posição das antenas no site

Para completar o estudo de caso real, analisaram-se alguns sites numa lista com a posição das antenas nos sites, fornecida por um operador móvel nacional.

Baseando-se no diagrama de radiação fornecido pelo fabricante das antenas, tentou-se prever a potência proveniente de uma antena que iria atingir a antena adjacente, dado que não foi possível fazer a medição da potência no próprio site como seria mais real.

A orientação das antenas é dada pelo ângulo em relação ao Norte e, devido à tri-sectorização das células, são co-locadas 3 antenas na mesma estrutura e da mesma tecnologia.

No caso do GSM900 e do GSM1800 o caso estudado tinha as antenas com a mesma orientação e era esquematicamente representado por:

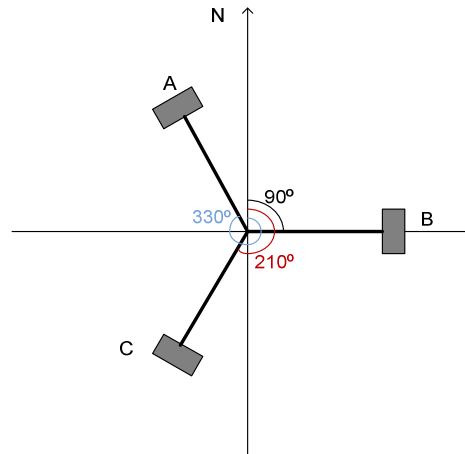


Figura 48 – Esquemática da posição das antenas para o caso GSM900 e GSM1800 estudado

A, B e C eram antenas iguais e de referência K73665 para o GSM900 e K739707 para o GSM1800, sendo que estavam separadas 120° umas das outras.

Para o GSM900 as antenas tinham um *tilting* de 3° e segundo o diagrama de radiação fornecido pelo fabricante, para este valor de *tilting*, tinham um ganho de 12.85dBd e um *offset* de ganho a 120° de -21.9dB.

Assim, segundo a expressão (3.10) e considerando as perdas nos cabos de 2dB e a potência emitida de 43dBm, a potência que sai de uma das antenas e interfere na outra é de:

$$P_{\text{int}} = 43 + 12.85 - 21.9 + 12.85 - 21.9 - 2 - 2 = 20.9 \text{ dBm}$$

Pela expressão (3.13) e considerando uma frequência de *Downlink* de 950MHz e uma distância de separação de 0.5 metros, obtêm-se 26dB de perdas de propagação em espaço livre.

Como o filtro de rejeição praticamente não tem perdas para a frequência da mesma tecnologia do lado do *Downlink*, então a potência que realmente atinge a antena é dada pela diferença entre P_{int} e as perdas de propagação em espaço livre, sendo neste caso de -5.1dBm.

Se verificarmos nos gráficos do ponto 5.3.1. observa-se que para este valor de potência de sinal interferente já existe uma séria degradação do sinal, contudo este valor poderá não corresponder ao real valor que atinge a antena, pois a esta distância estas antenas encontram-se dentro do campo próximo, logo a fórmula da propagação em espaço livre não deverá corresponder ao real valor das perdas devidas à separação espacial das antenas.

No caso das antenas de GSM1800, as antenas não tinham *tilting* e no diagrama de radiação do fabricante tinham ganho de 14.27dBd e perdas de *offset* a 120° de 18.06dB para a transmissão e 14.29dBd e 18.04dB para a recepção.

Então, segundo a expressão (3.10) chegamos ao valor de $P_{int}=31.46\text{dBm}$.

Considerando frequência de *Downlink* de 1850MHz e igualmente uma separação de 0.5 metros, conclui-se que a potência que realmente atinge a antena adjacente é de -0.26dBm. Tal como no caso de GSM900 este é um valor para o qual já existem sérios problemas na degradação do sinal de *Uplink*, logo mais uma vez isto poderá ser devido ao facto de se estar dentro do campo próximo das antenas e a única forma de se obter um real valor para esta potência seria mesmo efectuar medidas no próprio site.

Para o caso do UMTS a situação estudada foi a esquematizada a seguir:

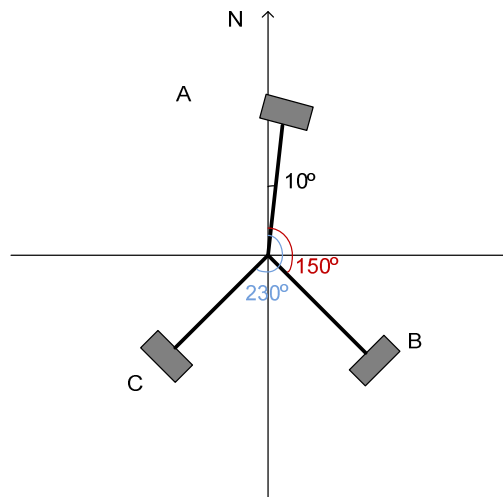


Figura 49 – Esquematização da posição das antenas para o caso UMTS estudado

As antenas A e C não tinham *tilting* e tinham referência K742215, enquanto a antena B não tinha igualmente *tilting* mas tinha referência K741989.

Se repararmos no esquema anterior a antena A está separada de 150° das restantes, enquanto as antenas B e C estão separadas de apenas 80°. Então, considerou-se o pior caso, isto é, aquele que envolve a interferência entre as antenas B e C.

Segundo os diagramas de radiação fornecidos pelos fabricantes, a antena B tem de ganho 14.55dBd e um *offset* a 80° de -9.4dB, enquanto a antena C tem ganho de 15.64dBd e perdas de *offset* a 80° de 16.58dB. Então, segundo a expressão (3.10) chegamos ao valor de $P_{int}=43.21\text{dBm}$.

Considerando frequência de *Downlink* de 2.15GHz e igualmente uma separação de 0.5 metros, conclui-se que a potência que realmente atinge a antena adjacente é de 10.18dBm. Tal como nos casos anteriores, para este valor e pelos resultados obtidos em 5.3.3. a degradação do sinal é já muito forte. Embora se possa afirmar, tal como nos casos anteriores, que este valor poderia ser ligeiramente alterado se se considerasse a propagação no campo próximo da antena, dado o elevado valor de potência que atinge a antena adjacente é de crer que neste caso deverão mesmo existir problemas de co-localização no site. Contudo esta confirmação só poderia ser possível mediante medidas efectuadas junto das próprias antenas.

Capítulo 6

CONCLUSÃO

O espectro electromagnético é um recurso limitado, por isso deve ser alvo de optimização e gestão meticulosa.

As não linearidades nos sistemas de telecomunicações criam distorção, levando ao aparecimento de novos produtos de frequências que podem estar na origem de interferências.

Actualmente, uma grande parte dos casos reportados de interferências ao regulador nacional de comunicações já não é proveniente de emissões ilegais, mas sim originadas por fenómenos não lineares provenientes de emissões legalizadas.

Ao contrário de outros países, não existe em Portugal um manual técnico de boas maneiras para uma boa instalação e manutenção de um site. Como se provou nesta dissertação, em sites congestionados, os problemas inerentes a interferências radioeléctricas são bastos e por vezes de difícil detecção.

O grande objectivo desta dissertação era provar a existência de interferências aquando de uma má co-localização de tecnologias *wireless* no mesmo site e isso ficou claramente provado.

Numa interferência é sempre difícil de detectar a sua origem para posterior correcção, então a melhor forma de evitar os problemas das interferências será evitar que estas sejam geradas e para isso é necessária a criação de normas e regras para a instalação de sites.

Esta dissertação poderá então servir de alerta para os operadores móveis ou até mesmo para o regulador nacional das comunicações (ICP-ANACOM) de que o problema da co-localização existe e deveria ser uma preocupação e tal como acontece já em outros países dever-se-iam estabelecer regras e normas para a instalação de sites de forma a prevenir a ocorrência de interferências.

7. Apêndice

Com base na aplicação para folha de cálculo construída com o modelo matemático do efeito de bloqueio e anteriormente explicada (ver 4.7), podem-se obter valores das distâncias de separação mínimas das antenas para as tecnologias GSM900, GSM1800, UMTS e WiMAX, usando para isso LNA possíveis de usar para as tecnologias em causa.

Pode-se então calcular para receptores de diferentes tecnologias *wireless* as distâncias de separação exigidas para cada antena transmissora de diferentes tecnologias. Sendo possível considerar ainda uma separação entre antenas na horizontal, na vertical e de 120° (caso muito usado na sectorização, onde se co-localizam 3 antenas no mesmo poste).

Calculando para o caso de um receptor UMTS (utilizou-se o LNA RF3867 da RF Micro Devices em Mid Band), podemos considerar várias tecnologias interferentes:

UMTS/UMTS (interferente/vítima):

Separação Horizontal: $P_{int2}=37,2\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=14,2\text{dBm}$

Separação 120°: $P_{int2}=23,6\text{dBm}$

GSM900/UMTS:

Separação Horizontal: $P_{int2}=35,1\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=16,6\text{dBm}$

GSM1800/UMTS:

Separação Horizontal: $P_{int2}=37,1\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=18,6\text{dBm}$

WiMAX/UMTS:

Separação Horizontal: $P_{int2}=23,6\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=13,6\text{dBm}$

Utilizando uma folha de cálculo pode-se obter os valores da distância de separação entre as antenas para as várias tecnologias e tendo como vítima um receptor UMTS. Neste caso consideraram-se diferentes valores de rejeição no filtro, sendo que estes valores

Calculando para o caso de um receptor GSM1800 (utilizou-se o mesmo LNA que para o caso UMTS em Mid Band), chega-se aos valores de:

GSM1800/GSM1800:

Separação Horizontal: $P_{int2}=37\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=23\text{dBm}$

Separação 120°: $P_{int2}=19\text{dBm}$

GSM900/ GSM1800:

Separação Horizontal: $P_{int2}=35\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=21\text{dBm}$

UMTS/ GSM1800:

Separação Horizontal: $P_{int2}=37,1\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=18,6\text{dBm}$

WiMAX/ GSM1800:

Separação Horizontal: $P_{int2}=23,5\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=16,5\text{dBm}$

		P(dBm)	Filtro(dB)	Pint(dBm)	Pint (W)	λ (m)	d (m)
GSM1800	Horizontal	37	70	-33	5,012E-07	1,63E-01	0,972454
		37	60	-23	5,012E-06	1,63E-01	3,075169
		37	50	-13	5,012E-05	1,63E-01	9,724537
		37	40	-3	5,012E-04	1,63E-01	30,75169
	Vertical	23	70	-47	1,995E-08	1,63E-01	0,19403
		23	60	-37	1,995E-07	1,63E-01	0,613577
		23	50	-27	1,995E-06	1,63E-01	1,9403
		23	40	-17	1,995E-05	1,63E-01	6,135768
	120 °	19	70	-51	7,943E-09	1,63E-01	0,122425
		19	60	-41	7,943E-08	1,63E-01	0,387141
		19	50	-31	7,943E-07	1,63E-01	1,224247
		19	40	-21	7,943E-06	1,63E-01	3,871408
GSM900	Horizontal	35	70	-35	3,162E-07	3,16E-01	1,501709
		35	60	-25	3,162E-06	3,16E-01	4,748822
		35	50	-15	3,162E-05	3,16E-01	15,01709
		35	40	-5	3,162E-04	3,16E-01	47,48822
	Vertical	21	70	-49	1,259E-08	3,16E-01	0,29963
		21	60	-39	1,259E-07	3,16E-01	0,947515
		21	50	-29	1,259E-06	3,16E-01	2,996304
		21	40	-19	1,259E-05	3,16E-01	9,475146
UMTS	Horizontal	37,1	70	-32,9	5,129E-07	1,40E-01	0,845215
		37,1	60	-22,9	5,129E-06	1,40E-01	2,672803
		37,1	50	-12,9	5,129E-05	1,40E-01	8,452146
		37,1	40	-2,9	5,129E-04	1,40E-01	26,72803
	Vertical	18,6	70	-51,4	7,244E-09	1,40E-01	0,100454
		18,6	60	-41,4	7,244E-08	1,40E-01	0,317663
		18,6	50	-31,4	7,244E-07	1,40E-01	1,004539
		18,6	40	-21,4	7,244E-06	1,40E-01	3,176632
WiMAX	Horizontal	23,5	70	-46,5	2,239E-08	8,57E-02	0,108225
		23,5	60	-36,5	2,239E-07	8,57E-02	0,342236
		23,5	50	-26,5	2,239E-06	8,57E-02	1,082247
		23,5	40	-16,5	2,239E-05	8,57E-02	3,422364
		23,5	30	-6,5	2,239E-04	8,57E-02	10,82247
	Vertical	16,5	70	-53,5	4,467E-09	8,57E-02	0,048342
		16,5	60	-43,5	4,467E-08	8,57E-02	0,152871
		16,5	50	-33,5	4,467E-07	8,57E-02	0,483422
		16,5	40	-23,5	4,467E-06	8,57E-02	1,528714
		16,5	30	-13,5	4,467E-05	8,57E-02	4,834218

Tabela 16 - Distâncias entre antenas considerando como vítima o GSM1800

Calculando para o caso de um receptor GSM900 (utilizou-se o mesmo LNA que para os casos anteriores, sendo usada neste caso a Low Band), chega-se aos valores de:

GSM900/GSM900:

Separação Horizontal: $P_{int2}=33\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=29\text{dBm}$

Separação 120°: $P_{int2}=15\text{dBm}$

GSM1800/ GSM900:

Separação Horizontal: $P_{int2}=35\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=21\text{dBm}$

UMTS/ GSM900:

Separação Horizontal: $P_{int2}=35,1\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=16,6\text{dBm}$

WiMAX/ GSM900:

Separação Horizontal: $P_{int2}=21,5\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=14,5\text{dBm}$

		P(dBm)	Filtro(dB)	Pint(dBm)	Pint (W)	λ (m)	d (m)
GSM900	Horizontal	33	70	-37	1,995E-07	3,16E-01	2,312522271
		33	60	-27	1,995E-06	3,16E-01	7,312837515
		33	50	-17	1,995E-05	3,16E-01	23,12522271
		33	40	-7	1,995E-04	3,16E-01	73,12837515
	Vertical	29	70	-41	7,943E-08	3,16E-01	1,459102911
		29	60	-31	7,943E-07	3,16E-01	4,614088539
		29	50	-21	7,943E-06	3,16E-01	14,59102911
		29	40	-11	7,943E-05	3,16E-01	46,14088539
	120 °	15	70	-55	3,162E-09	3,16E-01	0,291129305
		15	60	-45	3,162E-08	3,16E-01	0,920631698
		15	50	-35	3,162E-07	3,16E-01	2,911293052
		15	40	-25	3,162E-06	3,16E-01	9,20631698
GSM1800	Horizontal	35	70	-35	3,162E-07	1,63E-01	1,497507224
		35	60	-25	3,162E-06	1,63E-01	4,735533639
		35	50	-15	3,162E-05	1,63E-01	14,97507224
		35	40	-5	3,162E-04	1,63E-01	47,35533639
	Vertical	21	70	-49	1,259E-08	1,63E-01	0,298791973
		21	60	-39	1,259E-07	1,63E-01	0,944863181
		21	50	-29	1,259E-06	1,63E-01	2,98791973
		21	40	-19	1,259E-05	1,63E-01	9,448631812
UMTS	Horizontal	35,1	70	-34,9	3,236E-07	1,40E-01	1,301568306
		35,1	60	-24,9	3,236E-06	1,40E-01	4,115920377
		35,1	50	-14,9	3,236E-05	1,40E-01	13,01568306
		35,1	40	-4,9	3,236E-04	1,40E-01	41,15920377
	Vertical	16,6	70	-53,4	4,571E-09	1,40E-01	0,154691683
		16,6	60	-43,4	4,571E-08	1,40E-01	0,489178054
		16,6	50	-33,4	4,571E-07	1,40E-01	1,546916831
		16,6	40	-23,4	4,571E-06	1,40E-01	4,891780536
WiMAX	Horizontal	21,5	70	-48,5	1,413E-08	8,57E-02	0,16665802
		21,5	60	-38,5	1,413E-07	8,57E-02	0,527018932
		21,5	50	-28,5	1,413E-06	8,57E-02	1,666580196
		21,5	40	-18,5	1,413E-05	8,57E-02	5,270189324
		21,5	30	-8,5	1,413E-04	8,57E-02	16,66580196
	Vertical	14,5	70	-55,5	2,818E-09	8,57E-02	0,074443403
		14,5	60	-45,5	2,818E-08	8,57E-02	0,23541071
		14,5	50	-35,5	2,818E-07	8,57E-02	0,744434029
		14,5	40	-25,5	2,818E-06	8,57E-02	2,354107098
		14,5	30	-15,5	2,818E-05	8,57E-02	7,444340287

Tabela 17 - Distâncias entre antenas considerando como vítima o GSM900

Calculando para o caso de um receptor WiMAX, chega-se aos valores de:

WiMAX/WiMAX:

Separação Horizontal: $P_{int2}=27\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=7\text{dBm}$

GSM1800/ WiMAX:

Separação Horizontal: $P_{int2}=35,5\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=18,5\text{dBm}$

UMTS/ WiMAX:

Separação Horizontal: $P_{int2}=35,6\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=14,1\text{dBm}$

GSM900/ WiMAX:

Separação Horizontal: $P_{int2}=33,5\text{dBm}$

Separação Vertical: $P_{int2}=16,5\text{dBm}$

É de notar que como o WiMAX se trata de uma tecnologia ainda em desenvolvimento não se encontraram valores para o *offset* do ganho a 90° , tendo-se arbitrado os valores de -20dB e -30dB para os casos horizontal e vertical, respectivamente.

O LNA WiMAX utilizado foi o MGA-72543 (Agilent Technologies).

Como no caso do WiMAX se podem utilizar diversas modulações, consideraram-se 3 casos: BPSK, QPSK $\frac{1}{2}$, 64-QAM $\frac{3}{4}$.

		P(dBm)	Filtro(dB)	Pint(dBm)	Pint (W)	λ (m)	d (m)
WiMAX	Horizontal	27	70	-43	5,012E-08	8,57E-02	0,102170664
		27	60	-33	5,012E-07	8,57E-02	0,323092009
		27	50	-23	5,012E-06	8,57E-02	1,021706642
		27	40	-13	5,012E-05	8,57E-02	3,230920091
		27	30	-3	5,012E-04	8,57E-02	10,21706642
	Vertical	7	70	-63	5,012E-10	8,57E-02	0,010217066
		7	60	-53	5,012E-09	8,57E-02	0,032309201
		7	50	-43	5,012E-08	8,57E-02	0,102170664
		7	40	-33	5,012E-07	8,57E-02	0,323092009
		7	30	-23	5,012E-06	8,57E-02	1,021706642
GSM1800	Horizontal	35,5	70	-34,5	3,548E-07	1,63E-01	0,516260534
		35,5	60	-24,5	3,548E-06	1,63E-01	1,632559152
		35,5	50	-14,5	3,548E-05	1,63E-01	5,162605337
		35,5	40	-4,5	3,548E-04	1,63E-01	16,32559152
	Vertical	18,5	70	-51,5	7,079E-09	1,63E-01	0,072923739
		18,5	60	-41,5	7,079E-08	1,63E-01	0,23060511
		18,5	50	-31,5	7,079E-07	1,63E-01	0,729237387
		18,5	40	-21,5	7,079E-06	1,63E-01	2,306051097
UMTS	Horizontal	35,6	70	-34,4	3,631E-07	1,40E-01	0,448711257
		35,6	60	-24,4	3,631E-06	1,40E-01	1,418949583
		35,6	50	-14,4	3,631E-05	1,40E-01	4,487112567
		35,6	40	-4,4	3,631E-04	1,40E-01	14,18949583
	Vertical	14,1	70	-55,9	2,570E-09	1,40E-01	0,037754347
		14,1	60	-45,9	2,570E-08	1,40E-01	0,119389729
		14,1	50	-35,9	2,570E-07	1,40E-01	0,377543471
		14,1	40	-25,9	2,570E-06	1,40E-01	1,193897285
GSM900	Horizontal	33,5	70	-36,5	2,239E-07	3,16E-01	0,797234205
		33,5	60	-26,5	2,239E-06	3,16E-01	2,521075918
		33,5	50	-16,5	2,239E-05	3,16E-01	7,972342055
		33,5	40	-6,5	2,239E-04	3,16E-01	25,21075918
	Vertical	16,5	70	-53,5	4,467E-09	3,16E-01	0,112612325
		16,5	60	-43,5	4,467E-08	3,16E-01	0,356111439
		16,5	50	-33,5	4,467E-07	3,16E-01	1,126123247
		16,5	40	-23,5	4,467E-06	3,16E-01	3,561114387

Tabela 18 - Distâncias entre antenas considerando como vítima o WiMAX (BPSK)

		P(dBm)	Filtro(dB)	Pint(dBm)	Pint (W)	λ (m)	d (m)
WiMAX	Horizontal	27	70	-43	5,012E-08	8,57E-02	0,109477839
		27	60	-33	5,012E-07	8,57E-02	0,346199325
		27	50	-23	5,012E-06	8,57E-02	1,094778392
		27	40	-13	5,012E-05	8,57E-02	3,461993251
		27	30	-3	5,012E-04	8,57E-02	10,94778392
	Vertical	7	70	-63	5,012E-10	8,57E-02	0,010947784
		7	60	-53	5,012E-09	8,57E-02	0,034619933
		7	50	-43	5,012E-08	8,57E-02	0,109477839
		7	40	-33	5,012E-07	8,57E-02	0,346199325
		7	30	-23	5,012E-06	8,57E-02	1,094778392
GSM1800	Horizontal	35,5	70	-34,5	3,548E-07	1,63E-01	0,553183128
		35,5	60	-24,5	3,548E-06	1,63E-01	1,749318649
		35,5	50	-14,5	3,548E-05	1,63E-01	5,531831284
		35,5	40	-4,5	3,548E-04	1,63E-01	17,49318649
	Vertical	18,5	70	-51,5	7,079E-09	1,63E-01	0,078139194
		18,5	60	-41,5	7,079E-08	1,63E-01	0,247097827
		18,5	50	-31,5	7,079E-07	1,63E-01	0,781391938
		18,5	40	-21,5	7,079E-06	1,63E-01	2,470978269
UMTS	Horizontal	35,6	70	-34,4	3,631E-07	1,40E-01	0,480802774
		35,6	60	-24,4	3,631E-06	1,40E-01	1,520431871
		35,6	50	-14,4	3,631E-05	1,40E-01	4,808027741
		35,6	40	-4,4	3,631E-04	1,40E-01	15,20431871
	Vertical	14,1	70	-55,9	2,570E-09	1,40E-01	0,040454512
		14,1	60	-45,9	2,570E-08	1,40E-01	0,127928399
		14,1	50	-35,9	2,570E-07	1,40E-01	0,404545118
		14,1	40	-25,9	2,570E-06	1,40E-01	1,27928399
GSM900	Horizontal	33,5	70	-36,5	2,239E-07	3,16E-01	0,854251842
		33,5	60	-26,5	2,239E-06	3,16E-01	2,701381516
		33,5	50	-16,5	2,239E-05	3,16E-01	8,542518419
		33,5	40	-6,5	2,239E-04	3,16E-01	27,01381516
	Vertical	16,5	70	-53,5	4,467E-09	3,16E-01	0,12066628
		16,5	60	-43,5	4,467E-08	3,16E-01	0,381580281
		16,5	50	-33,5	4,467E-07	3,16E-01	1,206662799
		16,5	40	-23,5	4,467E-06	3,16E-01	3,815802814

Tabela 19 - Distâncias entre antenas considerando como vítima o WiMAX (QPSK ½)

		P(dBm)	Filtro(dB)	Pint(dBm)	Pint (W)	λ (m)	d (m)
WiMAX	Horizontal	27	70	-43	5,012E-08	8,57E-02	0,26566003
		27	60	-33	5,012E-07	8,57E-02	0,840090777
		27	50	-23	5,012E-06	8,57E-02	2,656600297
		27	40	-13	5,012E-05	8,57E-02	8,400907772
		27	30	-3	5,012E-04	8,57E-02	26,56600297
	Vertical	7	70	-63	5,012E-10	8,57E-02	0,026566003
		7	60	-53	5,012E-09	8,57E-02	0,084009078
		7	50	-43	5,012E-08	8,57E-02	0,26566003
		7	40	-33	5,012E-07	8,57E-02	0,840090777
		7	30	-23	5,012E-06	8,57E-02	2,656600297
GSM1800	Horizontal	35,5	70	-34,5	3,548E-07	1,63E-01	1,342359764
		35,5	60	-24,5	3,548E-06	1,63E-01	4,244914293
		35,5	50	-14,5	3,548E-05	1,63E-01	13,42359764
		35,5	40	-4,5	3,548E-04	1,63E-01	42,44914293
	Vertical	18,5	70	-51,5	7,079E-09	1,63E-01	0,189613356
		18,5	60	-41,5	7,079E-08	1,63E-01	0,599610081
		18,5	50	-31,5	7,079E-07	1,63E-01	1,896133565
		18,5	40	-21,5	7,079E-06	1,63E-01	5,996100812
UMTS	Horizontal	35,6	70	-34,4	3,631E-07	1,40E-01	1,166720865
		35,6	60	-24,4	3,631E-06	1,40E-01	3,689495328
		35,6	50	-14,4	3,631E-05	1,40E-01	11,66720865
		35,6	40	-4,4	3,631E-04	1,40E-01	36,89495328
	Vertical	14,1	70	-55,9	2,570E-09	1,40E-01	0,098167327
		14,1	60	-45,9	2,570E-08	1,40E-01	0,310432344
		14,1	50	-35,9	2,570E-07	1,40E-01	0,981673268
		14,1	40	-25,9	2,570E-06	1,40E-01	3,104323444
GSM900	Horizontal	33,5	70	-36,5	2,239E-07	3,16E-01	2,072936143
		33,5	60	-26,5	2,239E-06	3,16E-01	6,555199657
		33,5	50	-16,5	2,239E-05	3,16E-01	20,72936143
		33,5	40	-6,5	2,239E-04	3,16E-01	65,55199657
	Vertical	16,5	70	-53,5	4,467E-09	3,16E-01	0,292810013
		16,5	60	-43,5	4,467E-08	3,16E-01	0,925946563
		16,5	50	-33,5	4,467E-07	3,16E-01	2,92810013
		16,5	40	-23,5	4,467E-06	3,16E-01	9,259465628

Tabela 20 - Distâncias entre antenas considerando como vítima o WiMAX (64-QAM ¾)

Através desta formulação matemática obtiveram-se valores para as distâncias entre antenas de diferentes tecnologias em função dos filtros utilizados para o isolamento e das características das antenas e dos LNAs.

Conclui-se pela análise das tabelas que uma separação vertical entre antenas é mais vantajosa que uma separação horizontal, pois a distância é menor. Isto é devido ao facto de que os diagramas de radiação das antenas sectoriais são normalmente achatados tendo uma radiação mais forte na horizontal do que na vertical.

A separação de 120° entre antenas é também uma boa solução, sendo na maioria dos casos melhor ainda que a separação vertical. Esta co-localização é muito utilizada na sectorização das células de cobertura para a rede móvel (GSM e UMTS), pois na sectorização das células em 3 sectores as antenas da mesma tecnologia ficam separadas 120° umas das outras.

Verificou-se ainda que se tem de estabelecer um compromisso entre o filtro utilizado e a separação espacial entre as antenas. Alguns valores das distâncias, usando filtros de baixa rejeição com por exemplo 40dB, tornam-se impossíveis de obter pois estas distâncias dariam de tal maneira elevadas que já nem se poderia falar em co-localização.

Um filtro de menor rejeição poderá ser mais económico mas em contraponto também obriga a uma alocação de espaço físico maior, incrementando assim os custos de aluguer ou compra do espaço destinado ao site e poderá obrigar à instalação de mais estruturas mecânicas de suporte às antenas, aumentando assim os custos de instalação do site.

Datasheet do LNA usado para GSM900/1800 e UMTS:

RF3867



rfmd.com

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Rating	Unit
Supply Voltage	0 to +7.0	V _{DC}
Input RF Level	+10	dBm
Current Drain, I _{DD}	150 per Channel	mA
Operating Ambient Temperature	-40 to +85	°C
Storage Temperature	-40 to +150	°C



Caution! ESD sensitive device.

Exceeding any one or a combination of the Absolute Maximum Rating conditions may cause permanent damage to the device. Extended application of Absolute Maximum Rating conditions to the device may reduce device reliability. Specified typical performance or functional operation of the device under Absolute Maximum Rating conditions is not implied.

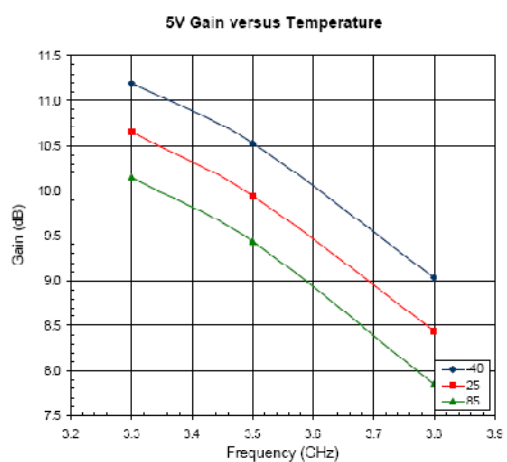
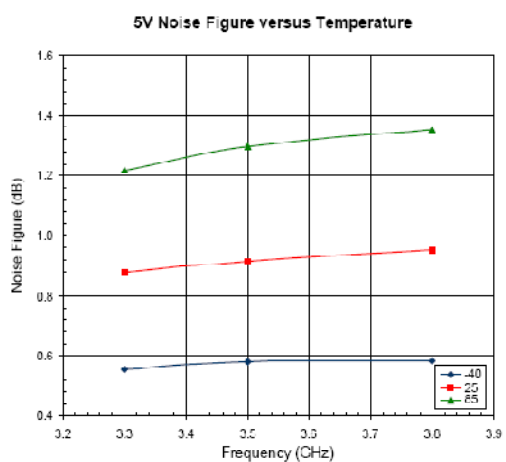
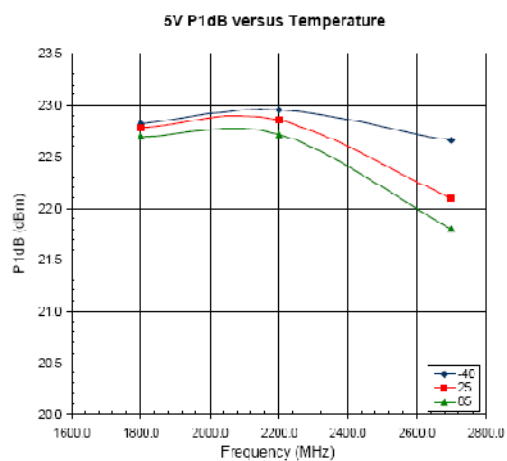
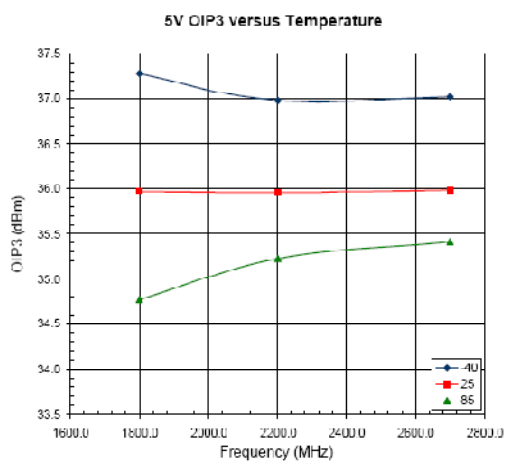
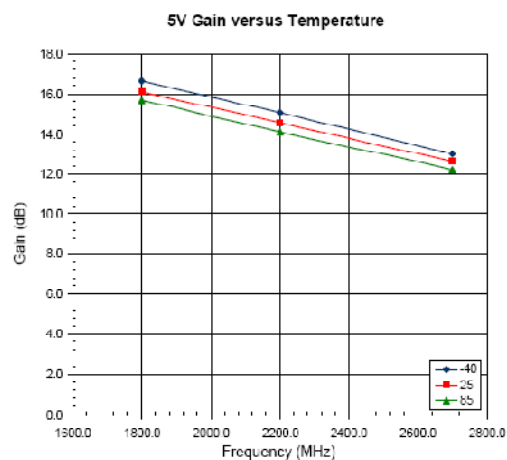
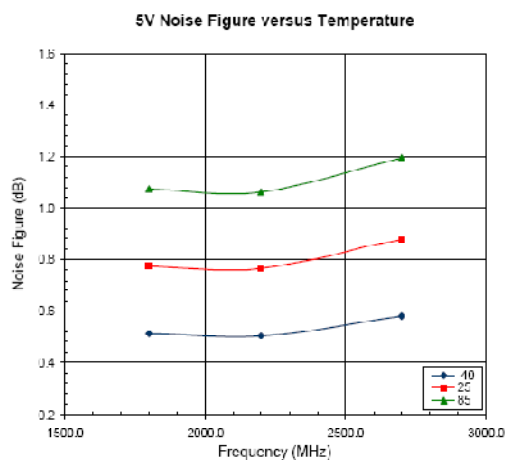
RoHS status based on EU Directive 2002/95/EC (at time of this document revision).

The information in this publication is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by RFMD or Devices, Inc. ("RFMD") for its use, nor for any infringement of patents, or other rights of third parties, resulting from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or other rights of RFMD. RFMD reserves the right to change component circuitry, recommended application circuitry and specifications at any time without prior notice.

Note 1: Max continuous RF-IN is +10 dBm. The max transient RF-IN is +20 dBm.

Parameter	Specification			Unit	Condition
	Min.	Typ.	Max.		
High Band					
Frequency	3.3		3.8	GHz	
Current		180		mA	V _{DD} =5V
Gain		10		dB	Temp=+25°C, V _{DD} =5V, I _{DD} =180mA, 3500MHz unless specified
Noise Figure		0.8		dB	
OIP3		36		dBm	f ₁ =3500MHz, f ₂ =3501MHz
OP1dB		21		dBm	
S ₁₁		-10		dB	
S ₂₂		12		dB	
Mid Band					
Frequency	1500		2700	MHz	
Current		180		mA	V _{DD} =5V
Gain	13.5	15.0	18.5	dB	+25°C, V _{DD} =5V, I _{DD} =180mA, 2000MHz unless specified
Noise Figure		0.8	1.1	dB	
OIP3	33.0	35.5		dBm	f ₁ =2000MHz, f ₂ =2001MHz
OP1dB	21.0	22.5	25.0	dBm	
S ₁₁		10		dB	
S ₂₂		-14		dB	
Low Band					
Frequency	700		1100	MHz	
Current		180		mA	V _{DD} =5V
Gain		18.5		dB	+25°C, V _{DD} =5V, I _{DD} =180mA, 850MHz unless specified
Noise Figure		1		dB	
OIP3		35		dBm	f ₁ =850MHz, f ₂ =851MHz
OP1dB		22		dBm	
S ₁₁		-10		dB	
S ₂₂		-10		dB	

RF3867



Datasheet do LNA usado para o WiMAX:



PHEMT* Low Noise Amplifier with Bypass Switch

Technical Data

Features

- Lead-free Option Available
- Operating Frequency
0.1 GHz ~ 6.0 GHz
- Noise Figure:
1.4 dB at 2 GHz
- Gain: 14 dB at 2 GHz
- Bypass Switch on Chip
Loss = -2.5 dB ($I_d < 5 \mu A$)
 $IIP_3 = +35 \text{ dBm}$
- Adjustable Input IIP_3
+2 to +14 dBm
- 2.7 V to 4.2 V Operation
- Very Small Surface Mount Package

Applications

- CDMA (IS-95, J-STD-008)
Receiver LNA
Transmit Driver Amp
- TDMA (IS-136) Handsets



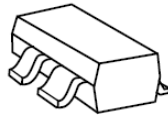
Attention:
Observe precautions for handling electrostatic sensitive devices.

ESD Machine Model (Class A)

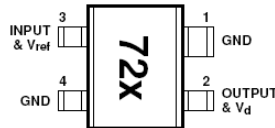
ESD Human Body Model (Class 0)

Refer to Agilent Application Note A004R: Electrostatic Discharge Damage and Control.

Surface Mount Package SOT-343 (SC-70)



Pin Connections and Package Marking



Package marking is 3 characters. The last character represents date code.

Description

Agilent's MGA-72543 is an economical, easy-to-use GaAs MMIC Low Noise Amplifier (LNA), which is designed for an adaptive CDMA receiver LNA and adaptive CDMA transmit driver amplifier.

The MGA-72543 features a minimum noise figure of 1.4 dB and 14 dB associated gain from a single stage, feedback FET amplifier. The output is internally matched to 50Ω. The input is optimally internally matched for lowest noise

figure into 50Ω. The input may be additionally externally matched for low VSWR through the addition of a single series inductor. When set into the bypass mode, both input and output are internally matched to 50Ω.

The MGA-72543 offers an integrated solution of LNA with adjustable IIP_3 . The IIP_3 can be fixed to a desired current level for the receiver's linearity requirements. The LNA has a bypass switch function, which sets the current to zero and provides low insertion loss. The bypass mode also boosts dynamic range when high level signal is being received.

For the CDMA driver amplifier applications, the MGA-72543 provides suitable gain and linearity to meet the ACPR requirements when the handset transmits the highest power. When transmitting lower power, the MGA-72543 can be bypassed, saving the drawing current.

The MGA-72543 is a GaAs MMIC, processed on Agilent's cost effective PHEMT (Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor). It is housed in the SOT343 (SC70 4-lead) package, and is part of the Agilent Technologies CDMA Advantage RF chipset.

MGA-72543

MGA-72543 Typical Performance, $T_C = 25^\circ\text{C}$, $Z_O = 50$, $V_d = 3\text{ V}$, $I_d = 20\text{ mA}$, unless stated otherwise.
 All data as measured in Figure 2 test circuit (Input & Output presented to 50Ω).

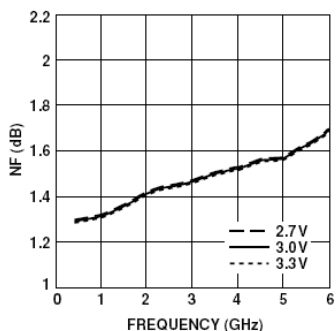


Figure 3. Minimum Noise Figure vs. Frequency and Voltage.

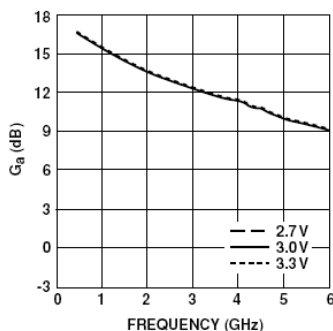


Figure 4. Associated Gain with F_{min} vs. Frequency and Voltage.

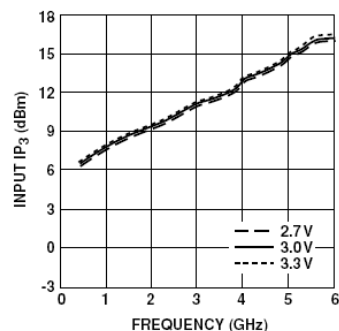


Figure 5. Input Third Order Intercept Point vs. Frequency and Voltage.

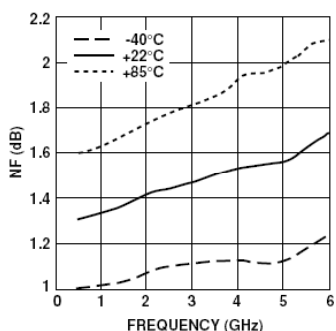


Figure 6. Minimum Noise Figure vs. Frequency and Temperature.

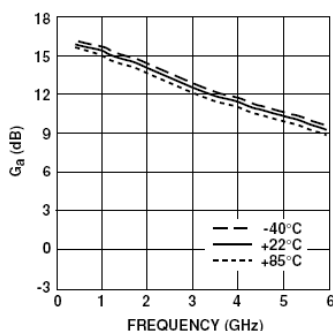


Figure 7. Associated Gain with F_{min} vs. Frequency and Temperature.

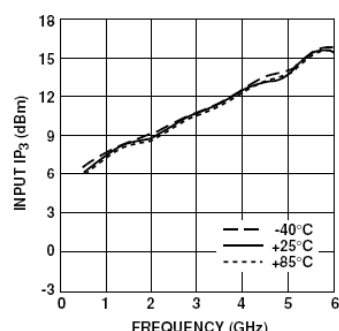


Figure 8. Input Third Order Intercept Point vs. Frequency and Temperature.

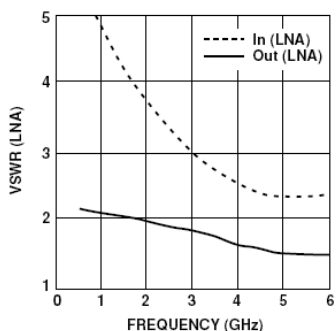


Figure 9. LNA on (Switch off) VSWR vs. Frequency.

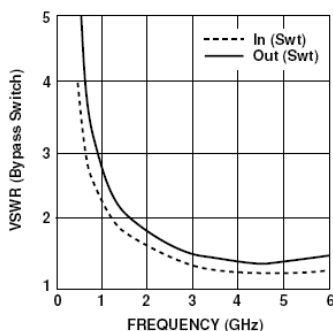


Figure 10. LNA off (Switch on) VSWR vs. Frequency.

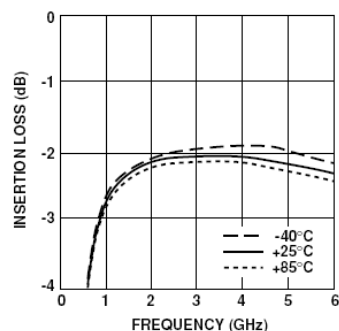


Figure 11. Insertion Loss (Switch on) vs. Frequency and Temperature.

Datasheet da BS utilizada para o WiMAX (SR Telecom):

Physical Layer Characteristics

Air Interface

802.16-2004 (software upgradeable to specific 802.16e profiles)

Frequency Ranges

1.5 GHz FDD (1427 - 1517 MHz), 2.3 GHz FDD (2300 - 2500 MHz)
2.5 GHz TDD (2500 - 2690 MHz), 2.5 GHz FDD (2500 - 2690 MHz)
3.5 GHz TDD (3300 - 3800 MHz), 3.5 GHz FDD (3300 - 3800 MHz)
10.5 GHz FDD (10.15 - 10.65 GHz)

Channel bandwidth & Peak Sector Capacity (at 64 QAM 3/4 coding)

(For TDD the capacity is the aggregate of the downlink and uplink)

1.5 FDD – 1.75 (6.5), 3.5 (13.1)
2.3 FDD – 1.75 (6.5), 3 (11.2), 3.5 (13.1), 5 (18.8), 5.5 (20.6), 6 (22.4), 7 (26.0)
2.5 TDD – 1.25 (4.7), 2.5 (9.4), 4.375 (16.3), 5 (18.8), 8.75 (32.6), 10 (37.5)
2.5 FDD – 3 (11.2), 5 (18.8), 5.5 (20.6), 6 (22.4)
3.5 TDD – 1.75 (6.5), 3 (11.2), 5 (18.8), 7 (26.0)
3.5 FDD – 1.75 (6.5), 3.5 (13.1), 7 (26.0)
10.5 FDD – 3 (11.2), 5 (18.8), 7 (26.0)

Duplexing

FDD (with H-FDD SS support)

TDD

RF access scheme

OFDM 256 FFT (software upgradeable to SOFDMA)

Adaptive modulation

64 QAM, 16 QAM, QPSK, and BPSK (7 levels)

Antenna gain

17.5 dB (typical)

Max. RF transmit power

31 dBm

Antenna

- Omni, Sectoral, or Panel
- Polarization: Vertical or dual slant $\pm 45^\circ$

Receiver sensitivity

-101 dBm (BPSK 1/2) to -84 dBm (1.75 MHz channels) (64 QAM 3/4)

8. Bibliografia

- [1] MAWREY, Robert S., **Radio Frequency interference and Antenna sites**, Unisite, sitio web: <http://www.unisite.com>
- [2] **Spectru**, ICP-ANACOM, n.º 108, Maio de 2008
- [3] PEDRO, José Carlos, **Electrónica de Rádio Freqüência – Textos de apoio**, Universidade de Aveiro, 1994
- [4] CARVALHO, Nuno Borges, **O impacto da distorção não linear** (Curso de Rádio Móvel), Universidade de Aveiro
- [5] PEDRO, José Carlos e CARVALHO, Nuno Borges, **Intermodulation Distortion in Microwave and wireless circuits**, 1st Edition, Artech House, 2003
- [6] BORREGO, José Pedro, **Estudo do impacto da distorção não linear na gestão do espectro radioelétrico**, Universidade de Aveiro, 2008
- [7] MARTINS, João Paulo, **Estudo de Técnicas de linearização em dispositivos de RF**, Universidade de Aveiro, 2004
- [8] GARD, Kevin, **Autocorrelation Analysis of Spectral Regrowth Generated by Nonlinear Circuits in Wireless Communication Systems**, University of California, San Diego, 2003
- [9] PEDRO, José Carlos e CARVALHO, Nuno Borges, **On the use of multitone techniques for assessing RF components' intermodulation distortion**, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, pp. 2393-2402, Dezembro 1999
- [10] PEDRO, José Carlos e CARVALHO, Nuno Borges, **Evaluating co-channel distortion ratio in microwave power amplifiers**, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, pp. 1777-1784, Outubro 2001
- [11] GHARAIBEH, Khaled M., GARD, Kevin e STEER, Michael, **Accurate Estimation of Digital Communication System Metrics – SNR, EVM and ρ in a Nonlinear Amplifier Environment**, ARTFG Microwave Measurements Conference, 2004
- [12] SANTOS, Rui Estanqueiro e CARVALHO, Nuno Borges, **EVM estimation in RF/Wireless components**, The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07), 2007

- [13] SHAFIK, Rishad, RAHMAN, Md. Shahriar e ISLAM, Ahm Razibul, **On the Extended Relationships Among EVM, BER and SNR as Performance Metrics**, 4th International Conference on Electrical and Computer Engineering, Dhaka (Bangladesh), 2006
- [14] **Isolation**, Relatório de um operador de telecomunicações móveis, 2001
- [15] TS 25.104 Version 3.7.0, ETSI - 3GPP 1999, June 2001
- [16] TS 100 910, **Radio Transmission and Reception**, ETSI, April 2001
- [17] **Investigation into interaction between 2/2.5G and 3G base stations**, Motorola, July 2001
- [18] **Correction of blocking test in case of co-sitting with GSM900 or GSM1800 BTS**, TMobil & Siemens, Vienna, February 2001
- [19] TS 25.101 version 3.7.0, ETSI – 3GPP 1999, June 2001
- [20] PARENTE, Cristina e MONTEIRO, Cláudio, **Co-existence requirements and installation recommendations**, Ericsson, Setembro de 2001
- [21] ETSI EG 200 053: “**Electromagnetic compatibility and Radio spectrum Matters (ERM), Radio site engineering for radio equipment and systems**”, 2004
- [22] MPT 1331: “**Code of practice for radio site engineering**”, FYLDE, June 2001
- [23] Specification for the use of structural steel in building (**BS449**), British standards institution
- [24] HIGA, Walter H., **Spurious signals generated by Electron Tunneling on Large Reflector Antennas**, proceeding of the IEEE, vol. 63, No. 2, pp. 306-313, February 1975
- [25] DENIEL R., **Isolation measurements on CELLWAVE Antennas**, Cellwave, October 2000
- [26] **Sistemas de Comunicações Móveis – Efeitos na Saúde Humana**, Circular informativa da Direcção Geral de Saúde, Dezembro de 2004
- [27] **Portaria nº 1421/2004**, Diário da República n.º 275 (Série I-B), 23 de Novembro de 2004
- [28] OLIVEIRA, Carla, **Estimação de Zonas de Exclusão para Antenas de Estação Base em Sistemas de Comunicação sem Fios**, 1.º Seminário Português da URSI (Radiocomunicações: Novos Paradigmas e Impacto na Saúde), Novembro de 2007
- [29] REBELO, João Moreira e CARVALHO, Nuno Borges, **TMA's Alleviate Cellular-Network Strain**, Wireless Systems Design Magazine, Aveiro, Maio 2004
- [30] NADER, Charles, **Design of a Power Amplifier Based on Si-LDMOS for WiMAX at 3.5 GHz**, Department of Technology, University of Gävle, Junho 2006

- [31] **Base station co-location and the RF isolation challenge**, Stay Connected – The Radio Frequency bulletin, 3rd quarter 2002
- [32] CARVALHO, Nuno Borges e MADUREIRA, Raquel Castro, **Intermodulation interference in the GSM/UMTS bands**, III Conferência de Telecomunicações, Figueira da Foz, Abril 2001
- [33] RF3867 Datasheet, **Dual Channel, Wide Bandwidth, High Linearity Low Noise Amplifier**, RF Micro Devices
- [34] MGA-72543 Datasheet, **Low Noise Amplifier with Bypass Switch**, Agilent Technologies
- [35] GHARAIBEH, Khaled, GARD, Kevin e STEER, Michael, **The Applicability of Noise Power Ratio (NPR) in Real Communication Signals**, 67th Microwave Measurements Conference, San Francisco, Junho 2006
- [36] ICP-ANACOM, **Quadro Nacional de Atribuição de Frequências**, Edição de 2007
- [37] FISTAS, N., **Spurious emissions requirements for the UAT SARP's**, Aeronautical Communications Panel, Toulouse, 2003
- [38] HASSUN, Roland et al, **Effective Evaluation of Link Quality Using Error Vector Magnitude Techniques**, IEEE Wireless Communications Conference, vol. 11-13, pp. 89-94, August 1997
- [39] PEREIRA, Tiago M. Baptista, **Overview of WiMAX**, Instituto de Telecomunicações, Aveiro, Setembro 2007
- [40] HELFENSTEIN, Markus et al, **Error Vector Magnitude (EVM) Measurements for GSM/EDGE Applications Revised under Production Conditions**, IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. 5, pp. 5003-5006, May 2005