

Departamento de Ciências e Tecnologias da Informação

Medição do campo próximo de antenas e outras estruturas

João de Sena Baptista Pimentel Marcos

Dissertação submetida como requisito parcial para obtenção do grau de

Mestre em Engenharia de Telecomunicações e Informática

Orientador:

Doutor Jorge M. L. L. Rodrigues da Costa, Professor Auxiliar com Agregação
ISCTE-IUL

Co-orientador:

Doutor Mário Gonçalo M. V. Silveirinha, Professor Auxiliar
Universidade de Coimbra

Junho, 2011

Resumo

Quis-se estudar uma técnica que contribuísse para a melhoria dos resultados de medição das três componentes cartesianas do campo próximo.

Começou por se conceber um sistema para medição do campo próximo de qualquer objecto que emita radiação electromagnética. Para isso, fez-se uma aplicação para controlo de um posicionador de grande precisão e de um analisador vectorial de circuitos. Construíram-se as sondas de campo eléctrico e campo magnético. O sistema foi testado com sucesso para antenas, circuitos em *microstrip* e estruturas metamateriais.

Para algumas antenas, aplicou-se um método para recuperação das componentes cartesianas do campo próximo. São necessárias três medições para três orientações da antena que diferem de 120° entre si. Os valores medidos são introduzidos como argumentos de um sistema de equações que devolve o valor complexo de cada componente cartesiana.

Como a sonda e o próprio posicionador interferem com a medida, estudou-se o impacto da introdução de uma lente de metamaterial entre a sonda e a antena. Comprovou-se que para as frequências de projecto a lente é capaz de transportar da sua interface de entrada para a sua interface de saída o campo próximo radiado pela antena. Isto tem a grande vantagem de evitar as interferências sonda-antena.

Para três medições com a lente, e usando o mesmo método que antes, voltou a calcular-se as componentes do campo próximo, que se revelaram agora mais exactas.

Por fim, observaram-se os resultados do cálculo do campo distante, com base nestas medidas de campo próximo.

Palavras-chave: radiação electromagnética, campo-próximo, lente de metamaterial, campo-distante, antenas

Abstract

The goal of this work was to study a novel technique to measure all the components of the near-field. First of all a near-field scanner was designed. For that purpose, a very accurate mechanical positioner and a vector network analyzer were used, controlled by C++ application. Electric and magnetic probes were fabricated and the system was successfully tested for antennas, microstrip circuits and special metamaterial structures.

The proposed method was validated in different scenarios. Three measurements are required for three antenna orientations that differ by 120° . The measured values are the input for an equations system that returns a complex value for each Cartesian component.

As the probe and the positioner itself interfere with near-field, it was studied the impact of introducing a metamaterials lens between the probe and the antenna. It was shown that the lens is able to transport the antenna near-field from its input to its output interface. This has the potential advantage of reducing the probe-antenna coupling. In particular, the retrieved near-field with the lens may be more accurate than in a direct measurement without the lens. The far-field of several test antennas was characterized using the measured near-field.

Keywords: electromagnetic radiation, near-field, metamaterials lens, far-field, antennas.

Agradecimentos

Agradeço ao meu orientador, o Professor Jorge Costa, e ao meu coorientador, o Professor Mário Silveirinha, o apoio inextinguível, a confiança e a disponibilidade incondicional para o encaminhamento do trabalho, o esclarecimento de dúvidas e a verificação e discussão de resultados, além de um amplo conjunto de pertinentes sugestões, que enriqueceram em grande medida o projecto aqui apresentado.

Não posso deixar de fazer referência a todos os colegas do Laboratório de Microondas, no pólo de Coimbra do Instituto de Telecomunicações, pela ajuda que me souberam dar sempre que precisei. Agradeço em particular ao Tiago Morgado, com quem colaborei na construção de alguns protótipos que depois foram usados como casos de estudo do sistema de medidas por mim projectado. É ainda de justiça fazer notar, que a ele e ao professor Mário Silveirinha, se deve o estudo teórico do método da recuperação das componentes cartesianas do campo próximo, aplicado em vários casos neste trabalho.

Outro colega a quem devo um especial agradecimento é o Stanislav I. Maslovski, sempre interessado na evolução dos trabalhos e que me deu uma preciosa ajuda na construção da sonda de campo magnético e na dedução de algumas das equações usadas. Com ele e com o professor Mário Silveirinha tive algumas importantes discussões de resultados.

Não posso esquecer também a inestimável ajuda do Jorge Alves no projecto do dipolo impresso de meio comprimento de onda de 2 GHz, bem como na montagem de alguns *setups* de medidas.

A família e os amigos mais chegados sabem que o que lhes devo não cabe nestas linhas e que lhes agradecerei um a um, pessoalmente.

Dedico este trabalho aos meus quarto avós: a avó Ana Augusta, a avó Alda Nazaré, o avô Francisco António e o falecido avô Eduardo.

Índice

Índice	I
Índice de Figuras	III
Lista de acrónimos.....	VI
Capítulo1. Introdução	1
1.1 Enquadramento e Motivação.....	1
1.1.1 Regiões do campo electromagnético.....	2
1.1.2 Caracterização de antenas e outras aplicações das medições de campo próximo	4
1.1.3 Algumas características do diagrama de radiação	6
1.1.4 Metamateriais	8
1.1.5 Lente de metamaterial	10
1.2 Estado da Arte	13
1.2.1 Medições de campo próximo.....	14
1.2.2 Cálculo do campo distante a partir do campo próximo.....	17
1.3 Objectivos.....	18
1.4 Estrutura da Tese	20
Capítulo 2. Sistema de Medidas Desenvolvido	23
2.1 Arquitectura do Sistema.....	24
2.1.1 Analisador Vectorial de Circuitos.....	25
2.1.2 Posicionador mecânico.....	27
2.1.3 Computador controlador.....	28
2.2 Software de controlo: aplicação “IT Near-Field Scanner”	28
2.2.1 Interface gráfico.....	28
2.2.2 Software Controlador do posicionador mecânico.....	30
2.2.3 Software Controlador do Analisador vectorial de redes	30
2.2.4 Unidade de pós-processamento	31
2.3 Sondas de campo eléctrico e magnético	33
2.4 Validação do sistema de medidas.....	34
2.4.1 Antena Dipolo de meio comprimento de onda impresso (1 GHz)	35
2.4.2 Antena Yagi-Uda	37
2.4.3 Stub impresso.....	38
2.4.4 Guia de Ondas de fios cruzados.....	39
2.4.5 Lente de focagem.....	40
Capítulo 3. Método de recuperação das componentes cartesianas do campo próximo a partir de três medições independentes	42
3.1 Descrição do método analítico	43
3.2 Validação experimental do método de caracterização do campo próximo de antenas através de três medidas independentes	44
3.2.1 Dipolo impresso de meio comprimento de onda	45
3.2.1.1 Resultado das medições de campo próximo do dipolo impresso.....	45
3.2.1.2 Resultado da recuperação das três componentes cartesianas do campo próximo do dipolo impresso.....	46
3.2.2 Antena do tipo “slot”: antena XETS.....	48
3.2.2.1 Resultado das medições de campo próximo da antena XETS.....	49
3.2.2.2 Resultado da recuperação das três componentes cartesianas do campo próximo da antena XETS	51
Capítulo 4. Medição do campo próximo usando uma lente metamaterial	52

4.1. Dispositivos de “imaging”	53
4.2 Lente de fios inclinados	54
4.3. Resultados experimentais do campo próximo com recurso à lente de metamaterial	57
4.3.1 Antena de dipolo de meio comprimento de onda impressa (1 GHz).....	57
4.3.1.1 Resultado das medições de campo próximo do dipolo com a lente de metamaterial	57
4.3.1.2 Resultados da recuperação das componentes cartesianas do campo próximo do dipolo de 1 GHz com lente.....	58
4.3.2 Antena de dipolo de meio comprimento de onda impressa (2 GHz).....	59
4.3.2.1 Resultado das medições de campo próximo do dipolo de 2 GHz com a lente de metamaterial	60
4.3.2.2 Resultados da recuperação das componentes cartesianas do campo próximo do dipolo de 2 GHz com lente.....	61
4.3.3 Antena do tipo “slot”: antena XETS	62
4.3.3.1 Resultado das medições de campo próximo da antena XETS com a lente de metamaterial	62
4.3.3.2 Resultados da recuperação das componentes cartesianas do campo próximo da antena XETS com lente.....	63
Capítulo 5. Caracterização do campo distante a partir do campo próximo	64
5.1 Obtenção do campo distante a partir das componentes tangenciais do campo próximo	65
5.2 Limitações das técnicas de medição de campo próximo num plano quando usado para calcular o padrão de radiação.....	67
5.3. Resultados experimentais do cálculo do campo distante a partir das componentes tangenciais do campo próximo.....	69
5.3.1 Resultados de campo distante sem lente	70
5.3.1.1 Cálculo do campo distante da antena dipolo de meio comprimento de onda a partir do campo próximo recuperado sem a lente.....	70
5.3.1.2 Cálculo do campo distante da antena XETS a partir do campo próximo recuperado sem a lente	73
5.3.2 Resultados de campo distante com lente.....	76
5.3.2.1 Cálculo do campo distante da antena dipolo de meio comprimento de onda a partir do campo próximo recuperado com a lente	76
5.3.2.1 Cálculo do campo distante da antena XETS a partir do campo próximo recuperado com a lente	79
5.3.3 Campo distante calculado a partir de campo próximo do simulador.....	82
5.3.3.1 Cálculo do campo distante do dipolo de meio comprimento de onda a partir do campo próximo calculado pelo simulador computacional.....	83
Capítulo 6. Conclusões	87
Referências bibliográficas.....	89
Anexos	93
Anexo A. Dedução do sistema de equações para obtenção das três componentes do campo eléctrico a partir da medição de apenas uma componente do campo para três posições da antena.....	93
Anexo B. Desenvolvimento matemático para a obtenção da equação do campo distante...	97
Anexo C. Casos de utilização da DLL <i>RobotController</i>	100

Índice de Figuras

Figura 2. Regiões do campo electromagnético	4
Figura 5. Três exemplos de lentes <i>wire-medium</i>	11
Figura 6. Esquema da rotação de 120° entre as três posições que a antena em teste (dipolo balanceado) deve tomar para a medição de três componentes do campo eléctrico linearmente independentes.....	12
Figura 7. Medição de campo próximo junto a um circuito integrado para inspecção de possíveis fontes de interferência electromagnética	14
Figura 8. Geometrias de Aquisição de dados para medição de campo próximo.	16
Figura 9. Diagrama de blocos do algoritmo convencional da transformação de campo próximo em campo distante.....	18
Figura 10. Sistema de Medição de Campo Próximo do IT-Coimbra.....	23
Figura 11. Arquitectura do Sistema automático para medição do campo electromagnético na zona próxima de uma antena ou de outra estrutura.....	24
Figura 13. Analisador vectorial de circuitos (VNA). Modelo ZVB20 da Rohde & Schwarz.	26
Figura 15. <i>Form</i> principal da aplicação de medição do campo próximo onde se escolhem alguns dos parâmetros da medida	29
Figura 16. <i>Form</i> para posicionar o braço robótico que transporta a sonda na posição de início de varrimento.	29
Figura 17. Campo eléctrico na zona próxima de um dipolo de 915 MHz, excitado com um sinal a 1 GHz.....	32
Figura 18. Sensores de campo eléctrico e campo magnético.	33
Figura 19. Geometria da sonda de campo magnético	34
Figura 22. Geometria da antena Yagi-Uda com os seus três elementos característicos	38
Figura 25. Guia de ondas de fios cruzados desenhado no simulador e protótipo do guia de ondas de fios cruzados, com resultados de medições.....	40
Figura 26. Lente de Focagem desenhada no simulador, instante da medição da distribuição do campo magnético na superfície da lente com o sistema automático de medidas, diagrama do percurso do feixe que sai da fonte e resultados de medições.....	41
Figura 27. Esquema da relação (ângulo de rotação) entre as três posições da antena (dipolo impresso balanceado) para as quais é necessário medir uma mesma componente do campo eléctrico para que se possam recuperar todas as componentes cartesianas do campo próximo e instante de medição da componente E_α do campo eléctrico junto à antena de dipolo fabricada, para uma das três posições da antena.....	42
Figura 28. Sistema de eixos de referência com indicação da componente α e instante da medição da componente E_α do campo eléctrico do dipolo impresso de meio comprimento de onda.	43
Figura 29. Sistema de eixos de referência com a representação do sistema de eixos (x^{AUT} , y^{AUT} , z) da antena rodada θ° em torno do eixo z	43
Figura 30. Medição do campo eléctrico próximo do dipolo impresso de meio comprimento de onda. A antena está rodada de 120° em relação a uma posição de referência.	45
Figura 31. Resultados da medição do campo próximo do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) para três posições da antena.....	46
Figura 32. Três componentes do campo próximo da antena de dipolo impressa de meio comprimento de onda calculadas com o método descrito no capítulo 4.	47

Figura 33. Três componentes do campo próximo da antena de dipolo impressa de meio comprimento de onda (1 GHz) obtidos no simulador computacional (para comparação com os resultados calculados).....	47
Figura 34. Protótipo da antena XETS sem cabo de alimentação e com o cabo de alimentação	48
Figura 36. Resultados da medição do campo próximo da antena XETS para três posições da antena.....	50
Figura 38. Três componentes do campo próximo da antena XETS calculadas com o método descrito no capítulo 4.....	51
Figura 39. Três componentes do campo próximo da antena XETS obtidos no simulador computacional	51
Figura 41. Vista de topo da lente de fios inclinados e vista da entrada da lente num caso de utilização para transporte do campo próximo de uma antena de dipolo impressa.....	55
Figura 42. Campo próximo medido à saída da lente para três posições da antena de dipolo 1 GHz.....	58
Figura 43. Três componentes cartesianas do campo próximo da antena de dipolo impressa de meio comprimento de onda calculadas com o método descrito no capítulo 2, com a introdução da lente de metamaterial entre a sonda e a antena.....	59
Figura 44. Antena de dipolo de meio comprimento de onda a 2GHz: projecto da antena feito no simulador (CST) e protótipo fabricado.....	60
Figura 45. Campo próximo medido à saída da lente para três posições da antena de dipolo de 2 GHz.....	60
Figura 46. Três componentes cartesianas do campo próximo da antena de dipolo impressa de meio comprimento de onda a 2 GHz calculadas com o método descrito no capítulo 2, com a introdução da lente de metamaterial entre a sonda e a antena	61
Figura 47. Três componentes do campo próximo da antena de dipolo impressa de meio comprimento de onda a 2 GHz obtidos no simulador computacional	61
Figura 48. Campo próximo medido à saída da lente para três posições da antena XETS.. ..	62
Figura 49. Três componentes do campo próximo da antena XETS calculadas com o método de recuperação das componentes cartesianas, partindo de medições feitas com a lente de fios inclinados	63
Figura 50. Fotografia de uma câmara anecóica da Schneider Electric	65
Figura 52. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 2.5^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente.	71
Figura 53. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 20^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente.	71
Figura 54. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 40^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente.	72
Figura 55. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 60^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente.	72
Figura 56. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 80^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente.	73
Figura 57. Campo distante da antena XETS para $\theta = 2.5^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente.	74
Figura 58. Campo distante da antena XETS para $\theta = 20^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente.	74
Figura 59. Campo distante da antena XETS para $\theta = 40^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente.	75
Figura 60. Campo distante da antena XETS para $\theta = 60^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente.	75

Figura 61. Campo distante da antena XETS para $\theta = 80^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente.	76
Figura 62. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 2.5^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente.	77
Figura 63. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 20^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente.	77
Figura 64. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 40^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente.	78
Figura 65. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 60^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente.	78
Figura 66. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 80^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente.	79
Figura 67. Campo distante da antena XETS para $\theta = 2.5^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente.	80
Figura 68. Campo distante da antena XETS para $\theta = 20^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente.	80
Figura 69. Campo distante da antena XETS para $\theta = 40^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente.	81
Figura 70. Campo distante da antena XETS para $\theta = 60^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente.	81
Figura 71. Campo distante da antena XETS para $\theta = 80^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente.	82
Figura 72. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) para $\theta = 2.5^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com o simulador (CST).	84
Figura 73. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) para $\theta = 20^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com o simulador (CST).	84
Figura 74. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) para $\theta = 40^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com o simulador (CST)	85
Figura 75. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) para $\theta = 60^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com o simulador (CST)	85
Figura 76. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) para $\theta = 80^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com o simulador (CST).	86

Lista de acrónimos

AUT – *Antenna Under Test* (Antena em Estudo)
CAD - Computer aided design
CST - Computer Simulation Technology®
DARPA - Defense Advanced Research Projects Agency
DLL - Dynamic link library
DUT – *Device Under Test* (Dispositivo em Estudo)
EMI - Electromagnetic interference
FFT – Fast Fourier Transform
GPIB - General Purpose Interface Bus
GPS – Global Positioning System
HF – High Frequency
IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers
IP – Internet Protocol
IT – Instituto de Telecomunicações
LAN – Local Area Network
MIT - Massachusetts Institute of Technology
PWS – Plane-wave superposition
RFID – Radio-Frequency Identification
SAR – Specific Absorption Rate (Taxa de absorção específica)
USB – Universal Serial Bus
VISA - Virtual Instrument System Architecture
VNA – Vector Network Analyzer (Analisador vectorial de circuitos)
XETS – Crossed Exponentially Tapered Slot

Capítulo 1. Introdução

1.1 Enquadramento e Motivação

Sistemas de comunicações pessoais móveis, sistemas automáticos de pagamento de portagens, sistemas de difusão televisiva e radiofónica, sistemas para recepção de informação via satélite e sistemas de acesso sem fios à Internet, são alguns exemplos da presença massiva de antenas no mundo que conhecemos. No entanto, constituem um pequeno segmento dos sistemas de antenas que se vão desenvolvendo. Antenas mais complexas são usadas em ligações que exigem alto desempenho: sistemas de radar, sistemas de navegação (ex: GPS, Galileu), sistemas para transmissão de informação meteorológica, sistemas biomédicos (ex: recepção da sequência de imagens enviada pela cápsula endoscópica), antenas para estudos científicos, etc.¹

Tantos como os exemplos da sua aplicação são a variedade de antenas que se podem projectar: monopolos, dipolos, agregados, parabólicas, cornetas, antenas do tipo *patch* ou do tipo *slot*, etc. A antena é escolhida em função da aplicação, que pode ter necessidade de uma antena omnidireccional ou antes, exigir que esta seja muito directiva, que pode necessitar de uma polarização linear ou então circular ou oblíqua, apenas para dar alguns exemplos.

Para que se saiba que antena escolher é preciso conhecer as suas características. Por vezes é necessário projectar novas antenas que vão ao encontro de necessidades específicas. A caracterização de antenas é, pois, uma tarefa comum em telecomunicações. Aliás, qualquer fabricante tem que disponibilizar as características de radiação da antena que apresenta ao mercado: largura de banda, ganho, perdas de retorno, polarização, padrão de radiação em espaço livre, etc.

As antenas não radiam igualmente em todas as direcções, daí que um parâmetro importante de uma antena seja a taxa de potência radiada em função de um ângulo relativo a um dado eixo de rotação da antena. Este parâmetro é habitualmente apresentado através de um diagrama bidimensional ou tridimensional (Fig. 1)² e também é conhecido como padrão de radiação.

¹ Cfr. [Collin]

² Imagem retirada de [CST -Picture]

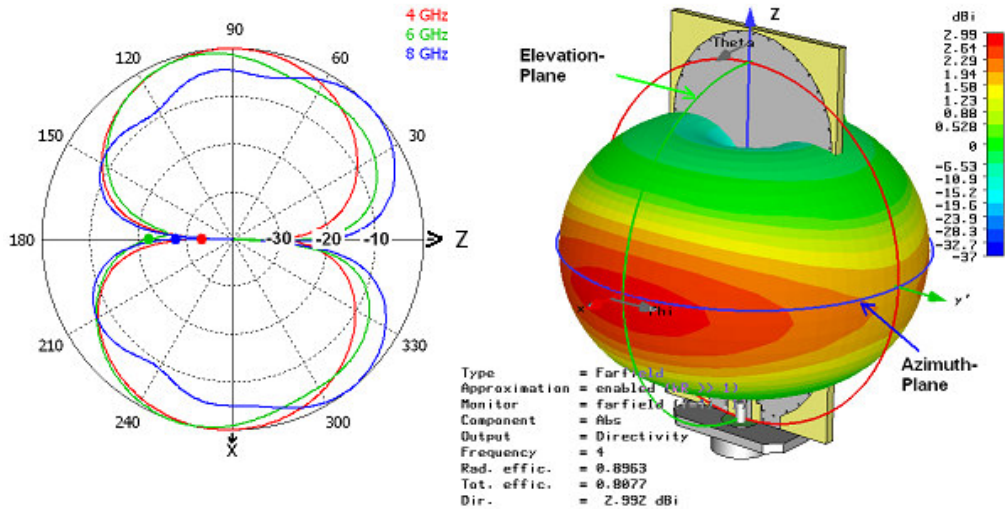


Figura 1. Diagrama de radiação de uma antena de dipolo circular (impressa) de ultra banda larga

O padrão de radiação é um diagrama bastante útil, que indica a distribuição da energia electromagnética no espaço. David Pozar define-o³ como uma representação gráfica do valor da intensidade do campo na zona distante em função da posição à volta da antena, a uma distância fixa desta.

1.1.1 Regiões do campo electromagnético

Por “zona distante” entende-se, em teoria das antenas, a região que está longe (em número de comprimentos de onda) da antena. Nesta zona o padrão de radiação não altera a sua forma com a distância (embora os campos ainda se atenuem à taxa de $1/R$ - sendo R a distância à antena -, e portanto a potência diminui à proporção de $\frac{1}{R^2}$).

Se a dimensão máxima da antena for D, então têm que ser satisfeitas as três condições seguintes para que possa considerar que se está na zona do campo distante:

$$\begin{aligned}
 R &> \frac{2D^2}{\lambda} \\
 R &\gg D \\
 R &\gg \lambda
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

³ [Pozar] Pág. 637.

A primeira e a segunda equações acima garantem que a potência radiada numa certa direcção a partir de diferentes partes da antena é aproximadamente paralela. Isto ajuda a garantir que os campos na região do campo distante se comportam como ondas planas. A terceira equação é a condição que salvaguarda que se está numa zona apenas com campos radiantes que se atenuam com a distância à taxa de $\frac{1}{R}$, já referida. É que perto de uma antena a radiar há campos reactivos (ver Fig. 2), cujo campo eléctrico (E) e magnético (H) tipicamente se atenuam a $\frac{1}{R^2}$ e $\frac{1}{R^3}$.

Quando a distância R não cumpre alguma das condições do conjunto de equações de Eq. (1) está-se na “zona próxima”. A região mesmo junto à antena é denominada região do campo próximo reativo. Nesta zona os campos são predominantemente reactivos, o que significa que o campo eléctrico e o campo magnético estão desfasados de 90° um do outro (lembre-se que para os campos que se propagam, E e H são ortogonais mas estão em fase). A fronteira desta região é geralmente dada por $R < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$, como se indica na Fig. 2. Ultrapassada esta fronteira os campos reactivos não são dominantes e começam a emergir os campos radiantes (ou propagantes). Está-se na zona do campo próximo radiante. Aqui, ao contrário da região do campo distante, a forma do padrão de radiação pode variar apreciavelmente com a distância⁴.

O campo próximo radiante é habitualmente delimitado pela equação: $0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < R < \frac{2D^2}{\lambda}$.

⁴ Cfr. [Antenna-Theory]

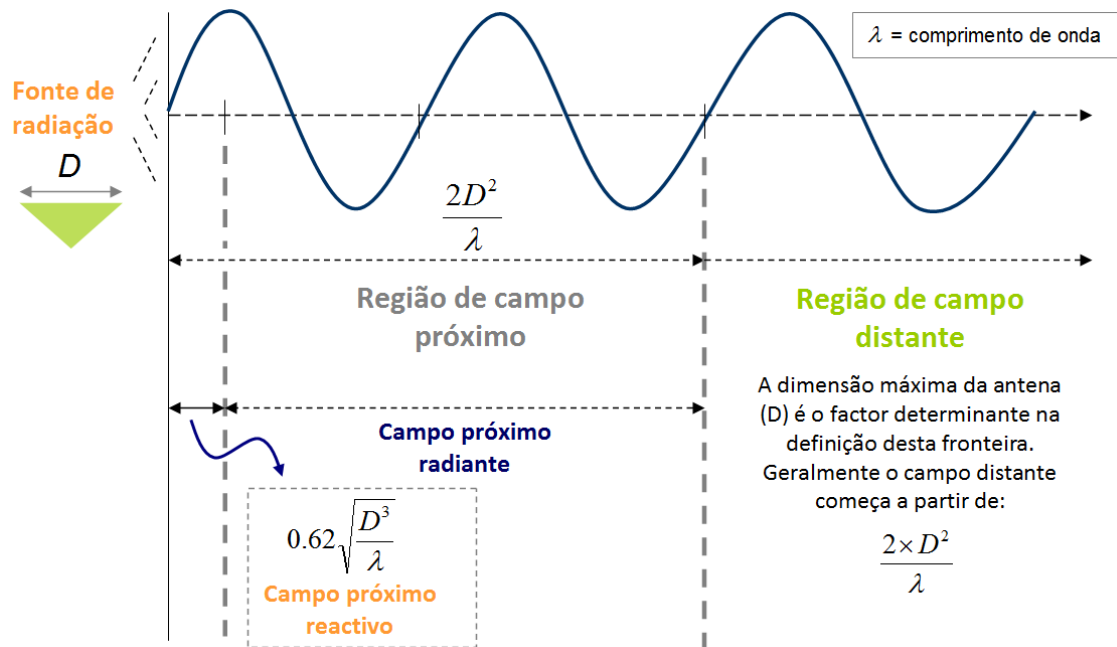


Figura 2. Regiões do campo electromagnético: zona próxima (campo próximo reactivo e radiante) e zona distante

Assim, designa-se por “campo próximo” o campo electromagnético enquanto se encontra na “zona próxima” da antena e por “campo distante” o mesmo campo quando já se propaga na “zona distante”.

O termo “campo próximo” é usado não apenas em relação a antenas, mas para qualquer objecto que radie um campo electromagnético nas suas imediações, de forma a poder ser medido na “zona próxima” por uma antena receptora que sirva de sonda.

1.1.2 Caracterização de antenas e outras aplicações das medições de campo próximo

Uma vez que a teoria da propagação electromagnética está bem estabelecida há mais de século, a caracterização da radiação de antenas pode ser feita analiticamente e por computação numérica. Apesar disso, há antenas que por terem uma estrutura especialmente complexa e pelos modos de excitação que apresentam, não podem ser analisadas analiticamente, tendo de recorrer-se a medições. Independentemente destes casos, os resultados experimentais são muitas vezes necessários para validar os resultados teóricos e avaliar a qualidade da antena fabricada.

O teste e a avaliação do desempenho de antenas na zona distante pode ser feito quer em ambientes interiores, quer em ambientes exteriores, ambos com limitações associadas. No exterior está-se sujeito às condições climatéricas e interferência electromagnética, enquanto no interior pode haver restrições de espaço.

A medição directa do campo distante (na zona distante) pode não ser prática. A distância para o campo distante pode ser grande, quando não é mesmo impraticável deslocar a antena em testes para essa região. Além disso, o tempo necessário para coligir os dados (tempo de medida) pode ser demasiado elevado. Outra desvantagem da medição directa do campo distante prende-se com as reflexões e interferências indesejadas do ambiente envolvente.

Para minimizar estas interferências usam-se câmaras anecóicas, revestidas de materiais que absorvem a radiação. Acontece que, ainda assim, dependendo do comprimento de onda em causa, há antenas que necessitariam de câmaras muito grandes e necessariamente caras, para que fosse feita a medição na sua “zona distante”.

A possibilidade de calcular analiticamente a intensidade do campo distante partindo apenas de medições na região próxima da antena torna-se muito vantajosa. Estas medições são conhecidas por “medições de campo próximo” e são exactamente o alvo do estudo desta dissertação.

Uma das vantagens da medição de campo próximo é, desde logo, a redução nas dimensões da instalação de medida. Isto permite que as medições sejam realizadas no ambiente interior e controlado de um laboratório, além da simplicidade e redução de custos que isso significa. Outras vantagens são a precisão conseguida e a possibilidade de se caracterizar uma antena num tempo razoável.

O estudo de técnicas que possam melhorar as medições de campo próximo, como o que se faz neste trabalho, tem entre os seus objectivos finais, a caracterização mais rápida e exacta do comportamento de antenas, a um preço bastante mais barato.

Além disso, as medições de campo próximo são muito úteis em laboratórios onde é feita investigação em electromagnetismo, pois muitas vezes é conveniente a comprovação experimental de certos fenómenos estudados analiticamente ou já simulados em computador.

Alguns desses fenómenos podem observar-se olhando para a distribuição do campo electromagnético junto à superfície da estrutura em estudo, o que é possível com sistemas de medição de campo próximo. Há ainda estudos relacionados com aplicações nas quais se pretende trabalhar com o campo próximo. Por exemplo, os cartões de identificação de acesso por radiofrequência (RFID), onde se deve determinar qual a zona de cobertura (“campo próximo”) da antena do leitor.

A mais-valia que se pôde acrescentar ao laboratório com a possibilidade de efectuar demonstrações experimentais com recurso a um sistema de medição de campo próximo foi, sem dúvida, uma das principais motivações para o presente trabalho.

1.1.3 Algumas características do diagrama de radiação

Já se referiu a grande utilidade do padrão de radiação na caracterização de uma antena.

Alguas das características da radiação de uma antena a que há que dar atenção são o seu ganho, o Vector de *Poynting* – diferente forma de representar o diagrama de radiação -, a largura do feixe principal, a relação lóbulos secundários (*sidelobe envelope*), a eficiência do feixe e a polarização (linear, circular ou elíptica).

O “padrão da antena”⁵ é definido pela norma IEEE como “a distribuição espacial de uma quantidade que caracteriza o campo electromagnético gerado por uma antena”. Habitualmente é feita a representação da distribuição angular de uma das possíveis “quantidades” que caracterizam o campo. Em coordenadas esféricas (Fig. 3), apresenta-se a distribuição dessa “quantidade” para a posição θ e ϕ , fixada uma distância ‘ r ’.

⁵ Crf. [TDK RF]

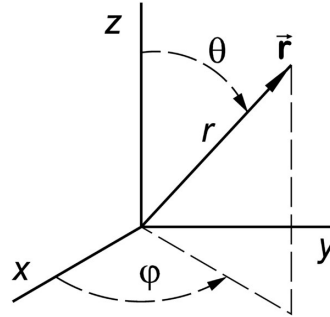


Figura 3. Sistema de eixos habitualmente usado no cálculo e representação da distribuição do campo electromagnético. Estão representadas quer as coordenadas cartesianas, quer as coordenadas esféricas.

As “quantidades” que geralmente interessa observar são a densidade do fluxo de potência, a intensidade da radiação, a directividade, o ganho, a fase, a polarização e a força do campo (eléctrico ou magnético).

Concretamente, o “padrão de radiação” é uma representação da distribuição angular da densidade de potência radiada no campo distante. Isto é, para campos sinusoidais em regime estacionário, é um diagrama da parte real da componente radial do *vector de Poynting*:

$$W(\theta, \varphi) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \left| \vec{E}(\theta, \varphi) \times \vec{H}^*(\theta, \varphi) \right| \quad (\text{W / m}^2) \quad (2)$$

Onde \vec{E} e \vec{H} são representações (fasoriais) dos vectores do campo eléctrico e magnético, respectivamente.

No campo distante a densidade de fluxo de potência e a intensidade da radiação são idênticas; o vector de *Poynting* é puramente real e direcciona-se radialmente. Assim, o padrão de radiação pode ser simplesmente considerado como a representação da tendência de uma antena para radiar energia electromagnética em função da direcção, na região do campo distante.

Embora a informação do padrão de radiação seja de natureza tridimensional (Fig. 4 b)), são muitas vezes apresentados dois planos característicos (apesar de um ou dois planos não descreverem completamente as características de radiação da antena). Os planos geralmente escolhidos são os planos que contêm, além da direcção de máxima radiação, o vector do

campo eléctrico (plano E), Fig. 4 c), e o vector do campo magnético (plano H), Fig. 4 d). Para antenas do tipo dipolo, ao primeiro também se chama padrão em elevação e ao segundo padrão em azimute. Veja-se de seguida um exemplo do padrão de radiação de um dipolo de meio comprimento de onda:

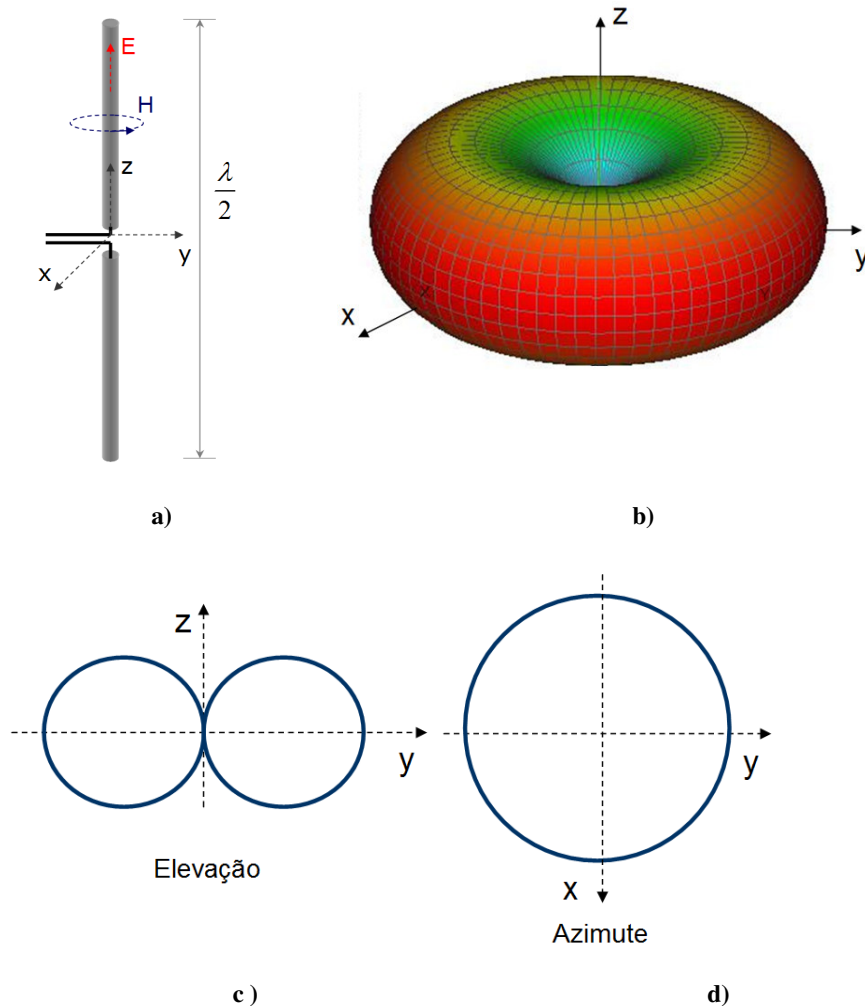


Figura 4. a) Dipolo de meio comprimento de onda. b) Padrão de radiação tridimensional do dipolo de meio comprimento de onda. c) Padrão de radiação do dipolo de meio comprimento de onda em elevação: corresponde a um corte do padrão tridimensional no plano do campo eléctrico (E). d) Padrão de radiação do dipolo de meio comprimentos de onda em azimute: corresponde a um corte do padrão tridimensional no plano do campo magnético (H).

1.1.4 Metamateriais

Parece oportuno explicar brevemente o conceito de “metamaterial”, uma vez que parte deste projecto passou pela utilização de uma “lente de metamaterial”.

Os metamateriais são materiais artificiais que apresentam propriedades macroscópicas não convencionais⁶.

Em electromagnetismo os metamateriais têm merecido muita atenção nos últimos anos (estudo, desenho, desenvolvimento e aplicação).

A palavra metamaterial é atribuída a Rodger M. Walser⁷ que a definiu da seguinte forma: “os metamateriais são compósitos macroscópicos feitos pelo homem com um arquitectura celular periódica e tridimensional, desenhados para produzir uma combinação otimizada, não disponível na natureza, de duas ou mais respostas a uma excitação específica”.

O programa de investigação em metamateriais da DARPA define o metamaterial como “um compósito projectado pelo homem que apresenta propriedades superiores não observáveis na natureza ou nos materiais constituintes. As propriedades superiores do metamaterial são o resultado da engenharia das suas construções”⁸.

Há duas características que parecem poder tirar-se destas e outras definições de metamateriais: não serem observáveis nos materiais constituintes e na natureza.

Quando se fala de um metamaterial electromagnético, acrescenta-se geralmente que o tamanho médio, p , de uma unidade celular (também chamada “meta-átomo” ou “átomo fotónico”) deve ser muito menor que o comprimento de onda de trabalho, podemos dizer *sub-lambda* ($p \ll \lambda$). Alguns autores⁹ vão mais longe e propõem uma regra que identifique claramente o que é um dispositivo metamaterial electromagnético, a que chamam uma *condição (ou limite) de homogeneidade efectiva*: $p \leq \lambda / 4$.

Se esta condição é satisfeita a estrutura comporta-se como um material real, no sentido em que as ondas electromagnéticas são cegas aos pormenores da grelha que constitui essa estrutura e apenas são afectadas pelos parâmetros constitutivos médios (também chamados

⁶ [Sihvola]

⁷ [Walser]

⁸ [Darpa]

⁹ [Caloz]

efectivos ou macroscópicos), bem definidos, e que dependem da natureza das unidades elementares da estrutura. A estrutura é, assim, “electromagneticamente uniforme” ao longo da direcção de propagação.

Os parâmetros constitutivos são a permissividade, ϵ , e a permeabilidade, μ , que estão relacionadas com o índice de refacção, n : $n = \pm\sqrt{\epsilon_r\mu_r}$, onde ϵ_r e μ_r são a permissividade e permeabilidade relativas, que se relacionam com a permissividade e permeabilidade em espaço livre por $\epsilon_0 = \frac{\epsilon}{\epsilon_r} = 8.854 \times 10^{-12} \text{ F/m}$ e $\mu_0 = \frac{\mu}{\mu_r} = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ respectivamente.

Uma das propriedades encontradas apenas nos metamateriais é a propriedade da refacção negativa. Este fenómeno foi estudado teoricamente pela primeira vez em 1968 por Victor Veselago¹⁰ e foi demonstrado experimentalmente por David Smith¹¹ para uma frequência de 5 GHz, no ano 2000. Quando tanto a permissividade eléctrica (ϵ) como a permeabilidade magnética (μ) efectivas de um material são negativas, ocorre refacção negativa.

Metamateriais cujas unidades elementares sejam fios metálicos constituem meios de propagação designados por *wire-medium*.

Uma das aplicações dos metamateriais é em dispositivos de imagiologia (“imaging”). Outras, são a miniaturização de componentes, a redução do tamanho de antenas, o fabrico de guias de onda compactos, de dispositivos de detecção de objectos escondidos, de filtros sub-*lambda* ou mesmo o *cloaking*.

1.1.5 Lente de metamaterial

Nos últimos anos foi demonstrada¹² a possibilidade de usar meios constituídos por fios metálicos bons condutores (*wire-medium*) para manipular o campo próximo, transportando-o para a saída de uma estrutura dimensionada para captá-lo à entrada, ultrapassando-se assim o

¹⁰ [Veselago]

¹¹ [Smith]

¹² [Belov], [Silveirinha] e [Belov 2]

limite de difracção associado a observações no campo distante. Pode chamar-se lentes a estas estruturas que transportam sinal electromagnético de um interface para outro interface. A Fig. 5 mostra três lentes, a título de exemplo: uma lente de fios inclinados (usada neste projecto) para 1 GHz e duas lentes testadas no hospital universitário de Liège no contexto da imagiologia por ressonância magnética, que operam a 123 MHz.

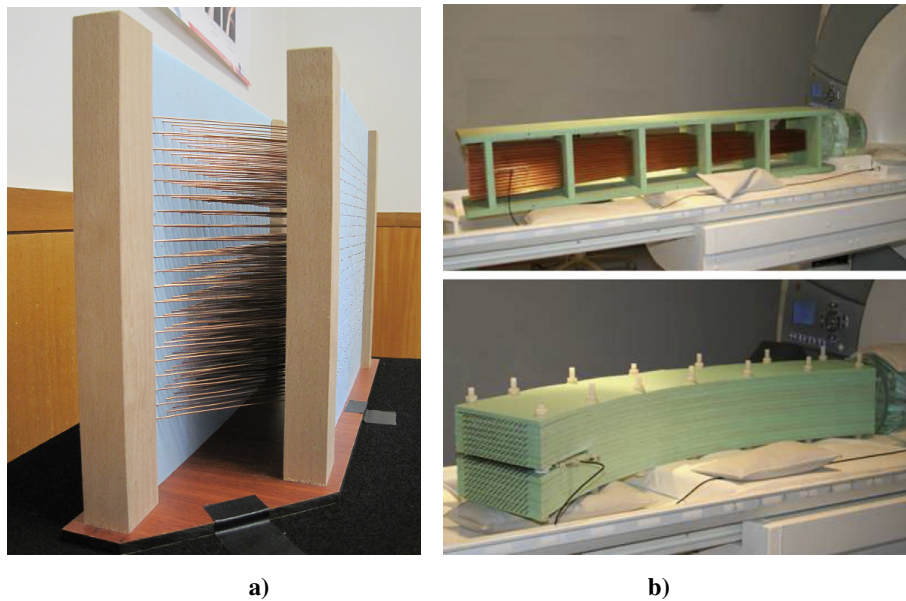


Figura 5. Três exemplos de lentes *wire-medium*: a) Lente de fios inclinados projectada para operar a 1 GHz e b) Lentes *wire-medium* testadas num aparelho de imagiologia de ressonância magnética (MRI) a 123 Mhz. A lente da imagem de cima tem as duas interfaces alinhadas na mesma direcção mas com diferentes áreas – diferente espaçamento entre os fios metálicos - (lente divergente), e a lente da imagem de baixo é curvilínea. Fotografias retiradas do artigo com a referência [Radu].

Lembre-se que o campo próximo contém os detalhes de dimensões características inferiores ao comprimento de onda da radiação, e que com uma lente convencional não é possível observá-lo, uma vez que está associado a harmónicos espaciais evanescentes, que decaem exponencialmente em espaço livre.

O princípio de funcionamento de uma lente como a referida (estrutura metamaterial com fios metálicos como elementos periódicos) é a recuperação dos campos evanescentes junto ao objecto iluminado (ou fonte), que têm um desvanecimento muito rápido na direcção de propagação, amplificando-os no interior de uma estrutura com índice de refacção negativa. Concretamente, a utilização de uma matriz de fios metálicos cuidadosamente dimensionada pode constituir uma “lente” com resolução inferior a λ (resolução sub- λ). Demonstrou-

se¹³ que este tipo de “lente *wire-medium*” mantém as suas propriedades se os fios metálicos estiverem inclinados relativamente à interface (Fig.5a)), permitindo o transporte da componente do campo eléctrico paralela aos fios através de uma projecção oblíqua.

Isto sugeriu que poderia ser possível recuperar componentes do campo próximo que não se conseguiriam obter com uma lente em que os fios são perpendiculares à interface da lente. Esta descoberta levou a que se fizesse o estudo¹⁴ e a demonstração experimental¹⁵ - enquadrado no plano de trabalhos desta tese - da possibilidade de obter todas as componentes do campo próximo, independentemente da polarização do campo, pela medição do campo próximo à saída da lente em três situações que permitam a medição de três componentes linearmente independentes: tendo a lente de metamaterial numa posição de referência e rodando-a por duas vezes em torno da direcção perpendicular ao plano de interface. Na demonstração experimental referida, em vez de se rodar a lente, rodou-se a antena em estudo (dipolo), que equivale ao mesmo. A Fig. 6 esquematiza uma possível relação (rotação da antena de 120° entre cada medida) entre as três posições que a antena tem que tomar para que se meçam três componentes linearmente independentes.

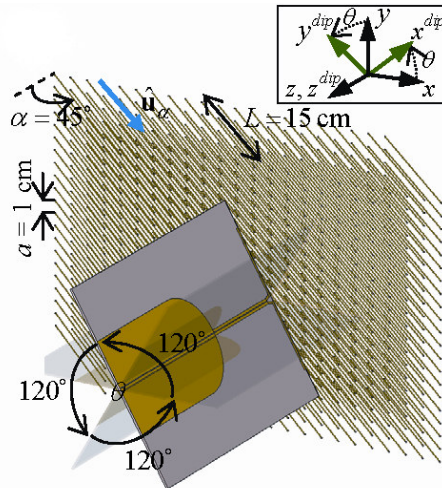


Figura 6. Esquema da rotação de 120° entre as três posições que a antena em teste (dipolo balanceado) deve tomar para a medição de três componentes do campo eléctrico linearmente independentes. Foi esta lente de “fios inclinados” e a técnica das três medidas, tal como se descreveu, que se quis integrar num sistema de medição de campo próximo, tendo em vista, concretamente, as

¹³ [Morgado 2]

¹⁴ [Morgado 2]

¹⁵ [Morgado]

suas possíveis vantagens na caracterização de antenas baseada em medições de campo próximo: partindo da distribuição do campo electromagnético junto à antena calcula-se a intensidade da sua radiação para diferentes direcções do espaço. A lente permite obter as duas componentes do campo próximo tangenciais à direcção de propagação que são imprescindíveis para obter analiticamente a distribuição do campo electromagnético na zona distante.

1.2 Estado da Arte

Desde há meio século que se foram desenvolvendo sistemas de medição de campo próximo, com várias finalidades. Em primeiro lugar a caracterização de antenas, mas também medições de compatibilidade electromagnética ou como instrumento auxiliar de investigação. Na Fig. 7, apresenta-se uma imagem publicada no *site*¹⁶ da Fraunhofer ENAS, com uma imagem CAD da instalação de medição de campo próximo (à direita), um pormenor da sonda junto a um circuito integrado (à esquerda e em baixo) e o resultado da medição sob a forma de uma imagem com a distribuição do campo eléctrico (à esquerda e em cima). Neste caso está-se à procura de possíveis fontes de interferência electromagnética (EMI) contidas em objectos que radiam quer activa ou passivamente, como é o caso dos circuitos mistos de sinal analógico e digital.

¹⁶ Imagem retirada a 16 de Maio de 2011 do site:

http://www.enas.fraunhofer.de/EN/abteilungen/ase/dienstleistung/nahfeld_messungen/index.jsp

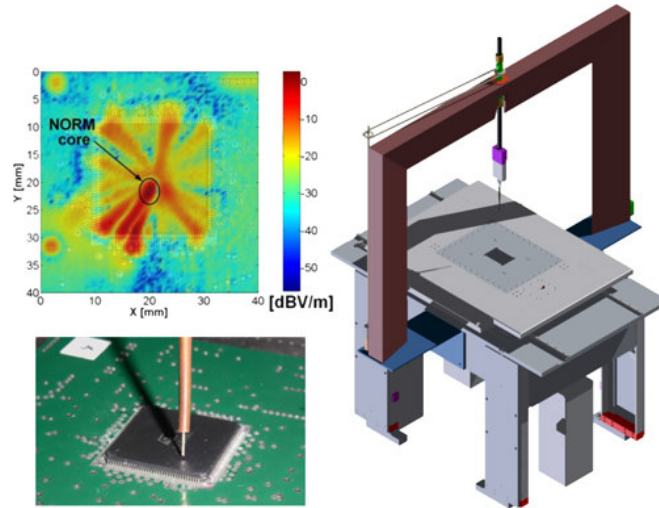


Figura 7. Medição de campo próximo junto a um circuito integrado para inspeção de possíveis fontes de interferência electromagnética.

O que torna atractivo este tipo de medições é conseguir-se, sem ser necessário contacto com o circuito, obter informação espacial da localização das fontes de EMI, bem como das frequências a que ocorrem. Isto permite rápidas correcções de erros de desenho na raiz do problema¹⁷.

Por seu lado, a caracterização de antenas passa pela obtenção do seu padrão de radiação (cálculo da distribuição do campo electromagnético na “zona distante” da antena) que pode ser feito através de duas metodologias: a medição directa na zona distante, colocando a antena a caracterizar nessa zona, ou o cálculo analítico do campo na zona distante a partir do campo electromagnético medido junto à antena (na “zona próxima”).

1.2.1 Medições de campo próximo

Pensa-se¹⁸ que o primeiro sistema de medição de antenas na zona próxima foi o “*plotter automático de frente de onda de antenas*” construído à volta de 1950 por Barret e Barnes¹⁹ do *Air Force Cambridge Research Center*.

¹⁷ Cfr. [Fraunhofer]

¹⁸ [Yahghjian]

¹⁹ [Barret e Barnes]

Uma boa perspectiva da evolução das medições de campo próximo pode encontrar-se em dois artigos do final dos anos 80, na revista *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*²⁰, em que se vê claramente que a caracterização de antenas foi o objectivo impulsionador desta tecnologia.

Podem distinguir-se quatro períodos: o período experimental sem calibração de sonda (1950-1961); o período das primeiras teorias de calibração de sonda (1961-1975), o período em que as primeiras teorias foram levadas à prática (1965-1975), e o período da transferência de tecnologia (1975-1985), altura em que à volta de 50 sistemas de medição de campo próximo foram instalados pelo mundo fora²¹.

Todos os trabalhos experimentais dos primeiros tempos assumiam simplesmente que a sonda media uma componente rectangular do vector eléctrico ou magnético no campo próximo. Não muito depois, já se aplicavam factores de correcção aproximados para entrar em linha de conta com as dimensões finitas da sonda e com a sua distância ao campo próximo. Em 1961 foi proposta uma solução rigorosa para o problema da calibração da sonda em duas dimensões, usando funções de onda cilíndrica para expandir o campo da antena em teste, mas ondas planas para caracterizar a sonda. Foi, contudo, apenas em 1963 que se publicou a primeira solução rigorosa e completa do problema da calibração de sonda em três dimensões, na monografia de Kerns, do *National Bureau of Standards*, que é ainda hoje um trabalho de referência na teoria das medições de campo próximo num plano: “Teoria da matriz de espalhamento de onda plana de antenas e de interacções antena-antena”²². Houve depois desenvolvimentos ulteriores de técnicas para correcção de erros relacionados com a sonda para varrimentos em superfícies cilíndricas e esféricas, bem como a aplicação de teoremas de amostragem para o cálculo do espaçamento entre pontos de medição. Na Fig. 8 podem ver-se as geometrias clássicas de varrimento no campo próximo. Desde logo, a aquisição numa superfície plana com amostragem em pontos de uma grelha rectangular (Fig.8 a):

²⁰ [Yahghijan] e [Joy]

²¹ Cfr. [Yahghijan]

²² [Kerns]

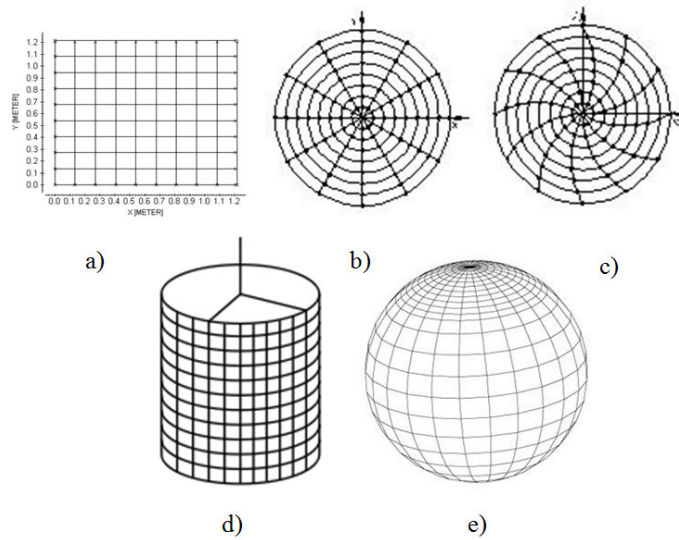


Figura 8. Geometrias de Aquisição de dados para medição de campo próximo. Nos esquemas da figura, os cruzamentos entre linhas correspondem aos pontos onde são feitas medições.
a) Planar rectangular, b) Planar polar, c) Planar bipolar, d) Cilíndrica e e) Esférica

Outras geometrias possíveis de aquisição de dados na zona próxima são o deslocamento da sonda num plano, mas com uma amostragem polar (Fig. 8 b)) ou bipolar (Fig. 8 c)) e ainda a aquisição cilíndrica (Fig. 8 d)) ou numa superfície esférica (Fig. 8 e)).

Relativamente à teoria, cedo foi usada a expansão do campo electromagnético em ondas planas no domínio espectral de Booker e Clemmow²³ para a caracterização completa dos campos numa superfície plana conhecendo apenas as componentes tangenciais do campo eléctrico. Foi definida a taxa de amostragem mínima do campo próximo em função da distância do plano de medida à sonda.

Introduziram-se medidas de caracterização da sonda, que mediam a amplitude e fase das suas componentes tangenciais, mediante um posicionador esférico, para compensação de erros associados ao sensor. A necessidade de medidas precisas do ganho e polarização do campo próximo da sonda levaram a desenvolvimentos da técnica das três antenas para medições de ganho, estendendo-a também para a medição da polarização. A necessidade de sistemas automatizados era óbvia, numa época em que os computadores pessoais se tornavam mais acessíveis²⁴. Foi, pois, a partir desta altura que se desenvolveram métodos eficientes de

²³ [Booker e Clemmow]

²⁴ Cfr. [Joy]

computação (por exemplo, o recurso à FFT – *Fast Fourier Transform* - para cálculo de alguns integrais), que se instalaram sistemas de controlo automático de deslocamento da antena em teste e da sonda, que se começaram a usar lasers para medir com exactidão a posição da sonda e que foram realizados os primeiros estudos, quer teóricos, quer experimentais e mesmo computacionais, de análise de erros associados às medições²⁵.

1.2.2 Cálculo do campo distante a partir do campo próximo

Após vários anos de desenvolvimento e avaliação por parte de indústrias independentes, os sistemas de medição no campo próximo tornaram-se a solução de eleição para a caracterização de antenas, por contraposição às medições directamente na zona distante. A medição de intensidades do campo nos lóbulos secundários 50 dB abaixo do lóbulo principal e precisões dos posicionadores na ordem dos sub-miliradianos tornaram-se habituais. Os sistemas convencionais de medição no campo distante, muitas vezes não conseguem esta exactidão²⁶.

Os sistemas de medição no campo próximo medem a energia na região de radiação (Fig. 2 - campo próximo radiante), e convertem estas medidas no campo distante através da transformada de Fourier.

A melhoria dos sistemas foi constante e actualmente há muitas soluções comerciais de medição do campo próximo, muitas delas orientadas à para a caracterização de antenas, como as das empresas Satimo, Nearfield Systems Inc., Cuming Microwave Corporation, Microwave Instrumentation Technologies, Speag, System Planning Corporation, Geozondas, entre outras. Algumas das empresas referidas são membros de uma associação norte americana dedicada ao desenvolvimento, aplicação e disseminação dos últimos avanços em antenas, sistemas de radar e tecnologias de medição relacionadas, a *Antenna Measurement Techniques Association*.

Os vários sistemas comerciais são constituídos pelos elementos indispensáveis em medidas automáticas e precisas: a sonda, o posicionador da sonda, o equipamento que faz a medida,

²⁵ Cfr. [Yahghjian]

²⁶ Cfr. [Nearfield Systems Inc.]

um computador de controlo e *software* de processamento dos dados. Quando a finalidade é obter o padrão de radiação de uma antena, os procedimentos habituais, que partem das medições de campo próximo, podem elenar-se no diagrama de blocos²⁷ da Fig. 9:

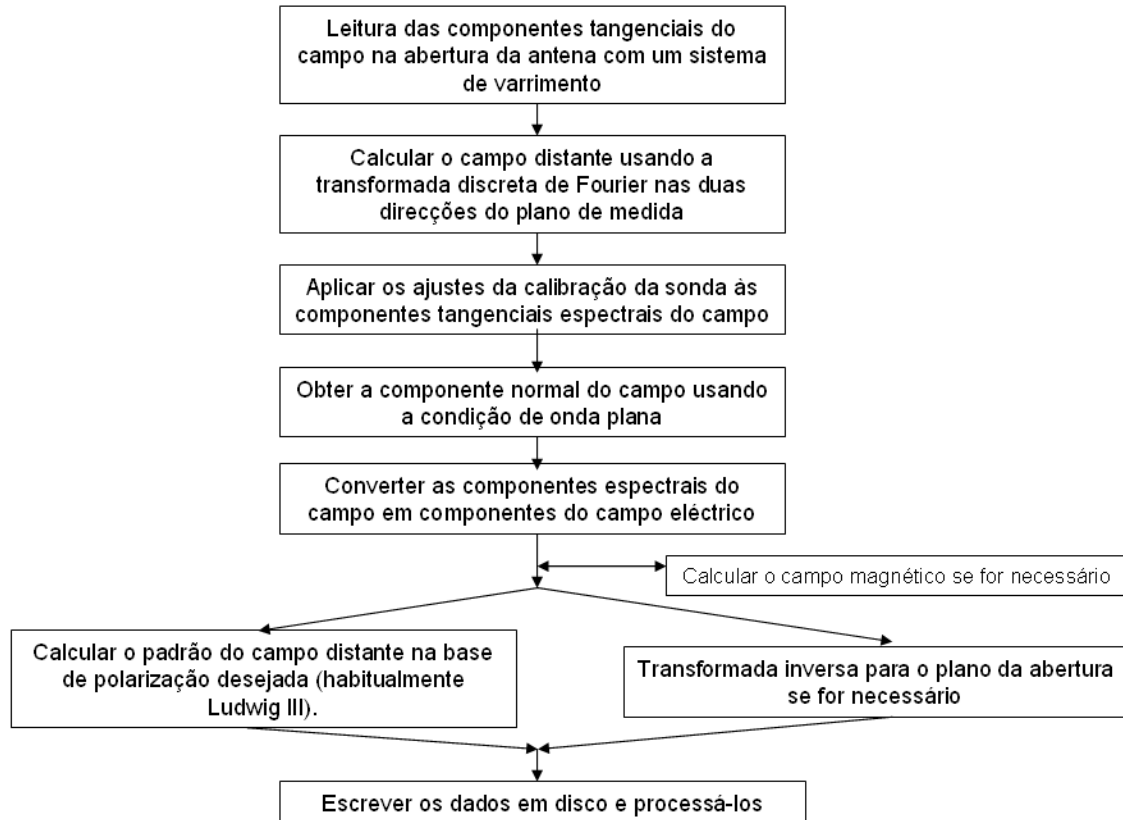


Figura 9. Diagrama de blocos do algoritmo convencional da transformação de campo próximo em campo distante.

Destes blocos, aquele de que foi alvo o presente trabalho, e que também serve de instrumento base para a caracterização de antenas através de técnicas de medição no campo próximo, foi o primeiro bloco: a leitura mais correcta possível das componentes do campo eléctrico (ou magnético) na zona próxima de antenas ou outras estruturas.

1.3 Objectivos

Quis-se com este trabalho estudar uma técnica mais exacta de medição do campo electromagnético na zona próxima. A técnica tem como resultado a recuperação das

²⁷ Cfr. [Gregson], Pág. 117.

componentes cartesianas do campo próximo de uma antena (concretamente para a antena de dipolo de meio comprimento de onda) e consiste, brevemente, em medir por três vezes a mesma componente do campo, mas tendo a antena em três posições diferentes e aplicando finalmente um sistema linear de equações, que relaciona as três medidas com as componentes que se querem calcular.

Uma das motivações para este estudo foi a constatação da dificuldade em conseguir sensores de campo eléctrico que consigam filtrar uma só componente do campo. Para os sensores convencionais dá-se o acoplamento de componentes, que pode ser evitado usando a técnica referida acima e que se explicará em detalhe mais à frente.

O objectivo principal deste projecto era, então, conseguir fazer a medição mais exacta possível do campo electromagnético na superfície de estruturas radiantes.

Desde logo, era necessário conceber um sistema automático de medidas do campo electromagnético na “zona próxima”, o que constituiu a primeira meta. De entre os tipos clássicos de medição de “campo próximo”, optou-se pela medição ao longo de uma grelha rectangular (Fig. 8 a)), permitindo medições quer em planos verticais, quer em planos horizontais, para diferentes áreas e taxas de amostragem.

A realização de um sistema deste tipo passa pelo desenvolvimento de uma aplicação que controle e sincronize o posicionamento das sondas e a aquisição das medidas.

Para o posicionamento exacto das sondas (que permitisse uma boa repetibilidade) pensou-se num braço robótico industrial de seis eixos. Teve que tratar-se da comunicação entre o controlador desse robô e a aplicação desenvolvida.

Como é natural, era necessário fazer pedidos ao equipamento de medida (ex: aquisição dos parâmetros de dispersão) a partir da aplicação. Isto representou outra tarefa bem definida. Usou-se um instrumento sofisticado, um analisador vectorial de redes, cujo fabricante disponibiliza *drivers* para controlo remoto.

O sistema desenvolvido incluiria ainda uma unidade de pós-processamento dos dados adquiridos, guardados em disco em tempo de execução.

Além da medição directa do campo próximo junto das estruturas em estudo (antenas ou outras), fez-se também a verificação experimental da vantagem da utilização de uma lente metamaterial para uma extracção mais exacta das componentes do campo próximo de uma antena. A ideia era usar também a técnica de recuperação das várias componentes do campo com base num único sensor, mas acrescentar precisão ao sistema ao afastar a sonda da antena. A estrutura fabricada (a lente de metamaterial), colocada entre a antena e a sonda, garantiria que não seria perdida informação do campo próximo, pelas suas características de canalização dos harmónicos evanescentes. Este constituiu outro objecto do trabalho.

O maior rigor com que se obtém o campo próximo terá certamente influência na exactidão do cálculo do padrão de radiação, em técnicas que usem apenas o campo próximo. Neste sentido, também se fez a manipulação dos dados do campo próximo de duas antenas para a obtenção do seu campo distante. Não estava dentro do âmbito deste projecto fazer um estudo exaustivo do campo distante. Ainda assim, pareceu natural dar um passo mais, na aplicação das técnicas de recuperação de campo próximo antes estudadas.

1.4 Estrutura da Tese

Esta dissertação divide-se em seis capítulos, dos quais o primeiro é a introdução. Os conceitos necessários à melhor compreensão do texto foram aí explicados: as regiões do campo electromagnético, a caracterização de antenas e outras aplicações das medições de campo próximo, os metamateriais e a lente de fios inclinados de metamaterial. Deu-se ainda uma breve perspectiva da evolução dos sistemas de medição de campo próximo, com particular ênfase no cálculo do campo distante. Também se referiram as motivações e quais os objectivos do projecto.

O capítulo 2 é dedicado ao sistema automático de medição de campo próximo que se projectou e construiu. No subcapítulo 2.1 dá-se uma panorâmica da arquitectura do sistema. No subcapítulo 2.2 trata-se da aplicação desenvolvida e são apresentados alguns *screen shots*, chamando a atenção para certas funcionalidades. No subcapítulo 2.3 mostra-se as sondas que foram fabricadas para a medição do campo eléctrico e magnético. O subcapítulo 2.4 apresenta cinco casos de utilização do sistema de medidas para os quais se mediu a distribuição do

campo eléctrico ou magnético num plano e que serviram de validação do sistema: na secção 2.4.1, a antena impressa de meio comprimento de onda a 1 GHz; na secção 2.4.2 uma antena Yagi-Uda; na secção 2.4.3 um *stub* impresso; na secção 2.4.4 um guia de ondas feito de um metamaterial e na secção 2.4.5 uma lente de focagem também construída com um metamaterial.

No capítulo 3 apresenta-se o método para recuperação das componentes cartesianas do campo próximo com base em três medições independentes. O subcapítulo 3.1 introduz o método analítico e no subcapítulo 3.2 é apresentada a validação experimental deste método usando duas antenas: um dipolo de meio comprimento de onda (subcapítulo 3.2.1) e uma antena do tipo *slot* (subcapítulo 3.2.2). Estes subcapítulos divide-se por sua vez em outros dois subcapítulos que apresentam, respectivamente, os resultados directos das três medições independentes (o 3.2.1.1 para o dipolo e o 3.2.2.1 para a antena do tipo *slot*) e os resultados da recuperação das componentes cartesianas (o 3.2.1.2 para o dipolo e o 3.2.2.2 para a antena do tipo *slot*).

O capítulo 4 explica porque é que as lentes de metamaterial podem ser usadas como dispositivos de “imaging” (subcapítulo 4.1), apresenta detalhes da lente de fios inclinados que foi usada para testar melhorias nos resultados das medidas de campo próximo (subcapítulo 4.2) e tem um último subcapítulo (4.3) com resultados experimentais. Estes resultados referem-se a medições iguais às efectuadas para as duas antenas do subcapítulo 3.2, mas agora com a lente de metamaterial entre a sonda e a antena. Além disso, é apresentado também o campo próximo de um dipolo de meio comprimento de onda a 2 GHz (subcapítulo 4.3.2), pois se quis confirmar a capacidade teórica da lente de transportar o campo próximo radiado em comprimentos de onda múltiplos de metade do comprimento de onda de projecto da lente (1 GHz), como é o caso para 2 GHz. Também neste capítulo, os subcapítulos que correspondem às três diferentes antenas (4.3.1, 4.3.2 e 4.3.3), se dividem em novos subcapítulos, como no subcapítulo 3.2.

No capítulo 5 descreve-se a transformação de campo próximo em campo distante, para a obtenção do padrão de radiação fazendo apenas medidas na zona próxima (subcapítulo 5.1), apontam-se algumas limitações desta técnica para o caso de medições num plano (subcapítulo 5.2) e finalmente (no subcapítulo 5.3) apresentam-se resultados experimentais do cálculo do campo distante segundo o método descrito no subcapítulo 5.1, para a antena de dipolo (1

GHz) e para a antena do tipo *slot*, para dois casos distintos: no subcapítulo 5.3.1 para dados de campo próximo obtidos sem a lente e no subcapítulo 5.3.2 para campo próximo obtido na presença da lente de metamaterial. Em ambos os subcapítulos são apresentados nos mesmos gráficos, para comparação, as curvas do campo distante calculado pelas equações do subcapítulo 5.1 e as curvas do campo distante calculado pelo simulador. Há ainda um subcapítulo 5.3.3 com resultados de campo distante para o caso em que o campo próximo usado é obtido pelo simulador computacional. Neste caso é ainda acrescentada às duas curvas dos gráficos anteriores uma curva com resultados de campo distante calculados com as equações de uma aproximação alternativa, baseada nas conhecidas fontes de Huygens.

Finalmente, no capítulo 6, são tiradas algumas conclusões e referidos possíveis trabalhos a desenvolver no futuro.

Capítulo 2. Sistema de Medidas Desenvolvido

O sistema que se pretendia desenvolver era semelhante a soluções comerciais disponíveis no mercado para medições de campo próximo. Na Fig. 10 pode ver-se o sistema já concretizado:

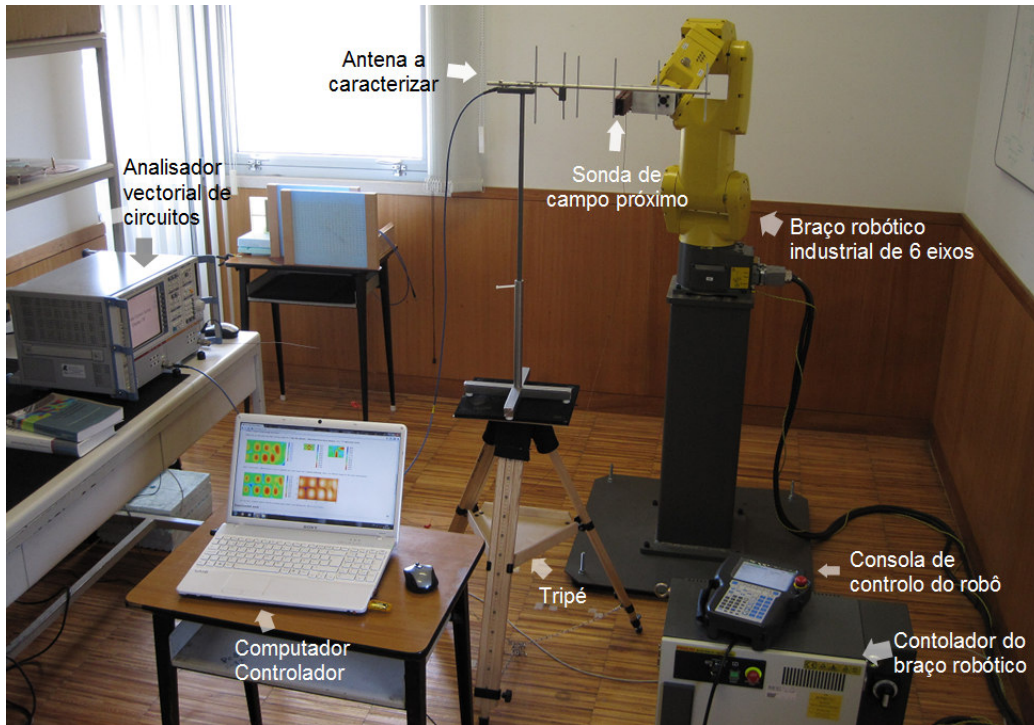


Figura 10. Sistema de Medição de Campo Próximo do IT-Coimbra, projectado e concretizado no âmbito deste projecto. A antena em teste é uma antena Yagi-Uda para 915 MHz.

O projecto descrito ao longo desta dissertação foi desenvolvido no laboratório de Microondas do pólo de Coimbra do Instituto de Telecomunicações.

Neste laboratório é feito o estudo teórico e a simulação computacional do comportamento de antenas e estruturas constituídas por metamateriais²⁸ (guia de ondas compacto, lentes de *imaging*, lentes de focagem, grelha de confinamento de campo, etc.).

O actual trabalho teve como um dos seus objectivos munir o laboratório de um instrumento de medidas, que permita a obtenção de resultados experimentais que validem o estudo analítico e as simulações.

²⁸ Na introdução da dissertação é explicado o conceito de metamaterial.

Concretamente, assim como já é possível analisar os resultados das simulações em computador, por exemplo a distribuição do campo eléctrico (amplitude e fase) junto à estrutura em estudo, será possível medir essa mesma distribuição para os protótipos que se construam e comparar os dois resultados.

Tratou-se de iniciar uma nova fase na vida do laboratório, em que à já bem estabelecida e profícua metodologia de investigação científica fundamental, se vem juntar a vertente experimental, menos explorada até aqui.

2.1 Arquitectura do Sistema

Como se referiu na introdução, optou-se pelo projecto de um sistema de medição de campo próximo ao longo de um plano.

Na Fig. 11 pode ver-se a arquitectura do sistema instalado, que é composto essencialmente por um analisador vectorial de circuitos, por um posicionador e por um computador que controla ambos.

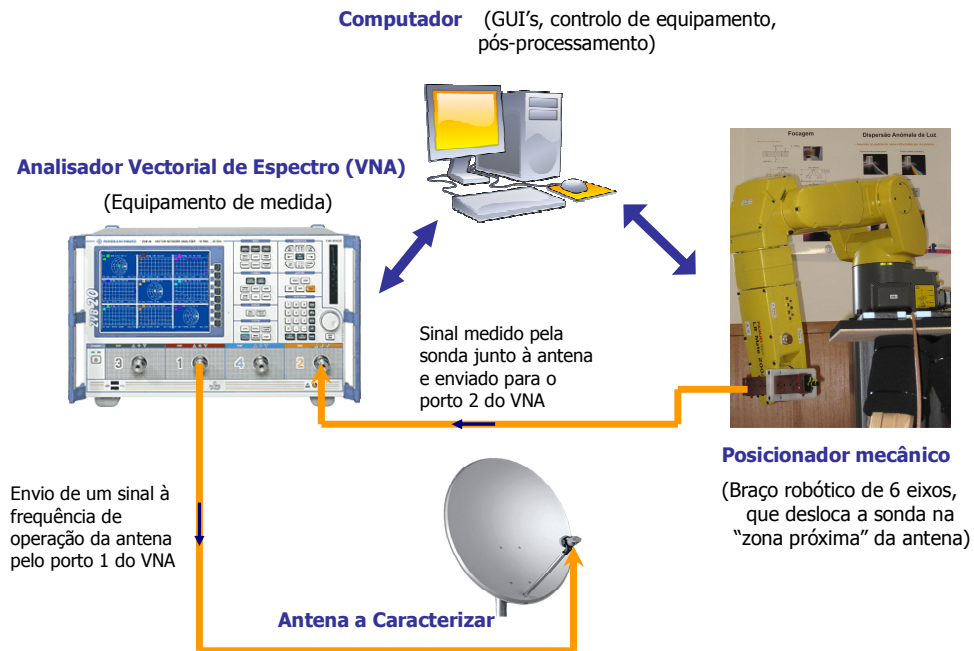


Figura 11. Arquitectura do Sistema automático para medição do campo electromagnético na zona próxima de uma antena ou de outra estrutura

Elemento essencial do sistema são também as sondas de campo eléctrico ou magnético, dependendo do que se queira medir.

2.1.1 Analisador Vectorial de Circuitos

O componente principal de todo o sistema de medidas é o que realiza propriamente as medidas. No presente contexto, em que se quer medir a intensidade do campo electromagnético na zona próxima, escolheu-se um analisador vectorial de circuitos (VNA), pois permite obter o parâmetro de dispersão (o parâmetro S_{21}) que tem uma relação directa com o coeficiente de transmissão e que pode relacionar-se com a amplitude do campo eléctrico ou magnético. Em muitos casos importa não tanto saber o valor exacto da quantidade medida, mas obter a intensidade relativa do campo electromagnético numa superfície, isto é, quais as zonas onde este é mais intenso, como se atenua na estrutura e como se dá a propagação da fase.

Um analisador de circuitos gera um sinal de teste sinusoidal que é o estímulo (p.ex. a_1) aplicado ao dispositivo em teste (DUT). Considerando que o DUT é linear, o analisador mede a resposta do DUT (p.ex. b_2), que é também sinusoidal. A Fig.12 mostra um exemplo para as quantidades de onda a_1 e b_2 , que terão geralmente diferentes valores de amplitude e fase. Neste exemplo, a quantidade S_{21} representa essas diferenças.

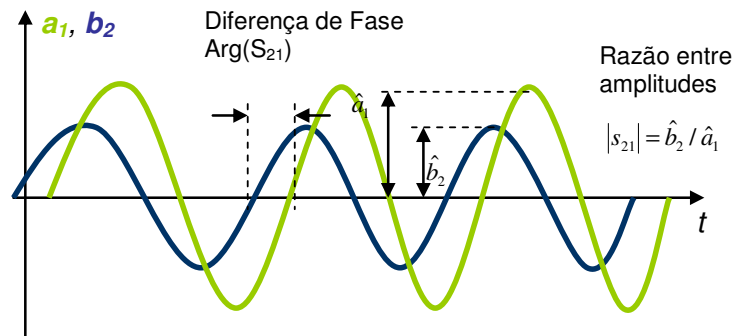


Figura 12. Sinais a_1 e b_2 , com os quais o VNA calcula o parâmetro de dispersão S_{21} . A figura indica o significado da amplitude e fase de S_{21} .

Um analisador de circuitos escalar apenas mede a diferença de amplitude entre os fasores que representam as duas onda. Um analisador vectorial de circuitos (VNA) necessita de uma implementação significativamente mais complexa, pois mede a amplitude e fase das quantidades de onda e usa esses valores para calcular os valores complexos dos parâmetros de dispersão (parâmetros S). A magnitude do parâmetro S (p.ex. $|S_{21}|$) corresponde à razão entre as amplitudes dos fasores pertinentes (p.ex. \hat{b}_2 e \hat{a}_1). A fase do parâmetro S (p.ex. $\text{Arg}(S_{21})$) corresponde à diferença de fase entre os fasores²⁹.

O analisador vectorial de circuitos usado pelo sistema é um Rohde & Schwarz ZVB 20 (com uma largura de banda de 10 MHz até 20 GHz), que se pode ver na Fig. 13. Na mesma figura pode observar-se também uma caixa com dois portos, que é um *kit* para calibração automática dos portos: o porto de referência passa da entrada do VNA para a extremidade do cabo que se liga ao *kit*. Assim, os resultados medidos têm em conta a atenuação nos cabos.



Figura 13. Analisador vectorial de circuitos (VNA). Modelo ZVB20 da Rohde & Schwarz. Também se vê na imagem uma caixa que é um *kit* para calibração automática dos portos do VNA.

Decidiu-se fazer a comunicação com o equipamento através da LAN, uma vez que o VNA tem uma placa *Ethernet*. Teve então que configurar-se no computador de controlo a *driver* RSZVB VXI-11, que é uma biblioteca de funções C++ para comunicação remota com o VNA. Esta *driver* necessitava que previamente fosse instalada uma *driver* chamada VISA,

²⁹ Crf. [Hiebel]

uma concretização do protocolo para configuração, programação e controlo de instrumentação que suporte comunicação por GPIB, Ethernet, RS-232-C, USB ou Firewire.

O analisador vectorial de circuitos usado tem dois portos, que foram usados para se calcular o parâmetro de dispersão S21. Assim, ao porto 1 ligava-se a antena em testes, e ao porto 2 a sonda que recebia o campo próximo radiado pela antena. Internamente é feito o rácio entre o sinal recebido no porto 2 e o sinal enviado pelo gerador interno do VNA pelo porto 1.

2.1.2 Posicionador mecânico

Para posicionador das sondas de campo eléctrico e campo magnético optou-se por um braço robótico industrial que garantisse uma excelente repetibilidade das medidas e uma boa resolução espacial. Usou-se então um manipulador *FANUC LR Mate 200iC 5L* e o respectivo controlador, um *FANUC R-30iA Mate*, que se podem ver na Fig. 14, abaixo:

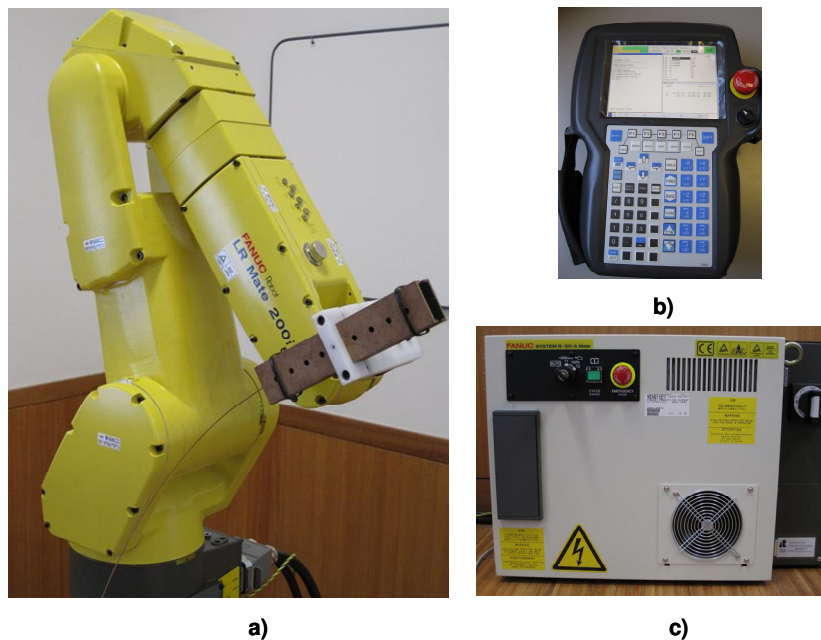


Figura 14. a) Robô Fanuc LR Mate 200iC 5L do Laboratório de Microondas do Instituto de Telecomunicações – pólo de Coimbra. Na extremidade o robô tem uma suporte que foi construído para segurar as sondas. b) Controlador Fanuc R-30iA Mate. c) Consola para controlo manual e para activação de funcionalidades.

Mais uma vez se optou pela comunicação através da LAN. O controlador do robô (com informação da posição de cada um dos seis eixos do braço) permite que fique activo um

servidor de *sockets*, que espera por pedidos de um cliente, neste caso o computador que controla o sistema. Estes pedidos são na sua maioria pedidos de movimento.

2.1.3 Computador controlador

A aplicação foi desenvolvida para operar no sistema operativo Windows®. O computador usado durante o projecto tinha um processador Intel(R) Core(TM)2 Quad CPU Q9450 2.66 GHz.

Foi necessário acrescentar uma placa *Ethernet* à *motherboard*, pois era necessário ligar o computador controlador quer ao robô, quer ao VNA. O utilizador pode alterar os IP's do equipamento num ficheiro de configuração usado pela aplicação "IT Near-field Scanning".

2.2 Software de controlo: aplicação "IT Near-Field Scanner"

A aplicação para controlo do sistema, a que se chamou "IT Near-Field Scanner" foi desenvolvida na linguagem de programação C++ e é composta por quatro componentes:

- a) O interface gráfico (GUI), que permite a configuração de vários parâmetros da medida;
- b) O controlador do robô: funções de controlo do braço robótico, que permitem fazer chegar ao manipulador as instruções de movimento para que a sonda efectue o varrimento previsto;
- c) O controlador do VNA: funções de controlo do equipamento de medida, que fazem a gestão de todos os pedidos e respostas dos parâmetros a medir;
- d) A unidade de pós-processamento: além da gestão dos dados medidos em tempo de execução, contém algumas funções de processamento de dados para rápida visualização e manipulação dos resultados.

2.2.1 Interface gráfico

A aplicação tem um *form* principal (Fig. 15) onde é possível escolher o parâmetro a medir (S21, S11 ou ambos), a área de varrimento, a taxa de amostragem, a potência e o número de medida por ponto (no caso de ser maior que 1, é guardada uma média das medidas).

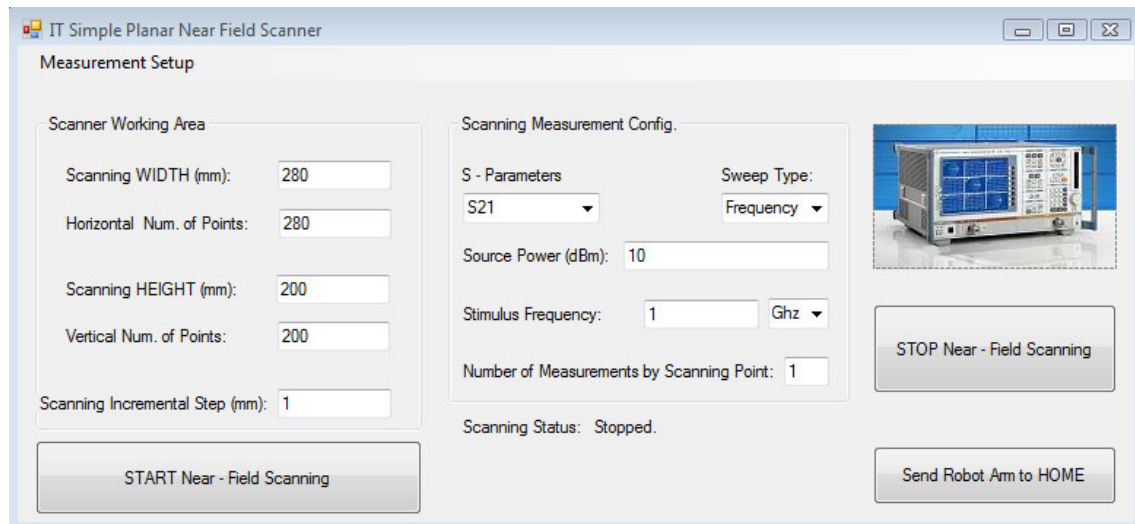


Figura 15. Form principal da aplicação de medição do campo próximo onde se escolhem alguns dos parâmetros da medida .

Os campos de texto deste *form* além de estarem protegidos quanto ao tipo de dados que podem ser inseridos, estão também protegidos relativamente aos limites dos parâmetros do equipamento, nomeadamente a potência máxima e mínima de operação do VNA.

A partir deste *form* pode abrir-se outro (Fig. 16) que serve para colocar o posicionador da sonda no local onde se querem iniciar as medidas. Além disso é neste *form* que se indica se fará um varrimento horizontal ou vertical e em que plano.

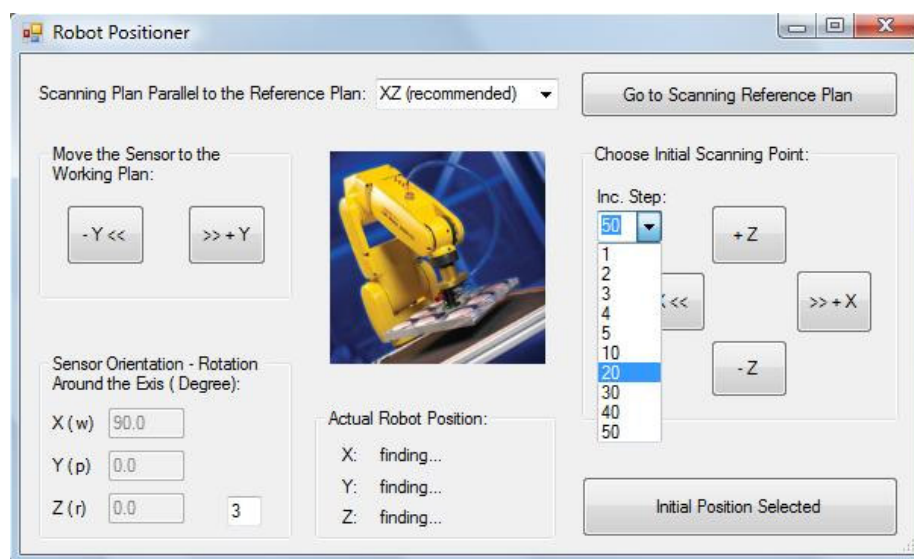


Figura 16. Form para posicionar o braço robótico que transporta a sonda na posição de início de varrimento.

A partir do *form* principal é também possível guardar a informação de um dado varrimento (posição de início de varrimento, área, taxa de amostragem, potência, número de medidas por pontos), para que se possa carregar os campos de texto automaticamente com essa informação, alterar eventualmente algum parâmetro e repetir a medição.

Houve ainda a preocupação de mostrar uma janela de confirmação de dados de varrimento antes deste se iniciar e também de informar o utilizador caso, por algum motivo, não se consiga estabelecer a ligação ao servidor de *sockets* do controlador do robô ou ao VNA.

2.2.2 Software Controlador do posicionador mecânico

Foi feita uma classe chamada *RobotController* que encapsulasse todas as funções relacionadas com o controlo do braço robótico: estabelecer a comunicação via LAN, enviar pedidos de movimento ou de valores de registos no controlador, receber as respostas aos pedidos, enviar o posicionador para uma posição de repouso e fechar a ligação.

A comunicação foi feita através de *sockets*. Usou-se a biblioteca *Windows Socket Library* (*ws2_32.lib*), que contém funções para comunicação por *sockets* em Windows, para a implementação de um cliente de *sockets* do lado do controlador. O controlador do robô, já integra um servidor de *sockets*.

Fez-se uma *dynamic link library* (DLL) com a classe *RobotController*, que pudesse servir outros projectos no laboratório que necessitassem do braço robótico. Até à escrita da tese a DLL foi usada em dois projectos: dosimetria da radiação e mapeamento automático do número de leituras de etiquetas RFID na presença de uma grelha metamaterial a diferentes distâncias da antena. No **anexo C** pode encontrar-se uma breve descrição dos dois projectos.

2.2.3 Software Controlador do Analisador vectorial de redes

Desenvolveu-se uma classe chamada *VNAController*, que contém todas as variáveis e funções necessárias à comunicação com o analisador vectorial de espectro (VNA) e registo e

processamento dos valores medidos. Depois de estabelecida a comunicação com o equipamento é necessário definir qual o canal ou canais a usar (qual ou quais os parâmetros S a medir: se apenas o S11 ou o S21 ou ambos), qual o conjunto de frequências para as quais se quer fazer leitura da resposta do canal, qual a potência a usar e qual o formato dos valores medidos. A classe implementada tem funções para todas estas operações e outras auxiliares, nomeadamente as que já têm haver com o registo das medições para pós-processamento.

2.2.4 Unidade de pós-processamento

Um dos resultados de pós-processamento é a representação da intensidade do campo próximo medido nos diferentes pontos da área de varrimento. Para se produzir uma imagem policromática, que indicasse as diferentes intensidades do campo recorreu-se a uma biblioteca de funções para processamento de imagem da Intel, o *OpenCV*³⁰. Esta biblioteca contém, além de tipos de dados muito úteis para processamento de imagem, um tipo de dados, *CVMat*, que é uma implementação de listas ligadas, dinâmicas, que pode ser uma matriz de qualquer outro tipo de dados. Na aplicação desenvolvida, eram matrizes de vectores, com uma amplitude e uma fase, em que cada entrada da matriz correspondia a um dos pontos de medição da grelha rectangular. A partir destas matrizes já se podiam guardar os dados medidos noutra formato, por exemplo, em ficheiros de texto, para posterior processamento.

Abaixo, na Fig. 17, apresenta-se um exemplo de processamento das medições para um dipolo de 915 MHz, excitado a 1GHz. À imagem do campo eléctrico acrescentou-se, além da legenda com a escala de cores, alguma informação relacionada com a medição: largura, altura, passo da sonda, potência, frequência e qual o parâmetro S medido.

³⁰ Download e documentação em <http://opencv.willowgarage.com/wiki/>, Maio de 2011.

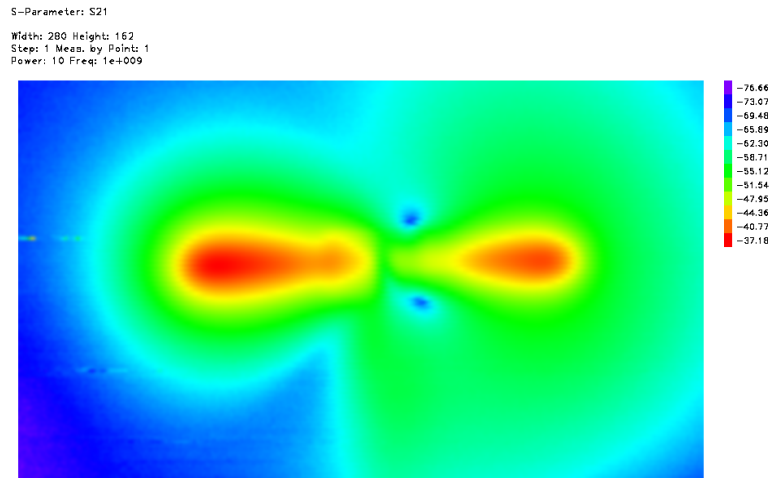


Figura 17. Campo eléctrico na zona próxima de um dipolo de 915 MHz, excitado com um sinal a 1 GHz. Acrescentou-se informação acerca da medição no canto superior esquerdo e a escala de cores (em dB) do lado direito da imagem.

Também se desenvolveu uma ferramenta para processar a imagem, quando fosse o caso, para mais fácil comparação com os resultados simulados: são possíveis operações de escalamento (aumento ou diminuição) em tempo real, rotação horizontal e vertical e *smooth*.

Em muitos casos usou-se a aplicação *Wolfram Mathematica*³¹ para processar os dados: leitura dos ficheiros com os valores medidos para construção de listas e processamento dos dados em funções que resolviam os sistemas de equações para recuperação das três componentes cartesianas, por exemplo.

Como o número de amostras das medições é finito e depende do espaçamento escolhido, tornou-se necessário interpolar os dados dos pontos das medições, de forma a poder representar-se de uma forma mais fiável as imagens de campo próximo em toda a área do varrimento. Maior importância tem ainda a interpolação de dados quando estes são a base para outros cálculos, como acontece, por exemplo, quando se usa o campo próximo para calcular o campo distante, técnica que será explicada mais à frente e que foi empregue neste projecto. Algumas vezes usou-se a interpolação linear, função presente também no *Wolfram Mathematica*. Além desta interpolação mais simples, escreveu-se uma função de interpolação dos valores amostrados baseada na função *Sinc*:

³¹ <http://www.wolfram.com/>

$$E(x, y) = \sum_{n,m=1}^{20} E_x(n a_x, m a_y) \text{Sinc} \left[\frac{\pi}{a_x} (x - n a_x) \right] \cdot \text{Sinc} \left[\frac{\pi}{a_y} (y - m a_y) \right] \quad (10)$$

Em que ‘n’ e ‘m’ correspondem aos pontos amostrados, a_x e a_y é o espaçamento entre amostras e x e y são pontos arbitrários para os quais se queira saber o resultado da interpolação.

Para cada ponto (x, y) da área do varrimento, o somatório devolve um valor interpolado do campo eléctrico, $E(x, y)$, que tem como contribuições principais os pontos amostrados que lhe estão mais próximos. Para o caso particular dos pontos amostrados, o somatório apenas conta com a contribuição do próprio ponto. Isto é conseguido escolhendo o argumento da função *Sinc*, como se apresenta na Eq.10, de forma a que este seja zero para o ponto amostrado em questão (e nesse caso o *Sinc* é igual a “1”) e múltiplo de π (e portanto a função *Sinc* devolva zero) para todos os outros pontos amostrados.

2.3 Sondas de campo eléctrico e magnético

No contexto deste projecto usou-se como sensor do campo eléctrico um monopolo feito com um cabo coaxial semi-rígido³² e uma antena *loop* para medição do campo magnético, também construída no laboratório. A Fig. 18 mostra as duas sondas fabricadas:

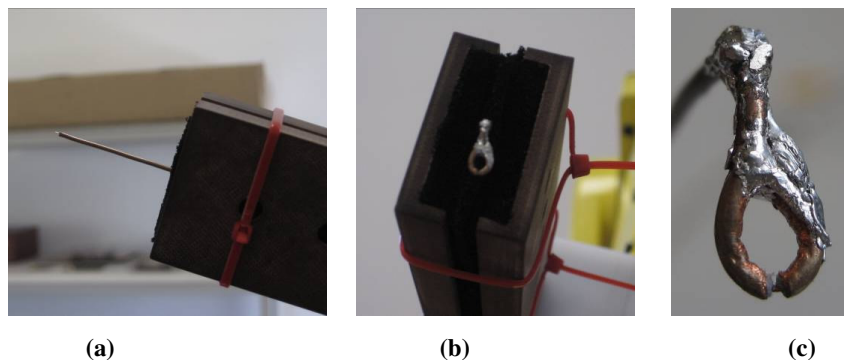


Figura 18. a) Sensor de campo eléctrico. b) e c) Sensor de campo magnético (antena do tipo *loop*). Em b) pode ver-se o material absorvente (preto) a revestir o cabo coaxial.

³² A marca do cabo coaxial usado é Microcoax e o modelo é UT47.

A sonda de campo eléctrico é extremamente simples: um pequeno troço do condutor interno do cabo coaxial saído para fora (removendo um pouco do condutor externo e do material dieléctrico).

A sonda de campo magnético é um pouco mais complexa. A sua geometria é a da Fig. 19:

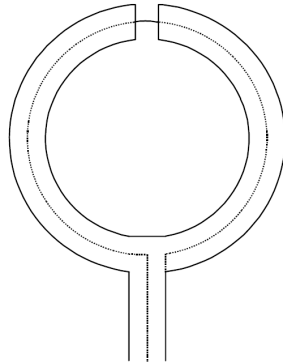


Figura 19. Geometria da sonda de campo magnético

Como se pode observar na parte superior da imagem, há uma pequena descontinuidade na protecção externa, o condutor externo do cabo, que deixa à vista o condutor interno (removida também a secção equivalente de dieléctrico).

Incluiu-se no suporte do sensor um material absorvente (modelo *Eccosorb LS 26* da marca Emerson & Cuming Microwave Products), que se pode ver a preto na Fig. 18 b), para garantir que apenas o condutor interno do cabo coaxial transportava o sinal para o equipamento.

2.4 Validação do sistema de medidas

Depois do sistema montado, uma vez interligados os seus diferentes componentes e postos a comunicar, e tendo a unidade de pós-processamento de dados realizada, tornava-se necessário validar sua qualidade, saber se cumpria com seu objectivo: medir o campo eléctrico e magnético na zona próxima.

Para validar a solução concebida para medição de campo próximo, mediu-se o campo próximo na vizinhança de algumas antenas padrão.

Existe uma variedade infindável de formas estruturais que podem ser usadas como antenas. Contudo, de um ponto de vista prático, as antenas mais usadas são as que têm uma estrutura simples e económica de fabricar. Tipicamente, para radiar eficientemente, a dimensão mínima da antena tem de ser comparável ao comprimento de onda³³.

Uma antena muito comum é o dipolo de meio comprimento de onda, daí que tenha sido escolhida como caso de validação do sistema e das técnicas em estudo neste projecto. Outra antena para a qual se mediu o campo próximo foi a conhecida antena Yagi-Uda.

Além das medições em antenas fizeram-se também medições em circuitos de micro-tira e na superfície de estruturas metamateriais em estudo no laboratório. Este era, aliás um dos objectivos do presente trabalho: que no laboratório se pudessem verificar experimentalmente os resultados analíticos e simulados em computador.

Alguns dos exemplos descritos sucintamente neste trabalho, são um “guia de ondas de fios cruzados” e uma lente de focagem, também de “fios cruzados”.

2.4.1 Antena Dipolo de meio comprimento de onda impresso (1 GHz)

A frequência de operação escolhida para o dipolo de meio comprimento de onda fabricado foi 1 GHz.

A antena de dipolo é uma das antenas mais simples que existem. É composta por dois fios que apontam em sentidos opostos e que têm uma das extremidades ligada à alimentação e outra solta no ar. Se se quer projectar uma antena impressa, os fios devem ser substituídos por pistas metálicas sobre um substrato. Geralmente o dipolo é considerado uma antena omnidireccional no plano perpendicular ao eixo da antena e tem nulos na direcção do eixo (Fig. 4).

³³ Cfr. [Collin]

Quando as ondas de corrente que vêm pela linha de transmissão chegam à antena, oscilam ao longo dela. As oscilações das cargas ao longo do dipolo conduzem à emissão de energia para o espaço livre na forma de ondas rádio.

Idealmente um dipolo de meio comprimento de ondas precisa de ser alimentado com uma linha balanceada (*balun*) que garanta que as correntes que fluem nos braços do dipolo são perfeitamente simétricas, e que a linha de alimentação não radia.

Projectou-se o dipolo no simulador computacional para verificar que a ressonância estava em 1 GHz, com o *balun* desenhado. Finalmente construiu-se a antena (Fig. 20 b)) pelo processo fotolitográfico.

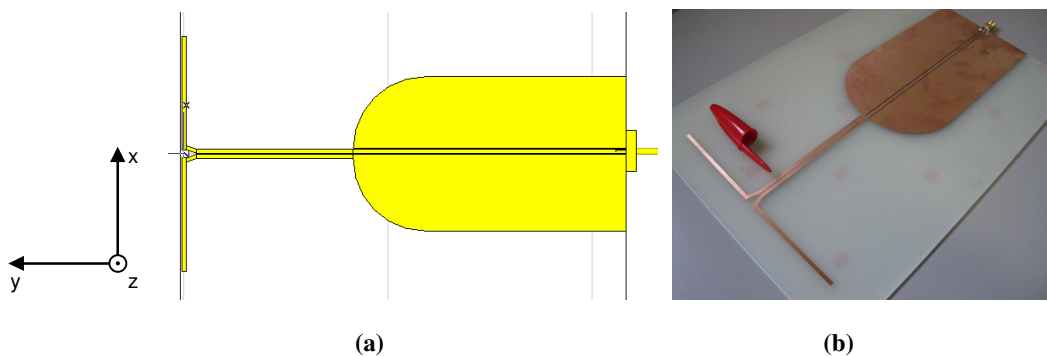


Figura 20. Antena de dipolo $\lambda/2$ impresso: (a) Desenho do simulador e (b) protótipo

Em baixo apresentam-se os resultados³⁴ das medições de campo eléctrico (Fig.21 a)) e campo magnético (Fig. 21 c)) e respectivos resultados do simulador (Fig. 21 b) e d)), para comparação visual.

Note-se que se representa numa escala de cores conhecida as diferentes intensidades do campo electromagnético, permitindo a visualização imediata da distribuição desse campo no plano de medida. Neste caso vê-se apenas a variação da amplitude na zona próxima da antena, mas o sistema está preparado para apresentar as variações de fase, como se verá mais à frente.

³⁴ Estes resultados foram representados logo após o final do varrimento pela aplicação “IT Near-Field Scanner”.

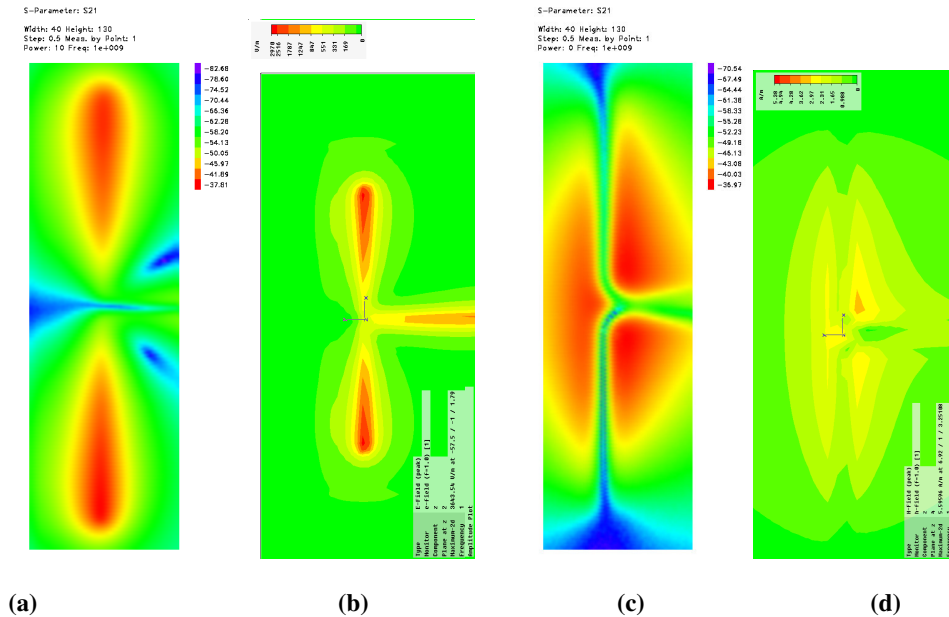


Figura 21. Distribuição do campo electromagnético no dipolo. Mediu-se a componente z do campo próximo: (a) Campo eléctrico medido, (b) Campo eléctrico simulado, (c) campo megnético medido e (d) campo magnético simulado.

A componente medida foi a Z , considerando o referencial associado à Fig. 20 a). É de notar a concordância obtida, prova da correcta concretização do sistema, do bom fabrico das sondas e da qualidade do equipamento de medidas (VNA).

2.4.2 Antena Yagi-Uda

A antena Yagi-Uda usada para testes (Fig. 22) tinha a sua maior ressonância a 915 MHz. A estrutura da antena³⁵ é a que se vê na Fig. 22, abaixo, onde se assinala o elemento onde é ligada a linha de transmissão – elemento activo- que não tem contacto ohmico com mais nenhum elemento, o elemento reflector e os elementos directores (quatro, nesta antena). Repare-se ainda no troço de linha de transmissão usado que faz a adaptação de impedâncias (“balun”) entre a linha e a antena.

³⁵ A antena Yagi-Uda usada faz parte de um *kit* didático da marca LabVolt: <http://www.labvolt.com/>

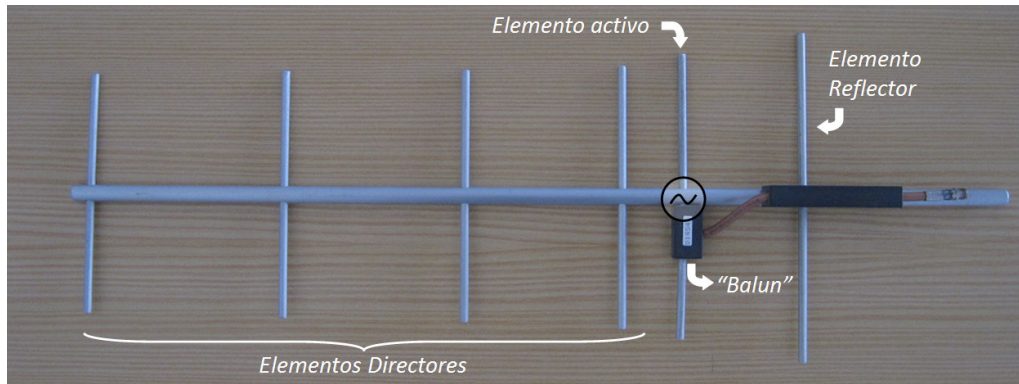


Figura 22. Geometria da antena Yagi-Uda com os seus três elementos característicos: Elemento activo, reflector e elementos directores (quatro no caso desta antena). Assinala-se também o troço de linha de transmissão que faz a adaptação de impedâncias entre a linha e a antena ("balun")

Também para esta antena os resultados foram muito bons, como mostra a Fig 23:

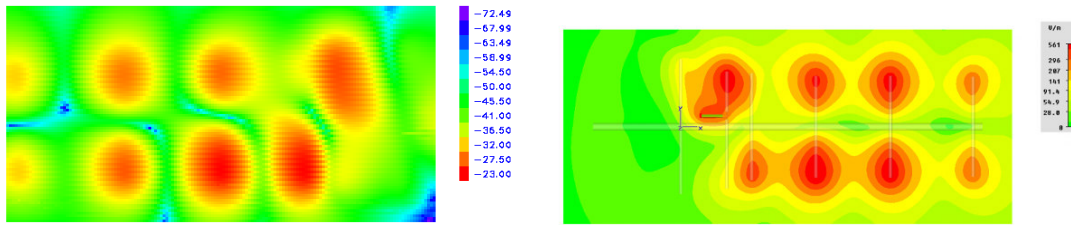


Figura 23. Resultado de uma medição do campo próximo de uma antena Yagi-Uda. À esquerda vê-se a representação obtida pelo sistema e à direita a representação obtida por um software comercial de simulação computacional (CST Microwaves Studio®). Note-se que que as representações são muito semelhantes embora estejam invertidas em relação ao eixo vertical no centro de cada imagem.

Ao permitir "observar" o campo electromagnético na superfície de qualquer estrutura, o sistema desenvolvido é útil para inspecção "visual" de circuitos e para demonstração experimental de propriedades existentes em materiais estruturados, como sejam a refração negativa ou a propagação de ondas regressivas. Apresentam-se seguidamente três exemplos: um *stub* impresso, um guia de ondas compacto e uma lente de focagem ambas feitas com metamaterial.

2.4.3 Stub impresso

Na imagem da Fig. 24 a), vê-se a amplitude do campo próximo do *stub* de comprimento $\frac{\lambda}{4}$ da fotografia da mesma figura (em baixo), em que λ é o comprimento de onda. É sabido que este tipo de *stubs* transforma um circuito aberto em curto circuito. Como era esperado, e se

observa no resultado de campo próximo do simulador (Fig. 24 b)), a energia enviada por um dos portos do circuito não flui além do trecho de $\frac{\lambda}{4}$, que neste caso está colocado a meio da linha de transmissão. As imagens mostram-no claramente. A vermelho temos as zonas de circulação de energia electromagnética.

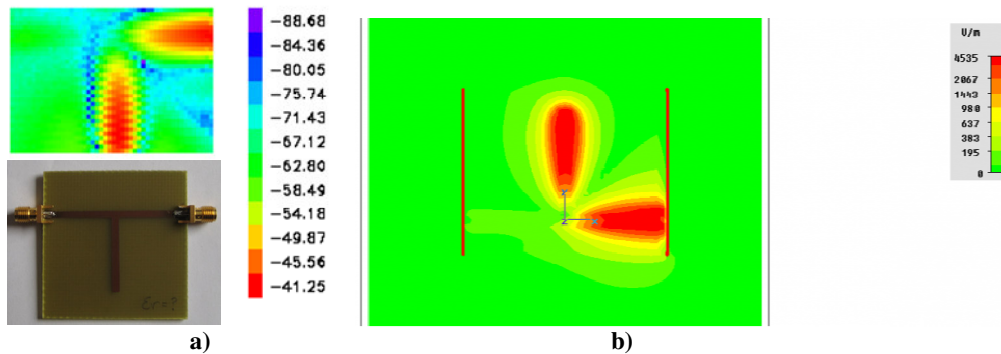


Figura 24. Resultado de uma medição do campo próximo de um stub impresso (microstrip). a) Representação obtida pelo sistema (cima) e fotografia do circuito (baixo). b) Representação obtida por um software comercial de simulação computacional (CST Microwaves Studio®). Note-se que as representações são muito semelhantes embora estejam invertidas em relação ao eixo horizontal no centro de cada imagem. A cor vermelha representa as zonas onde o campo eléctrico é mais intenso. Verifica-se que o “stub $\lambda/4$ ” funciona como curto-circuito, não permitindo que o sinal enviado pelo porto do lado direito do circuito, prossiga para o porto do lado esquerdo.

2.4.4 Guia de Ondas de fios cruzados

Outro caso de utilização do sistema de medição de campo próximo concretizado foi a medição do campo magnético na superfície de um guia de ondas estudado no laboratório.

Este guia de ondas é um metamaterial composto por 4 camadas de dieléctrico com linhas de cobre paralelas, impressas alternadamente (de camada para camada) com uma inclinação de 45° ou -45° , de forma a haver um “cruzamento” dessas linhas (Fig. 25 a))

Demonstrou-se a capacidade do guia confinar o campo electromagnético ao seu interior para frequências de 950 MHz a 1.3 GHz. Na Fig. 25 d) pode ver-se uma medição do campo magnético na superfície do guia e observar-se que o campo é intenso apenas no seu interior. Para a mesma gama de frequências, fazendo uso de guias de onda rectangulares metálicos, as suas dimensões teriam que ser muito maiores que as do “guia de fios cruzados” que se estudou.

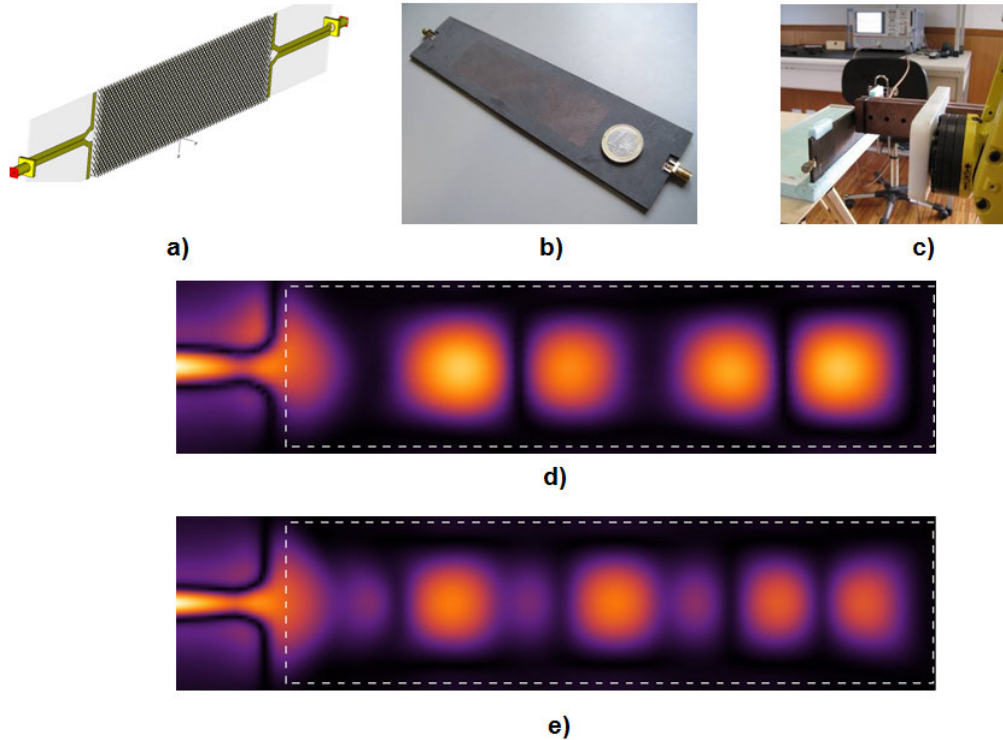


Figura 25. a) Guia de ondas de fios cruzados desenhado no simulador. b) Protótipo do guia de ondas de fios cruzados. c) Medição do campo magnético na zona próxima do guia de ondas de fios cruzados. d) Campo magnético medido para a frequência 950 MHz. e) Campo magnético da simulação (CST) para 950 MHz

2.4.5 Lente de focagem

Outro dos casos de uso do sistema de medidas foi a demonstração experimental dos resultados estudados analiticamente³⁶ para um metamaterial não-local, uma lente de focagem, constituída por várias camadas de fios de cobre com inclinações alternadas de camada para camada (Fig. 26 a))

Construído o protótipo da lente (agregado de fios metálicos cruzados) através do processo fotolitográfico, a partir de 4 placas de cobre depositado num dielétrico apropriado (da Roger Corporation®), procederam-se às medições com o sistema de medições de campo próximo.

O pós-processamento das medidas conduziu a resultados que provam que o metamaterial em estudo tem uma propriedade invulgar: refração negativa da radiação electromagnética. Uma

³⁶ [Morgado 3]

consequência, verificada experimentalmente, é a capacidade de focar uma fonte pontual, como se pode observar na Fig. 26 e), e que é muito semelhante aos resultados do simulador (Fig. 26 d)):

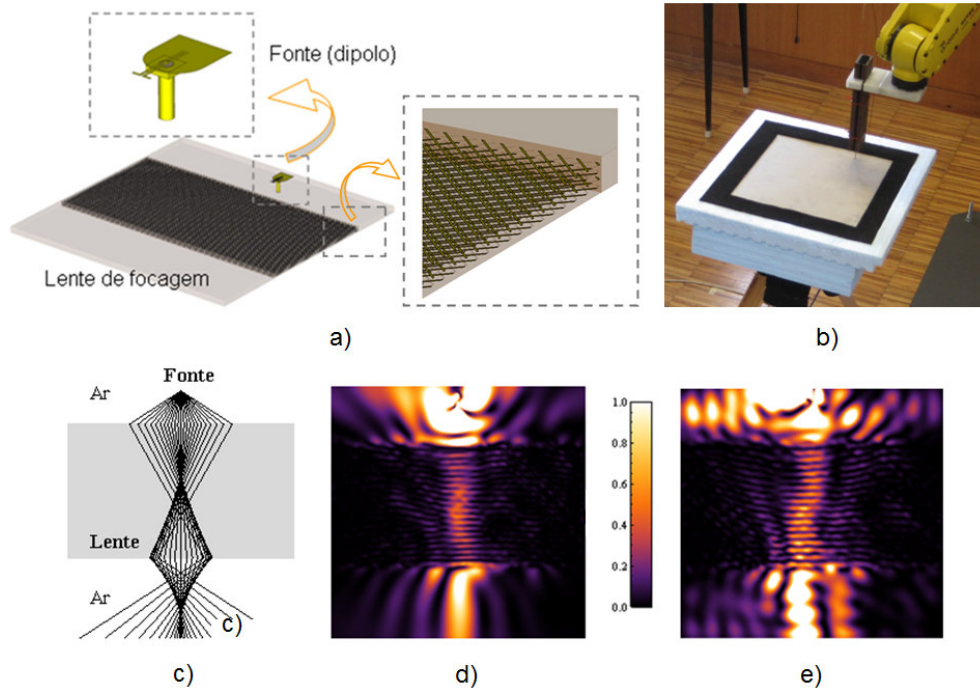


Figura 26. a) Lente de Focagem desenhada no simulador (CST), com o pormenor da fonte e um pormenor das 4 camadas de fios cruzados; b) Instante da medição da distribuição do campo magnético na superfície da lente com o sistema automático de medidas; c) diagrama do percurso do feixe que sai da fonte (em cima na figura) ao longo da lente (a cinzento) – com indicação das refrações negativas nos dois interfaces com o ar; d) resultados do simulador; e) resultados experimentais. As figuras d) e e) foram representadas com a mesma escala de cores, para valores normalizados. É de notar a concordância entre as duas figuras, que apresentam um foco à saída da lente (em baixo nas imagens), como era de esperar.
 Nota: as figuras c) e d) foram gentilmente cedidas pelo autor do estudo analítico: [Morgado 3].

Capítulo 3. Método de recuperação das componentes cartesianas do campo próximo a partir de três medições independentes

Na medição do campo próximo, não é fácil conseguir sensores que evitem o acoplamento entre as diferentes componentes do campo.

Foi mostrado no âmbito do trabalho conducente a esta tese³⁷ que com três medições de campo próximo apenas de uma componente do campo (e rodando a antena de $\theta = 120^\circ$ em torno de um eixo fixo entre cada uma das 3 medidas) é possível recuperar as 3 componentes do campo.

A Fig. 27 a) representa o esquema de rotação de um dipolo impresso para as três medições independentes e na Fig. 27 b) vê-se um instante da medição da componente E_α do campo eléctrico, no campo próximo do protótipo dessa mesma antena, para uma das três posições.

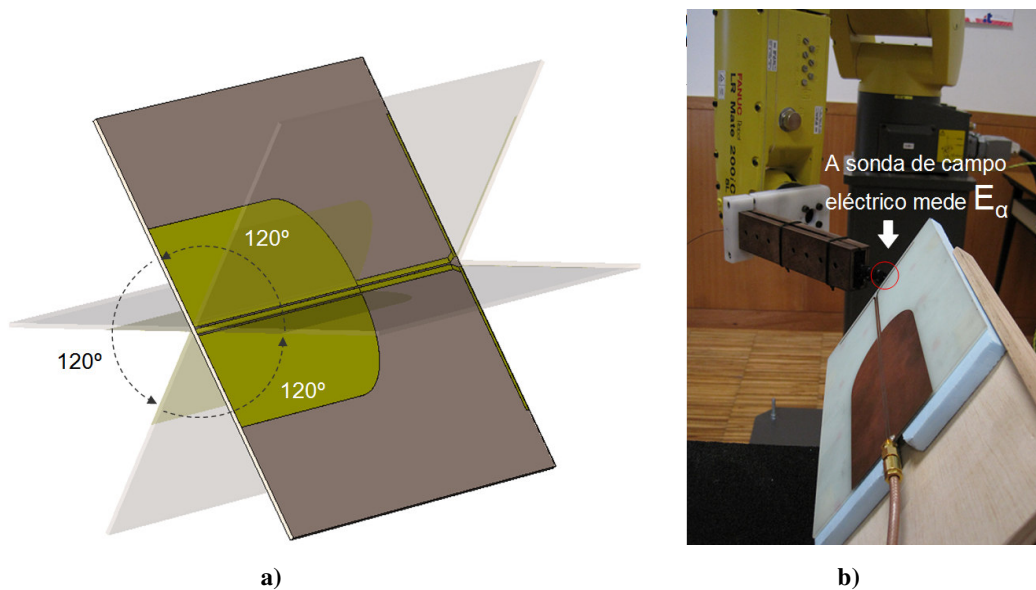


Figura 27. a) Esquema da relação (ângulo de rotação) entre as três posições da antena (dipolo impresso balanceado) para as quais é necessário medir uma mesma componente do campo eléctrico para que se possam recuperar todas as componentes cartesianas do campo próximo. b) Instante de medição da componente E_α do campo eléctrico junto à antena de dipolo fabricada, para uma das três posições da antena.

³⁷ O método é descrito detalhadamente em [Morgado].

3.1 Descrição do método analítico

Seja E_α a componente do campo próximo a medir, em que α é o ângulo medido em relação à direcção de propagação, de acordo com o sistema de eixos (x, y, z) abaixo:

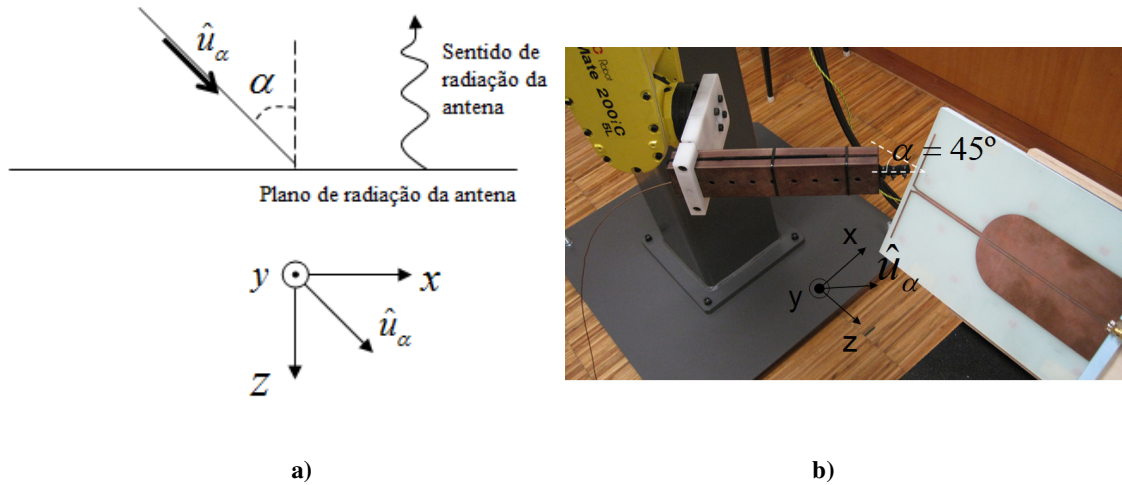


Figura 28. a) Sistema de eixos de referência com indicação da componente α . O sentido de radiação assumido para as antenas em estudo é -Z. b) Instante da medição da componente E_α do campo eléctrico do dipolo impresso de meio comprimento de onda.

Defina-se também θ , o ângulo de rotação da antena em torno do eixo da direcção de propagação e o novo sistema de eixos (x^{AUT} , y^{AUT} , z), obtido após a rotação:

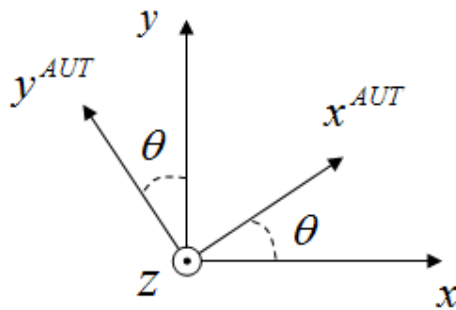


Figura 29. Sistema de eixos de referência com a representação do sistema de eixos (x^{AUT} , y^{AUT} , z) da antena rodada θ° em torno do eixo z.

O resultado de cada medida - no sistema de coordenadas (x, y, z) - para uma determinada orientação da antena (θ^i , $i = 1, 2, 3$) é uma função $F_0^i(x, y)$ proporcional a E_α .

Usando relações trigonométricas simples para os dois conjuntos de coordenadas, (x, y, z) e (x^{AUT}, y^{AUT}, z) , pode escrever-se o sistema linear de 3×3 equações:

$$E'_x \cos \theta^i \sin \alpha - E'_y \sin \theta^i \sin \alpha + E'_z \cos \alpha = F_0^i (\cos \theta^i x^{AUT} - \sin \theta^i y^{AUT}, \sin \theta^i x^{AUT} + \cos \theta^i y^{AUT}) \quad (3)$$

Onde $\theta^i = 0^\circ, 120^\circ$ e 240° para $i = 1, 2, 3$, respectivamente, e E'_x, E'_y e E'_z são as componentes do campo eléctrico definidas em relação ao sistema de coordenadas da antena em estudo (AUT).

Resolvendo o sistema de equações em relação a E'_x, E'_y e E'_z , obtém-se tanto a amplitude como a fase de cada uma dessas componentes do campo eléctrico.

A dedução da igualdade (3) apresenta-se no **anexo A**.

Em resumo, o método aqui exposto é baseado em sensores para os quais se assume que não existe acoplamento de componentes, o que é exequível quando as componentes medidas não são paralelas (ou próximo disso) à interface para a qual se quer obter o campo próximo. Um sensor orientado segundo \hat{u}_α (Fig. 28 a)) não é claramente paralelo ao plano da radiação para o qual se quer obter o campo próximo, sendo por isso adequado para o método descrito.

3.2 Validação experimental do método de caracterização do campo próximo de antenas através de três medidas independentes

Uma das antenas escolhidas para validação do método de caracterização do campo próximo de antenas através de um conjunto de três medidas independentes foi novamente o dipolo impresso de meio comprimento de onda, já apresentado na secção 2.4.1.

A outra antena que se quis caracterizar foi uma antena do tipo “slot”, por representar um desafio maior, uma vez que é uma antena mais complexa e com pormenores de dimensões inferiores ao comprimento de onda de operação.

3.2.1 Dipolo impresso de meio comprimento de onda

Começou, então, por se fazer as três medições, rodando o dipolo de 120° entre cada medida. A Fig. 30 mostra um instante das medições para uma das posições do dipolo. Note-se que o sensor está inclinado de $\alpha = 45^\circ$, pois o método requer que seja medida uma componente E_α , que não seja normal à direcção de propagação da antena.

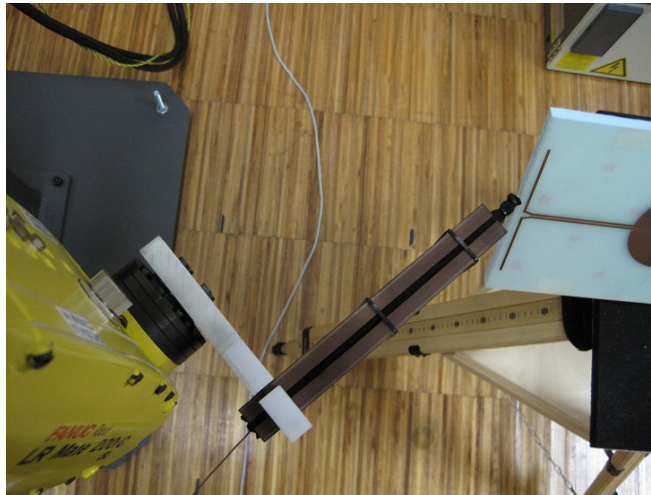


Figura 30. Medição do campo eléctrico próximo do dipolo impresso de meio comprimento de onda. A antena está rodada de 120° em relação a uma posição de referência.

Apresentam-se abaixo os resultados das três medidas do campo próximo, para as três posições da antena.

3.2.1.1 Resultado das medições de campo próximo do dipolo impresso

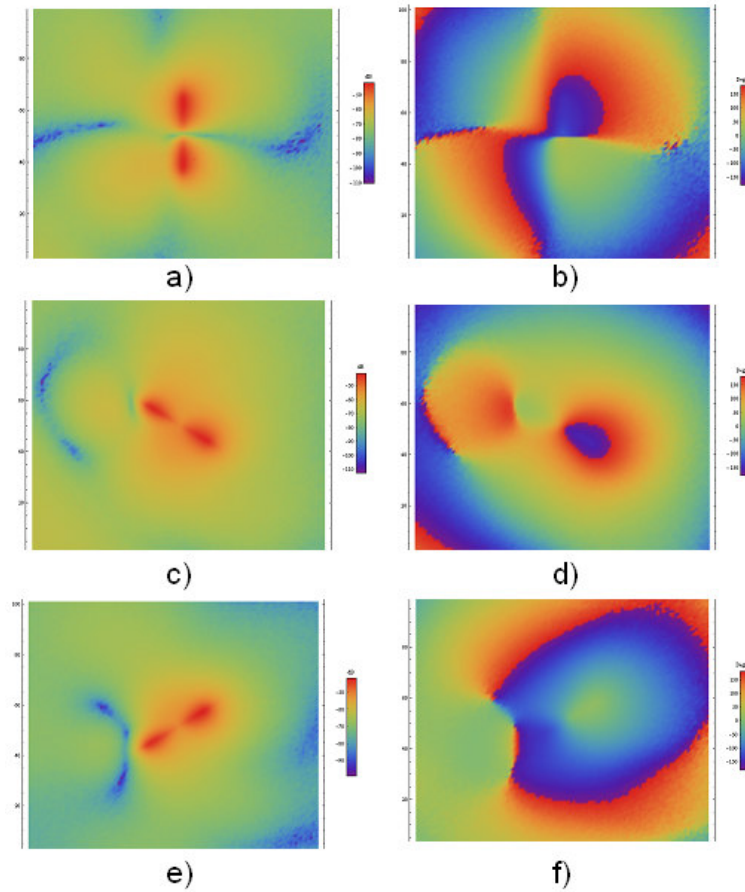


Figura 31. Resultados da medição do campo próximo do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) para três posições da antena. Posição de referência (0°): a) Amplitude e b) Fase. Dipolo rodado 120° em relação à posição de referência: c) Amplitude e d) Fase. Dipolo rodado 240° em relação à posição de referência: e) Amplitude e f) Fase.

3.2.1.2 Resultado da recuperação das três componentes cartesianas do campo próximo do dipolo impresso

Através do *script* desenvolvido na aplicação *Wolfram Mathematica*, que resolve o sistema de Eq. 3 (capítulo 3), obtiveram-se as três componentes, x , y e z do campo próximo do dipolo:

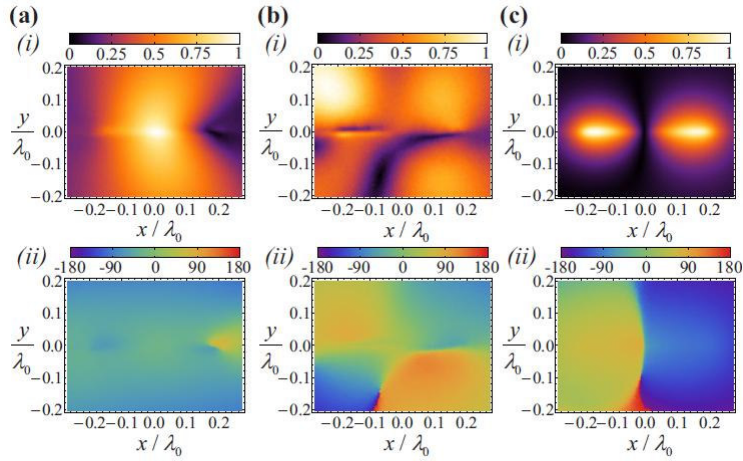


Figura 32. Três componentes do campo próximo da antena de dipolo impressa de meio comprimento de onda calculadas com o método descrito no capítulo 4. (a) Componente X: (i) amplitude e (ii) fase. (b) Componente Y: (i) amplitude e (ii) fase. (c) Componente Z: (i) amplitude e (ii) fase.

Abaixo, na Fig. 33, estão as três componentes do campo obtidas directamente do simulador, para comparação de resultados. É de notar que a componente z é a mais semelhante, o que é natural pois é a componente de maior intensidade relativa. As componentes x e y medidas (Fig. 33 a) e b)) não apresentam tão bons resultados.

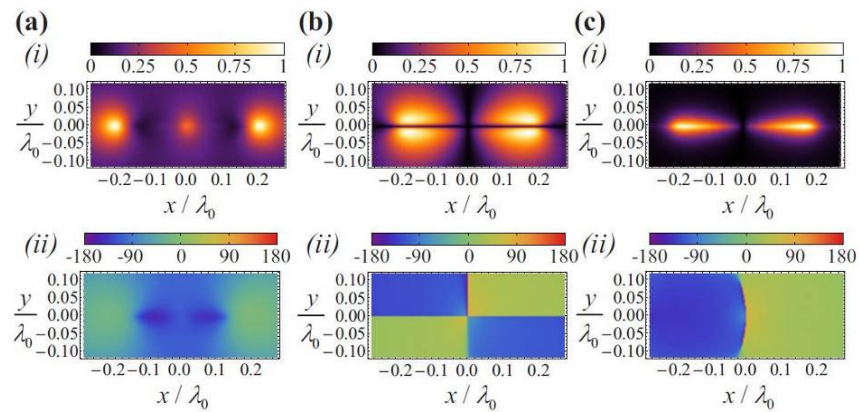
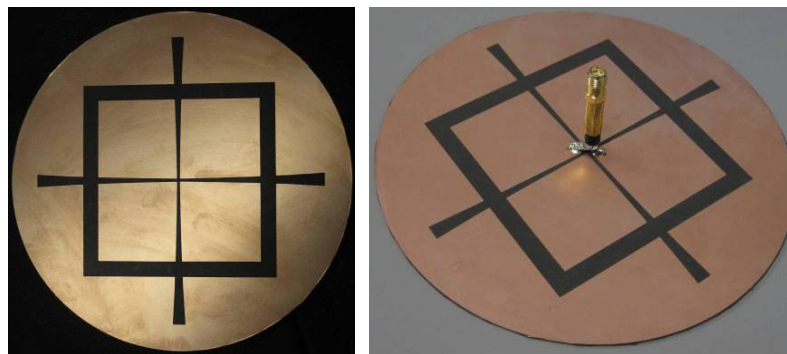


Figura 33. Três componentes do campo próximo da antena de dipolo impressa de meio comprimento de onda (1 GHz) obtidos no simulador computacional (para comparação com os resultados calculados). (a) Componente X: (i) amplitude e (ii) fase. (b) Componente Y: (i) amplitude e (ii) fase. (c) Componente Z: (i) amplitude e (ii) fase.

3.2.2 Antena do tipo “slot”: antena XETS

Outra antena para a qual se mediu o campo próximo com o sistema descrito neste trabalho foi uma antena do tipo *slot*, proposta por um grupo do Instituto de Telecomunicações de Lisboa³⁸.

A antena tem dois *slots* de dieléctrico³⁹ que se interceptam. Um dos *slots* tem a forma de um “X”, em que a espessura aumenta exponencialmente desde o centro do “X” para as extremidades, como se vê na Fig. 34, abaixo. Este desenho do *slot* dá o nome à antena: XETS, *Crossed Exponentially Tapered Slot*. Além do “X” a antena tem um *slot* rectangular, que lhe acrescenta uma ressonância em frequências mais altas, aumentando a largura de banda da antena. O *slot* em “X”, por si só, tem já uma largura de banda razoavelmente grande, na ordem dos 50%.



(a)

(b)

Figura 34. Protótipo da antena XETS sem cabo de alimentação (a) e com o cabo de alimentação (b)

A simetria perfeita em relação ao plano de alimentação (plano que passa no centro da antena e nos vértices de duas pétalas opostas, além de ser normal ao plano da antena) assegura uma boa polarização linear do campo eléctrico, ao longo deste plano, independentemente da frequência de trabalho.

³⁸ [Costa]

³⁹ O material dieléctrico é um dos fabricado pela Rogers Corporation TM: RT5880. Tem $\epsilon_r = 2.2$ e a tangente de perdas = 0.0009. A espessura é de 0.787 mm.

A antena foi otimizada, através de um simulador⁴⁰, para a banda 850 MHz – 2 GHz. Na Fig. 35 (curva verde) pode ver-se que nesta banda o S11 está abaixo de -10 dB, limiar abaixo do qual habitualmente se considera que uma antena radia bem. O protótipo construído no âmbito deste trabalho (Fig. 34) apresenta uma curva (a azul na Fig. 35) com a mesma tendência das simulações, embora deslocada para frequências superiores (largura de banda 1 – 2.3 GHz):

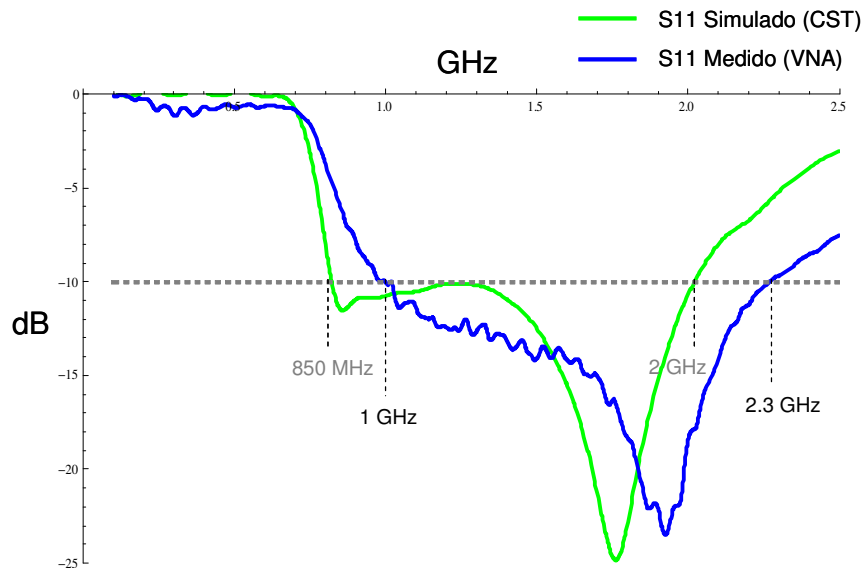


Figura 35. Parâmetro S11 da antena XETS. A curva a verde é gráfico de S11 obtido no simulador e a curva azul é o gráfico de s11 medido com o analisador vectorial de circuitos para o protótipo da XETS.

3.2.2.1 Resultado das medições de campo próximo da antena XETS

Usou-se novamente uma taxa de amostragem de 1x1 mm e a sonda com uma inclinação de $\alpha = 45^\circ$, o que significa a contribuição das componentes x e z . Os resultados são apresentados de seguida:

⁴⁰ O simulador usado ao longo de todo o estudo foi o CST Microwaves Studio™.

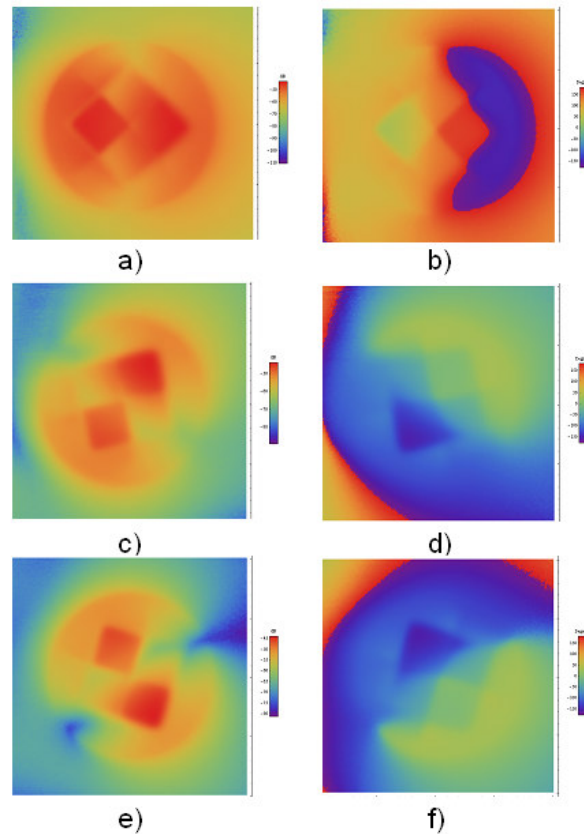


Figura 36. Resultados da medição do campo próximo da antena XETS para três posições da antena. Posição de referência (0°): a) Amplitude e b) Fase. Antena rodada 120° em relação à posição de referência: c) Amplitude e d) Fase. Antena rodada 240° em relação à posição de referência: e) Amplitude e f) Fase.

Apenas para que se fique com a ideia de que os resultados obtidos são bastante bons, apresentam-se abaixo (Fig. 37) a amplitude e a fase da componente z do campo próximo obtidos no simulador para a antena XETS⁴¹. Recorde-se que as imagens da Fig. 36 mostram uma componente E_α que tem a contribuição quer da componente x , quer da componente z . Amplitude e fase da componente z do campo próximo da antena XETS, obtido no simulador:

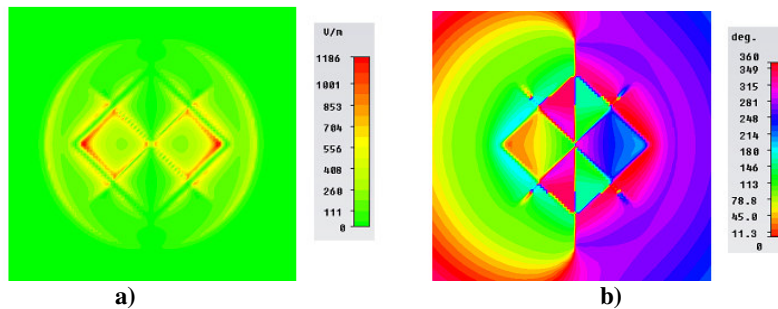


Figura 37. Amplitude (a) e fase (b) da componente z do campo próximo da antena XETS, obtido no simulador CST.

⁴¹ Note-se que a escala de cores da Fig. 36 e Fig. 37 são diferentes. Importa sobretudo ver a variação de amplitude e de fase em toda a área da antena.

3.2.2.2 Resultado da recuperação das três componentes cartesianas do campo próximo da antena XETS

Resolvendo novamente o sistema de equações da Eq.3, agora para valores das medições de campo próximo da antena XETS, obtiveram-se as componentes x , y , e z do campo (Fig. 38):

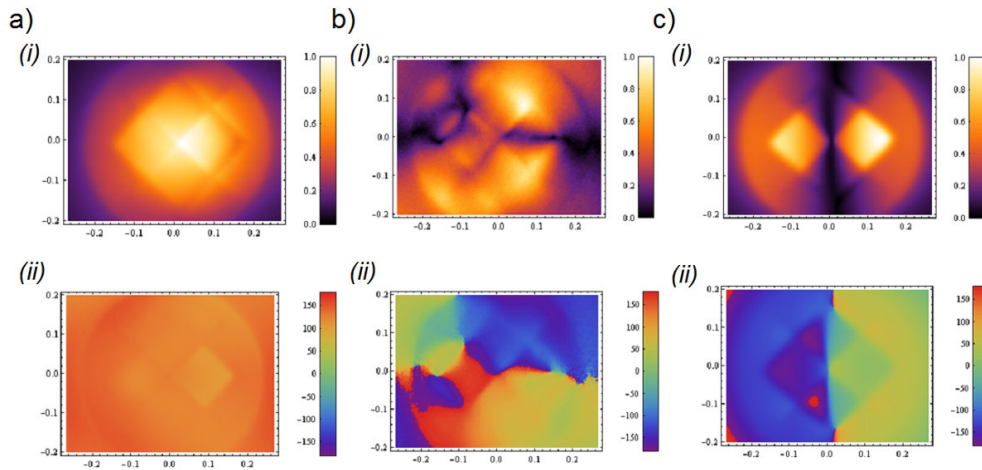


Figura 38. Três componentes do campo próximo da antena XETS calculadas com o método descrito no capítulo 4. (a) Componente X: (i) amplitude e (ii) fase. (b) Componente Y: (i) amplitude e (ii) fase. (c) Componente Z: (i) amplitude e (ii) fase.

De seguida (Fig. 39) apresentam-se as três componentes do campo próximo, x , y , e z obtidas no simulador para a antena XETS. Mais uma vez a componente recuperada com maior exactidão foi a z :

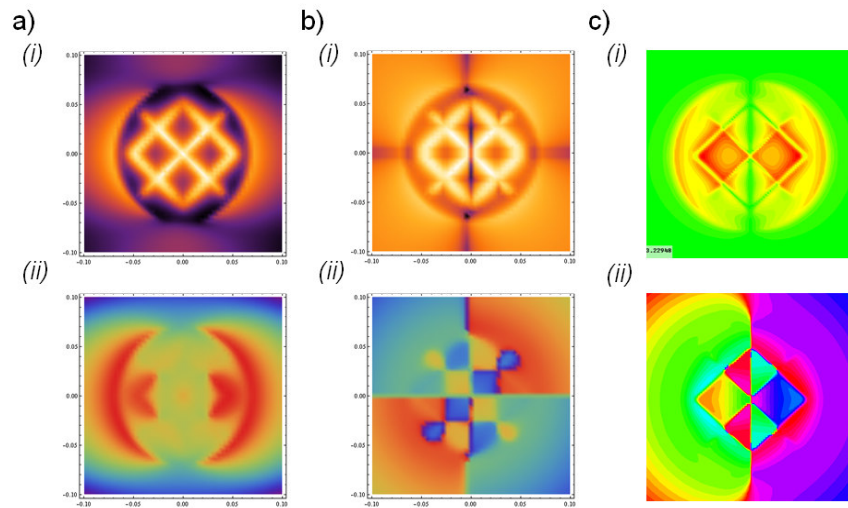


Figura 39. Três componentes do campo próximo da antena XETS obtidos no simulador computacional (a) Componente X: (i) amplitude e (ii) fase. (b) Componente Y: (i) amplitude e (ii) fase. (c) Componente Z: (i) amplitude e (ii) fase.

Capítulo 4. Medição do campo próximo usando uma lente metamaterial

A unidade mecânica que sustém a sonda de medida usada nas medições experimentais deste trabalho é metálica, pelo que a sua presença junto à antena, na altura da medição do campo próximo, introduz perturbações (devido a reflexões) na medição.

Pensou-se por este motivo numa solução que permitisse medir o campo próximo com o mínimo de influência do instrumento de medida. A sonda teria que estar um pouco mais afastada da antena. Mas como não perder a informação das ondas evanescentes, que transportam os pormenores de menores dimensões?

A solução encontrada foi a introdução de uma lente com características electromagnéticas especiais entre a antena e a sonda. Esta lente, constituída por um agregado de fios metálicos, consegue transportar o campo electromagnético da entrada para a saída, com uma resolução apenas limitada pelo espaçamento dos fios.

Assim, é possível medir o campo electromagnético na saída da lente, numa zona mais afastada, portanto, da fonte de radiação (a antena). A Fig. 40 mostra um instante de uma medição com a lente:

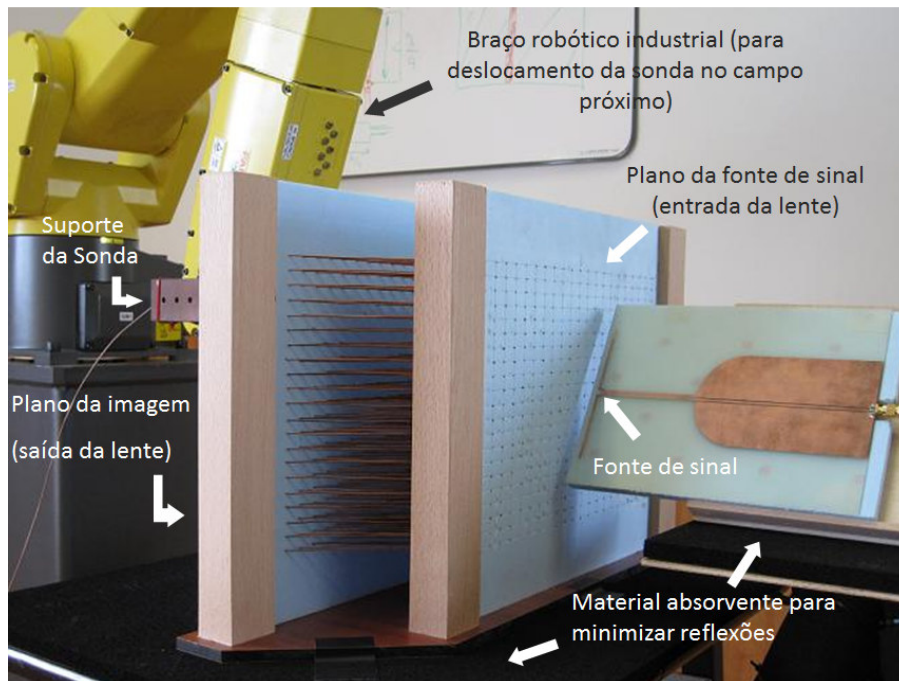


Figura 40. Fotografia do protótipo da lente de fios metálicos inclinados, com a fonte de sinal à direita (dipolo impresso de meio comprimento de onda balanceado) e a sonda à esquerda, oculta na imagem.

Confirmou-se, pois, a intuição inicial: nas medições sem lente (com a sonda mais próxima da AUT) as perturbações da instalação de medida são maiores, ao passo que a utilização da lente reduz essas perturbações. É preciso que se note que a imagem do campo próximo medido na saída da lente vai ter a resolução que permita a resolução da própria lente. Por limitações de fabrico e com vista apenas a provar o conceito por detrás da lente de fios inclinados, fez-se uma lente que embora tenha resolução sub- λ e permita ver bastantes detalhes do campo próximo, não transporta para a sua saída uma imagem exactamente igual à obtida junto à fonte. Explica-se de seguida as características da lente de fios inclinados e as suas propriedades de *imaging*.

4.1. Dispositivos de “imaging”

A ideia de ultrapassar os limites impostos pelo efeito de difracção quanto à possibilidade de distinguir num objecto pormenores com dimensões inferiores ao comprimento de onda (dimensões sub- λ) da radiação que os ilumina, motivou muitos estudos nas últimas décadas.

Qual a questão em causa? No regime óptico, por exemplo, as lentes convencionais captam a luz reflectida no objecto mediante os harmónicos que se propagam para o campo distante. Acontece que a informação com dimensões sub- λ está relacionada com o campo próximo da radiação reflectida pelo objecto, isto é, com as ondas evanescentes que se atenuam exponencialmente em espaço livre.

Como chegar à informação sub- λ ? Um grupo de investigação⁴² apresentou uma solução particularmente interessante, que é baseada num agregado de fios metálicos (bons condutores), *wire medium lens*, que consegue resolução sub- λ para frequências até o infravermelho. O funcionamento do dispositivo passa pela transformação dos harmónicos evanescentes em ondas que se propagam no seu interior (através do metamaterial, que constitui a lente). Chama-se “canalização” a este regime, que se torna possível se o cristal

⁴² [Belov], [Silveirinha] e [Belov 2].

tiver um contorno de isofrequência plano e a sua espessura for igual a um número inteiro de meios comprimento de onda (condição de Fabry-Perot).

4.2 Lente de fios inclinados

No laboratório de Microondas do Instituto de Telecomunicações de Coimbra construiu-se uma lente do tipo *wire medium lens* com fios de cobre inclinados⁴³. Esta inclinação permite transportar os detalhes sub-*lambda* das ondas com polarização “s” (o campo eléctrico é paralelo à interface). A configuração típica⁴⁴ de um *wire medium* (com os fios metálicos normais à interface) apenas permite “imaging” sub-*lambda* para ondas com polarização “p” (campo magnético paralelo à interface).

Foi esta lente que se decidiu usar para minimizar as perturbações do posicionador da sonda e da própria sonda nas medições de campo próximo. Como se pode observar na Fig. 41. a), uma fotografia de topo da lente, a inclinação dos fios é de $\alpha = 45^\circ$. O comprimento de cada fio, L_w , é de 15 cm. Esta dimensão corresponde a meio comprimento de onda a 1 GHz, a frequência de trabalho para a qual se dimensionou a lente, e para a qual ocorre a primeira condição de Fabry-Perot ($k_0 L_w = \pi$, em que $k_0 = 2\pi / \lambda_0$). Teoricamente⁴⁵ as características da lente mantêm-se para comprimentos de onda que seja múltiplos de L_w , portanto múltiplos de $\frac{\lambda}{2}$.

A resolução horizontal da lente é de 14 mm e a resolução vertical de 10 mm⁴⁶. A lente é composta por um agregado de 21 x 21 fios de cobre, com raio $r_w = 0.5$ mm, apoiados em duas placas de *Styrofoam* (a azul na Fig. 41 b)), um material cuja permitividade eléctrica é praticamente igual à do ar.

⁴³ [Morgado]

⁴⁴ [Belov]

⁴⁵ [Morgado 2]

⁴⁶ O espaçamento entre os fios no agregado é de 14 mm na direcção horizontal e de 10 mm na vertical.

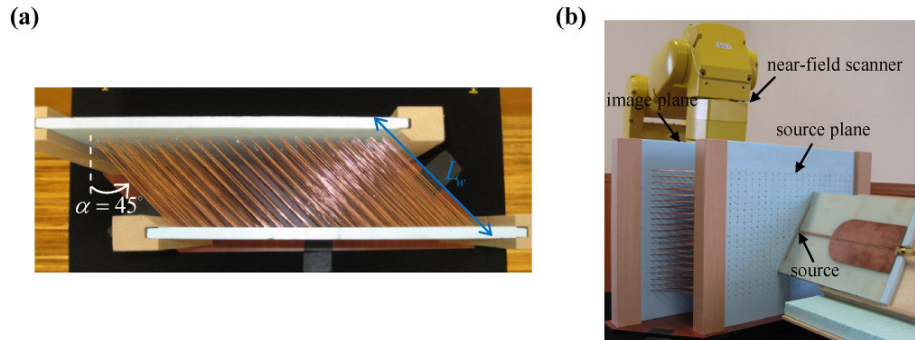


Figura 41. Vista de topo da lente de fios inclinados (a) e vista da entrada da lente num caso de utilização para transporte do campo próximo de uma antena de dipolo impressa (b).

O *array* de fios inclinados (lente) permite a transferência da componente do campo eléctrico paralela aos fios no plano da imagem, mesmo quando não há campo eléctrico normal à interface e, assim, a manipulação de outros componentes do campo próximo (outras polarizações de onda) que não são acessíveis com a disposição habitual dos fios, normais à interface.

A grande vantagem da utilização desta lente é, pois, a possibilidade de transportar informação de campo próximo (com os pormenores *sub-lambda*) à entrada da lente, para uma zona mais afastada da fonte de radiação (saída da lente), diminuindo a interferência da sonda e do posicionador que a move com o campo próximo radiado.

Quanto maior for a densidade dos fios, maior será a semelhança do campo transportado para a saída da lente com o campo no plano da fonte (junto à entrada da lente).

O método para recuperação das componentes cartesianas usando a lente é relativamente simples e tira claramente partido da inclinação do agregado de fios de cobre. De facto, para uma orientação fixa dos fios metálicos, é possível transportar e restaurar a componente do campo eléctrico paralela aos fios (a componente $E_\alpha = E \cdot \hat{u}_\alpha$, - ver Fig. 28). Depois, rodando a lente em torno do eixo z (Fig. 29), é possível alterar a orientação dos fios (\hat{u}_α), e consequentemente obter a projecção do campo eléctrico para uma direcção diferente do espaço. Concretamente, se a lente de fios inclinados for rodada sequencialmente de 120° , por três vezes, à volta do eixo z , pode medir-se a projecção do campo eléctrico em três direcções do espaço que não são co-planares. Como o espaço tridimensional fica completamente

determinado por três vectores linearmente independentes, é possível reconstruir todas as componentes cartesianas do campo eléctrico próximo do plano da imagem (junto à fonte), fazendo apenas três medições⁴⁷. Pode optar-se por rodar a antena em testes em vez de se rodar a lente, pois equivale exactamente ao mesmo e, muitas vezes, é um processo mais simples.

Este método é muito promissor, pois para obter as três componentes do campo próximo, apenas é necessário um sensor que capture a componente da direcção da propagação (mais fácil de conseguir) e também porque se podem fazer as medidas de campo próximo a distâncias (comprimentos dos fios de cobre) que sejam múltiplos de meio comprimento de onda da frequência de ressonância da lente, o que permitirá um maior rigor, uma vez que o campo é menos perturbado pelo sensor.

A comprovar-se experimentalmente a validade deste método (fazendo uso do sistema de medidas que se realizou), será certamente possível concluir que se consegue calcular com exactidão o campo distante, usando apenas um sistema de medida de campo próximo, sem ser necessário o recurso a medições directas de campo distante, para as quais são necessárias dispendiosas câmaras anecóicas, que anulem reflexões múltiplas.

No capítulo que se segue apresentam-se resultados da recuperação das componentes cartesianas do campo próximo para medições feitas com a lente de metamaterial.

⁴⁷ Crf. [Morgado 2]

4.3. Resultados experimentais do campo próximo com recurso à lente de metamaterial

Para três antenas, duas antenas de dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz e 2 GHz) e uma antena do tipo *slot*, fizeram as três medições com a lente de fios inclinados, rodando a antena de 120° em redor de um mesmo ponto, entre cada medida. De seguida obtiveram-se as três componentes cartesianas do campo eléctrico (são apenas necessárias duas componentes para o cálculo do campo distante – as componentes normais à direcção de propagação) segundo o método descrito no capítulo 2. Apresentam-se agora os resultados para cada uma das antenas.

4.3.1 Antena de dipolo de meio comprimento de onda impressa (1 GHz)

Nas imagens abaixo pode ver-se o resultado de cada uma das três medições de campo próximo obtidas com a lente. Note-se que não se podem comparar com resultados simulados, uma vez que a componente medida é a paralela aos fios da lente, que é uma contribuição de duas componentes: a normal à interface da lente e tangencial horizontal.

4.3.1.1 Resultado das medições de campo próximo do dipolo com a lente de metamaterial

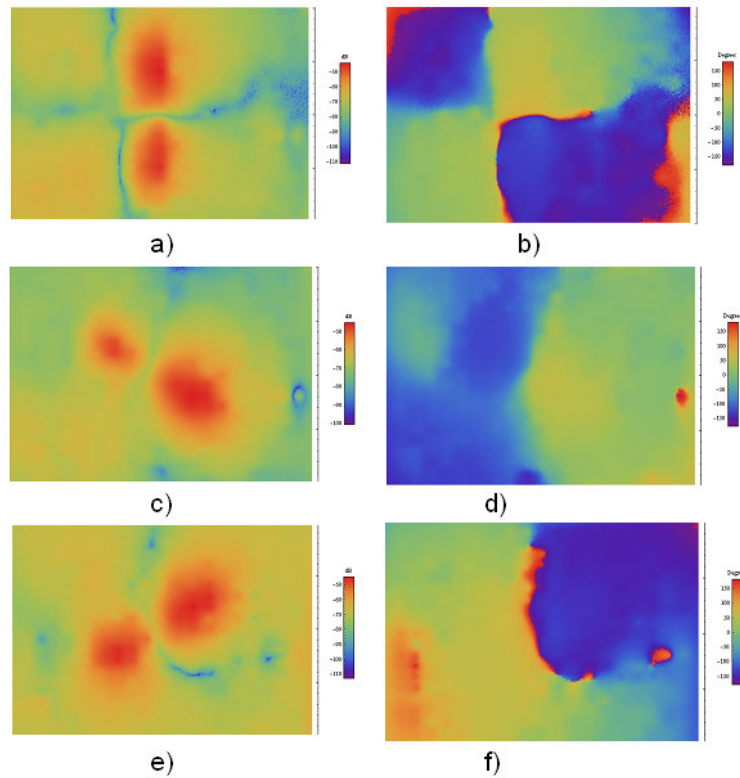


Figura 42. Campo próximo medido à saída da lente para três posições da antena de dipolo 1 GHz. Dipolo na posição de referência (0°): a) Amplitude e b) Fase. Dipolo rodado de 120° em relação à posição de referência: c) Amplitude e d) Fase. Dipolo rodado de 240° em relação à posição de referência: e) Amplitude e f) Fase.

Claramente fica demonstrada a capacidade de *imaging* da lente de fios inclinados, que consegue transportar o campo próximo para a sua saída, à frequência para que foi dimensionada. Efectivamente distinguem-se perfeitamente os dois braços do dipolo (nas imagens de amplitude) e a oposição de fase entre eles.

4.3.1.2 Resultados da recuperação das componentes cartesianas do campo próximo do dipolo de 1 GHz com lente

Apresenta-se agora (Fig. 43) as três componentes cartesianas do campo próximo obtidas pelo sistema de equações descrito antes.

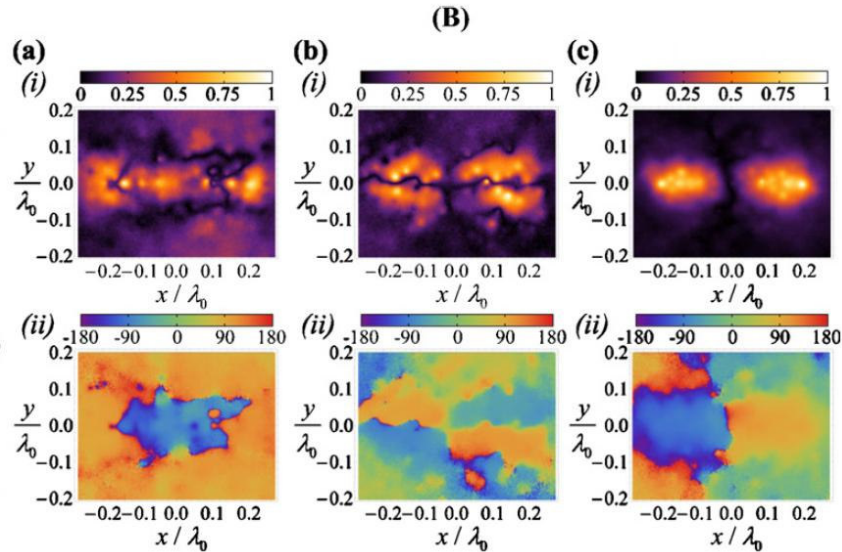


Figura 43. Três componentes cartesianas do campo próximo da antena de dipolo impressa de meio comprimento de onda calculadas com o método descrito no capítulo 2, com a introdução da lente de metamaterial entre a sonda e a antena. a) Componente X: (i) Amplitude e (ii) Fase. b) Componente Y: (i) Amplitude e (ii) Fase. c) Componente Z: (i) Amplitude e (ii) Fase.

Os resultados acima são bastante bons e foram publicados na revista *Applied Physics Letters*⁴⁸ pelo autor, em co-autoria com outros colegas do Laboratório de Microondas.

De facto estes resultados são melhores que os resultados para medições equivalentes mas sem a lente de fios inclinados, como os apresentados na secção 5.1. Lembre-se as Fig.32 e Fig. 33. Os resultados com lente (Fig. 43) são mais concordantes com os resultados do simulador (Fig. 33), que os resultados sem lente (Fig. 32). Estes resultados provam que a lente de fios inclinados consegue eliminar interferências entre a antena e a sonda, que conduzem a piores resultados no método de recuperação das componentes cartesianas.

4.3.2 Antena de dipolo de meio comprimento de onda impressa (2 GHz)

Também se fabricou uma antena de dipolo de meio comprimento de onda de 2 GHz (Fig. 44), com o fim de se verificar experimentalmente o funcionamento da lente de fios inclinados para múltiplos de meio comprimento de onda da frequência para a qual foi dimensionada a lente. De facto a 2 GHz o comprimento de onda é metade que para 1 GHz e verificou-se que o campo próximo também é transportado para a saída da lente.

⁴⁸ [Morgado]

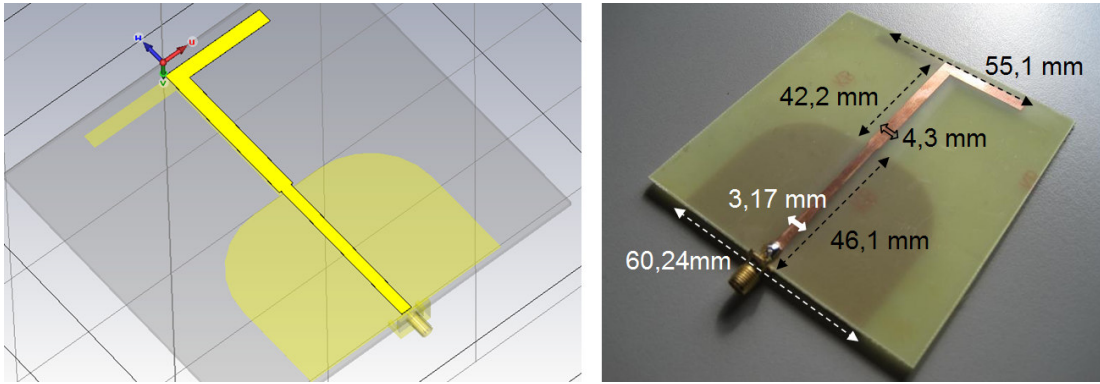


Figura 44. Antena de dipolo de meio comprimento de onda a 2GHz. a) Projecto da antena feito no simulador (CST) e b) protótipo fabricado.

4.3.2.1 Resultado das medições de campo próximo do dipolo de 2 GHz com a lente de metamaterial

Seguem-se as imagens de campo próximo do dipolo de 2 GHz medido para as três orientações da antena:

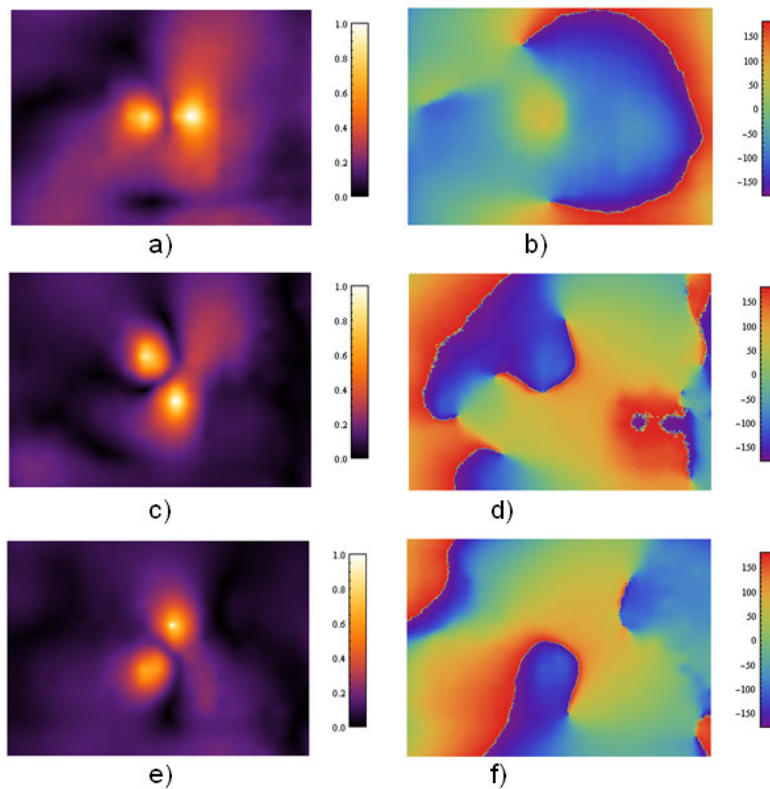


Figura 45. Campo próximo medido à saída da lente para três posições da antena de dipolo de 2 GHz. Posição de referência (0°): a) Amplitude e b) Fase. Dipolo rodado 120° em relação à posição de referência: c) Amplitude e d) Fase. Dipolo rodado de 240° em relação à posição de referência: e) Amplitude e f) Fase

4.3.2.2 Resultados da recuperação das componentes cartesianas do campo próximo do dipolo de 2 GHz com lente

Com base nas medições anteriores calcularam-se as componentes x , y , e z para o dipolo de 2 GHz:

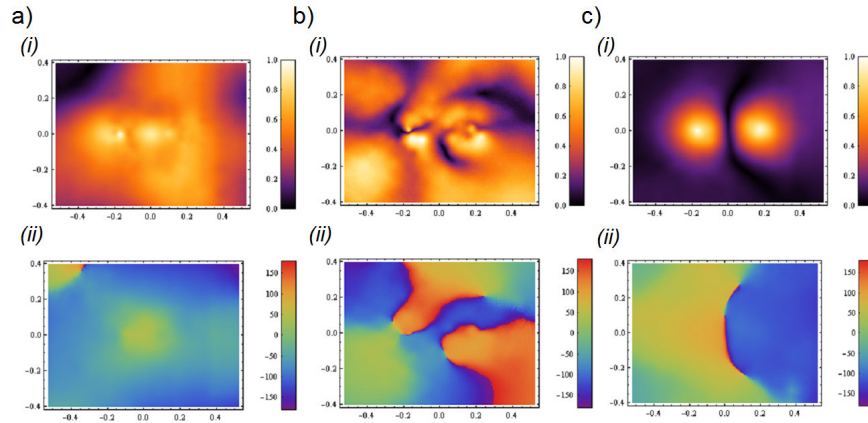


Figura 46. Três componentes cartesianas do campo próximo da antena de dipolo impressa de meio comprimento de onda a 2GHz calculadas com o método descrito no capítulo 2, com a introdução da lente de metamaterial entre a sonda e a antena. a) Componente X. b) Componente Y. c) Componente Z.

Os resultados obtidos são razoáveis, comparando-os com os obtidos no simulador (Fig. 47), face à limitação óbvia da resolução da lente, que implica um menor número de amostras nos fios da lente por comprimento de onda. Embora a taxa de amostragem tenha sido, tal como para o dipolo de 1 GHz, de 1x1 mm, como a lente tem uma resolução horizontal de 14mm e vertical de 10mm, o número de medidas por comprimento de onda em pontos exactamente em frente de fios da lente (21 x 21 medidas) foi de metade em relação ao dipolo de 1 GHz:

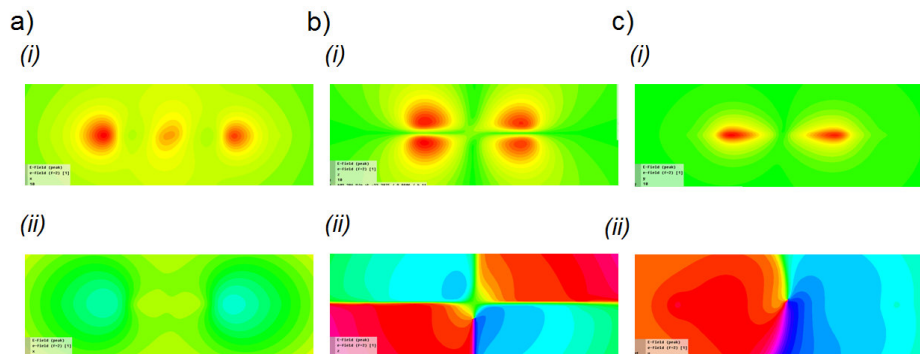


Figura 47. Três componentes do campo próximo da antena de dipolo impressa de meio comprimento de onda a 2GHz obtidos no simulador computacional (para comparação com os resultados calculados). (a) Componente X: (i) amplitude e (ii) fase. (b) Componente Y: (i) amplitude e (ii) fase. (c) Componente Z: (i) amplitude e (ii) fase.

Estes resultados vêm comprovar o funcionamento da lente de fios inclinados em comprimentos de onda múltiplos de metade do comprimento de onda de projecto da lente (comprimento dos fios).

4.3.3 Antena do tipo “slot”: antena XETS

Fizeram-se também as três medições para a antena XETS com a lente de fios inclinados. De seguida apresentam-se os resultados, interpolados com base na função *Sinc*, como se explicou na secção 2.2.4.

4.3.3.1 Resultado das medições de campo próximo da antena XETS com a lente de metamaterial

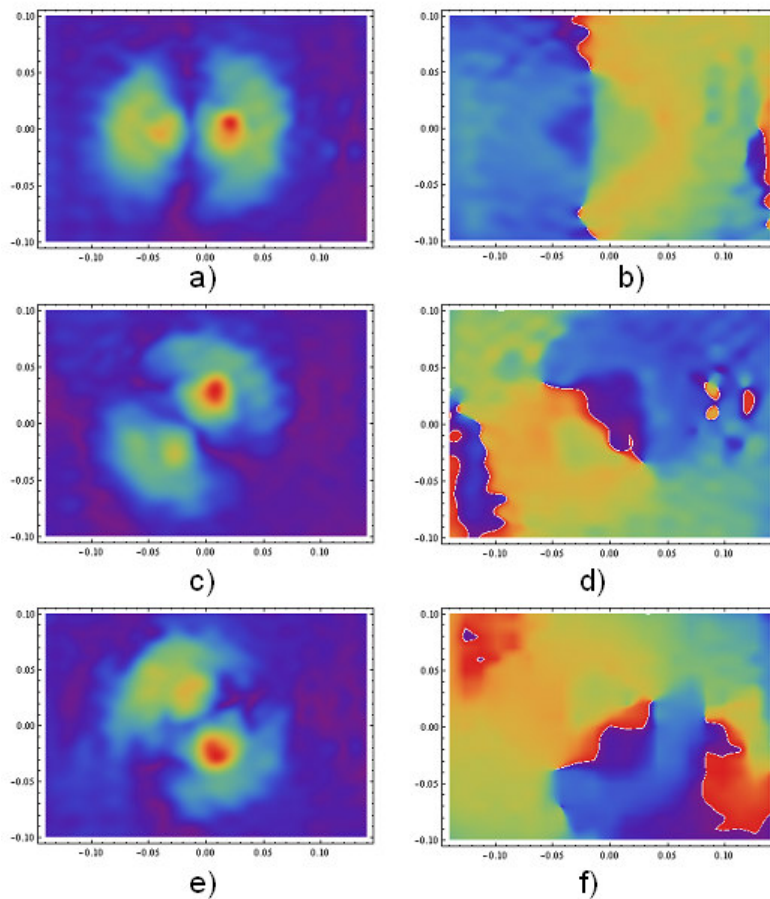


Figura 48. Campo próximo medido à saída da lente para três posições da antena XETS. Posição de referência (0°): a) Amplitude e b) Fase. Antena rodada 120° em relação à posição de referência: c) Amplitude e d) Fase. Antena rodada de 240° em relação à posição de referência: e) Amplitude e f) Fase.

4.3.3.2 Resultados da recuperação das componentes cartesianas do campo próximo da antena XETS com lente

Usando novamente o método descrito no capítulo 3, obtiveram-se as três componentes cartesianas do campo próximo da antena XETS:

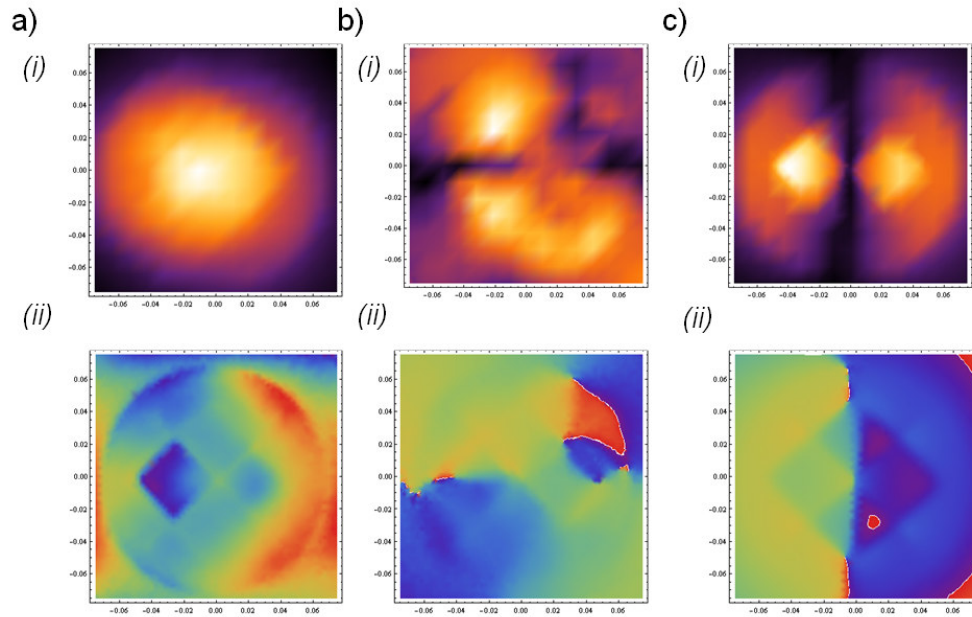


Figura 49. Três componentes do campo próximo da antena XETS calculadas com o método de recuperação das componentes cartesianas, partindo de medições feitas com a lente de fios inclinados. (a) Componente X: (i) amplitude e (ii) fase. (b) Componente Y: (i) amplitude e (ii) fase. (c) Componente Z: (i) amplitude e (ii) fase.

Estes resultados podem comparar-se com os resultados da simulação mostrados antes, na Fig. 39. Constata-se que no caso da antena XETS os resultados são melhores sem a lente de fios inclinados, o que se explica pela perda de informação de elementos da antena com dimensões inferiores ao espaçamento dos fios da lente.

Capítulo 5. Caracterização do campo distante a partir do campo próximo

Em 1905 Marconi fez a primeira medida de um padrão de radiação. Pouco tempo depois, a partir de 1920, deu-se o desenvolvimento massivo de antenas *High Frequency* (HF).

No início da 2ª Guerra Mundial, o interesse por antenas de alta-frequência agudizou-se, (pense-se nas comunicações na marinha e na aviação, por exemplo), resultando na necessidade de caracterização das suas propriedades, por exemplo o diagrama de radiação. Nos USA estas medidas foram efectuadas pelo MIT, Harvard e pela Ohio State University. O método de medição implicava sempre a deslocação da antena em testes para a zona distante.

Finda a guerra, as técnicas de medida foram transferidas das forças militares para a indústria. Os primeiros trabalhos de medição do campo electromagnético na zona próxima, com se já se viu, são desta altura. Abria-se caminho a uma outra forma de obtenção do campo distante, partindo da intensidade do campo junto à antena (na zona próxima)⁴⁹.

Não sendo o objectivo principal do presente trabalho, a obtenção do campo distante de antenas é uma das aplicações de relevo das técnicas de medição de campo próximo e, por isso, decidiu-se dedicar um capítulo ao formalismo habitualmente empregue para obter o padrão de radiação com recurso ao campo electromagnético medido na zona próxima.

No caso das medições directamente na zona distante, faz-se uso de câmaras anecóicas, sempre que possível. Estas câmaras estão revestidas interiormente por um material absorvente que minimiza as reflexões nas paredes da câmara. É comum que esse material seja colocado em formas piramidais, como as que vêm na Fig. 6, com as pontas voltadas para o interior da câmara. Assim, dá-se a absorção gradual das ondas nelas incidentes, que são conduzidas até à base da “pirâmide”, que tem atrás de si uma camada metálica que envolve toda câmara e funciona como “gaiola de Faraday”. O tamanho das “pirâmides” de absorção é escolhido em função das frequências de trabalho da câmara anecóica em causa. A Fig. 50 mostra uma câmara anecóica deste género.

⁴⁹ Esta breve apanhado histórico foi retirado de [Rahmat-Samii].



Figura 50. Fotografia de uma câmara anecóica da Schneider Electric

Além de minimizarem as interferências electromagnéticas, as câmaras anecóicas permitem que se façam medidas independentemente das condições climatéricas e proporcionam um ambiente controlado e seguro⁵⁰. O uso de câmaras anecóicas para baixas frequências está limitado pela disponibilidade de absorventes adequados, cuja espessura é inversamente proporcional à frequência. No caso dos sistemas que caracterizam antenas medindo apenas o campo próximo, também se pode recorrer a câmaras anecóicas para garantir que o campo medido junto à antena não tem contribuições das reflexões múltiplas que podem ocorrer quando não há materiais absorventes que as anulem.

O subcapítulo seguinte apresenta as equações que permitem passar de duas componentes tangenciais do campo eléctrico na zona próxima ao campo distante.

5.1 Obtenção do campo distante a partir das componentes tangenciais do campo próximo

Na região de propagação ($z \geq 0$, para referencial da Fig. 3), o campo $E(x, y, z)$ de uma onda monocromática pode ser descrito como uma sobreposição de ondas planas (PWS) da forma

$f(k_x, k_y)e^{-jk_z z}$, da seguinte maneira⁵¹:

⁵⁰ Cfr. [Balanis], pág. 707.

⁵¹ Cfr. [Rahmat-Samii], Pág. 31 da secção “I. Introduction and Fundamentals” e também [Collin and Zucke], Pág. 64, fórmulas (3.6a) [quando $z = 0$] e (3.6b).

$$E(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} f(k_x, k_y) e^{-jk \cdot r} dk_x dk_y = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} [f(k_x, k_y) e^{-jk_z z}] e^{-jk_x x - jk_y y} dk_x dk_y \quad (4)$$

em que k é o vector de onda e $f(k_x, k_y)$ não é mais que a Transformada Inversa de Fourier do campo próximo, sobre o plano $z = 0$, também chamado o espectro angular:

$$f(k_x, k_y) = \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} \int_{-\infty-\infty}^{+\infty+\infty} E(x, y, 0) e^{+jk_x x + jk_y y} dx dy \quad (5)$$

$E(x, y, 0)$ é, pois, o campo próximo medido no plano perpendicular à direcção de propagação.

O campo próximo em qualquer plano paralelo a $z = 0$, localizado na região do espaço sem fontes de campo ($z > 0$), pode ser calculado usando a Eq. (4), desde que $f(k_x, k_y)$, dado pela Eq. (5), tenha sido previamente calculado, e k_z seja:

$$k_z = \begin{cases} + [k^2 - (k_x^2 + k_y^2)]^{1/2} & \text{quando } k^2 \geq k_x^2 + k_y^2 \\ - j [(k_x^2 + k_y^2) - k^2]^{1/2} & \text{quando } k^2 < k_x^2 + k_y^2 \end{cases} \quad (6)$$

Nos casos em que k_z é real as ondas propagam-se e contribuirão para o fluxo de energia até ao infinito, enquanto que para valores de k_z puramente imaginários estamos perante ondas evanescentes⁵².

Usando o método da fase estacionária, é possível demonstrar⁵³ que na zona distante o campo eléctrico tem a seguinte expressão assintótica:

$$E(r, \theta, \varphi) = j \frac{ke^{-jkr}}{2\pi r} [\hat{a}_\theta (f_x \cos \varphi + f_y \sin \varphi) + \hat{a}_\varphi \cos \theta (-f_x \sin \varphi + f_y \cos \varphi)] \quad (8)$$

Para a dedução da Eq. (8), acima, remete-se o leitor para o **Anexo B**.

⁵² Cfr. [Collin and Zucker] Pág. 63.

⁵³ *Idem*, Pág. 64-67.

5.2 Limitações das técnicas de medição de campo próximo num plano quando usado para calcular o padrão de radiação

Um dos factores que influenciam a exactidão do campo distante calculado a partir do campo próximo é a área, ou abertura, na qual se mede o campo próximo. Uma área pequena pode significar truncar o campo eléctrico nas extremidades do varrimento, numa zona onde possivelmente o campo ainda tem uma intensidade que não deve ser desprezada.

Em [Rahmat-Samii] diz-se que a intensidade do campo próximo na vizinhança das extremidades do varrimento tem um papel importante na correcta reconstrução dos padrões de campo distante. Chegar a -40 dB de atenuação nas extremidades do plano de amostragem é um bom critério a seguir. Isto significa que as técnicas de medição de campo próximo para calcular os padrões de campo distante se adequam sobretudo a antenas directivas.

As técnicas de cálculo de campo distante que se baseiam na medição do campo próximo têm, pois, limitações relacionadas com a área de amostragem e com a distância do plano de medida à antena.

Pode mesmo definir-se uma região angular (o valor de θ máximo - sendo θ medido a partir do eixo da direcção de propagação – Fig. 3) para a qual as fórmulas de cálculo do campo distante são válidas, em função do tamanho (L) do plano de medida, do tamanho da maior dimensão da antena (D) e da distância entre a antena e o plano de medida (Z) (Fig.51):

$$\hat{\text{AnguloVálido}}(\theta) = \text{ArcTan} \left(\frac{L - D}{2Z} \right) \quad (9)$$

O ângulo θ na Fig. 51, abaixo, equivale ao ângulo θ máximo (θ da Fig. 3 – que apresenta o sistema esférico de eixos) para o qual os resultados do método são correctos. Newell refere que é “surpreendente que uma relação geométrica tão simples, permita inferir qual o ângulo máximo para o qual os resultados de campo distante são correctos”⁵⁴. Note-se que é

⁵⁴ Crf. [Newell]

efectivamente assim, pois o ângulo θ da Fig. 51, que é dado directamente das dimensões D e L pela Eq. (9) – relação geométrica –, é exactamente o ângulo θ máximo (agora θ é a abertura angular na Fig. 3) para o qual se pode calcular sem erros o campo distante.

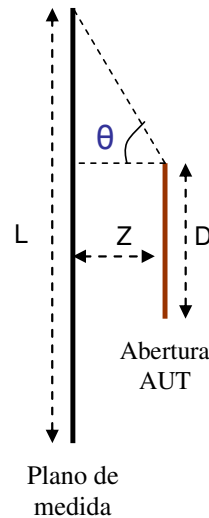


Figura 51. Esquema que relaciona as dimensões do plano de medida (L), a dimensão máxima da antena (D) e a distância entre a antena e o plano de medida (Z), com o ângulo θ máximo para o qual as fórmulas de campo distante baseadas no campo próximo são válidas

Gregson⁵⁵ refere que a fórmula geométrica indicada acima, Eq. (9), dá resultados indicativos, que tendem a ser optimistas na realidade. Também diz que as técnicas de cálculo de campo distante partindo de medições de campo próximo num plano são encorajadoras para ângulos polares (θ da Fig. 3) pequenos, mas que para ângulos maiores o padrão de radiação é claramente truncado⁵⁶.

O mesmo autor indica que, por verificação experimental, estas técnicas podem ser aceites como válidas para ângulos polares até 65° . No entanto, Gregson adverte que diminuir a distância entre o plano de medida e a antena em testes não conduz necessariamente a um ângulo válido maior, porque à medida que se reduz essa distância, as múltiplas reflexões entre a antena e a sonda tornar-se-ão também mais significativas. É de notar que a literatura faz referência à fórmula do ângulo crítico, Eq. (9), para distâncias Z superiores a dois comprimentos de onda, e que a distância usada nas medições feitas ao longo deste projecto foram sempre muito inferiores.

⁵⁵ Cfr. [Gregson], Pág. 124.

⁵⁶ *Idem.*

5.3. Resultados experimentais do cálculo do campo distante a partir das componentes tangenciais do campo próximo

Com base nos resultados de campo próximo obtidos, e usando o formalismo descrito na secção 7.1, calculou-se o campo distante do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) e da antena XETS para algumas direcções do espaço. O método apenas necessita das componentes do campo que são tangentes à abertura da radiação (perpendiculares à direcção de radiação). Obtiveram-se resultados partindo de medidas efectuadas sem a presença da lente metamaterial e na presença desta.

Não se quis ser exaustivo na obtenção de resultados do campo próximo. Escolheu-se fixar θ (ver Fig. 3), o ângulo de elevação, e fazer variar φ , que se representa em radianos nos gráficos abaixo e que corresponde ao ângulo de azimute. Apresentam-se os resultados do valor absoluto do campo eléctrico na zona distante, “E Abs”, e a amplitude e fase das suas componentes E_θ e E_φ , portanto $|E_\theta|$, $|E_\varphi|$, $Arg(E_\theta)$ e $Arg(E_\varphi)$, para cinco valores do ângulo θ . Começa-se com $\theta = 2.5^\circ$, que ilustra os resultados para uma abertura angular pequena, e depois vai-se aumentando θ : $\theta = 20^\circ$, $\theta = 40^\circ$, $\theta = 60^\circ$ e $\theta = 80^\circ$. Para $\theta = 80^\circ$ tem-se uma abertura angular que já se pode considerar muito grande.

De acordo com a Eq. (9), indica-se de seguida o ângulo máximo (ângulo crítico) para o qual se esperam resultados válidos de campo distante, quer no caso da presença da lente, quer na sua ausência:

- a) Dipolo de meio comprimento de onda, sem lente: $70,4^\circ$
- b) Dipolo de meio comprimento de onda, com lente: 66°
- c) Antena XETS, sem lente: 33°
- d) Antena XETS, com lente: $15,9^\circ$

A presença da lente significa uma distância maior entre a sonda e antena em teste (Z , na Fig. 51). Isto não acontece por a lente ter, naturalmente, uma espessura, pois a lente tem precisamente a função de transportar o campo próximo para a sua saída, mas porque é necessário deixar alguma margem em ambas as interfaces da lente para não haver contacto

com os fios: entre a antena e a lente e entre a lente e a sonda. São poucos milímetros, mas os suficientes para reduzir o ângulo crítico.

Por outro lado, a lente define à partida a abertura (L na Fig. 51) máxima da medição, que fica limitada pela dimensão da lente.

Nas medidas efectuadas, usou-se praticamente a mesma abertura para as duas antenas que, além disso, não foi muito grande⁵⁷. Ora, como a antena XETS é maior que o dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz), é natural que o ângulo crítico, θ , seja menor na antena XETS, por pura observação geométrica (Fig. 51).

Em todos os gráficos de resultados representa-se também, para comparação, o campo distante obtido no simulador (CST) para as mesmas direcções do espaço (θ e φ). Indica-se no canto superior esquerdo de cada figura qual o ângulo θ para o qual se fez o cálculo.

Apresentam-se de seguida resultados para o caso em que se obtiveram as componentes tangenciais sem a lente de fios inclinados.

5.3.1 Resultados de campo distante sem lente

5.3.1.1 Cálculo do campo distante da antena dipolo de meio comprimento de onda a partir do campo próximo recuperado sem a lente

Em baixo apresentam-se os gráficos de campo distante do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) calculado com as duas componentes tangenciais do campo próximo obtido sem a lente de metamaterial:

⁵⁷ O campo próximo usado para o cálculo do campo distante foi o que resultou da técnica de recuperação das três componentes baseada em medições linearmente independentes. Nesse caso não era necessário fazer o varrimento de uma área muito grande. Como a ideia de calcular o campo distante surgiu como um acrescento posterior à tese, não se repetiram as medições para aberturas maiores, pois queria-se apenas provar que era possível calcular o campo distante com as componentes tangenciais do campo eléctrico obtidas pela técnica das três medidas.

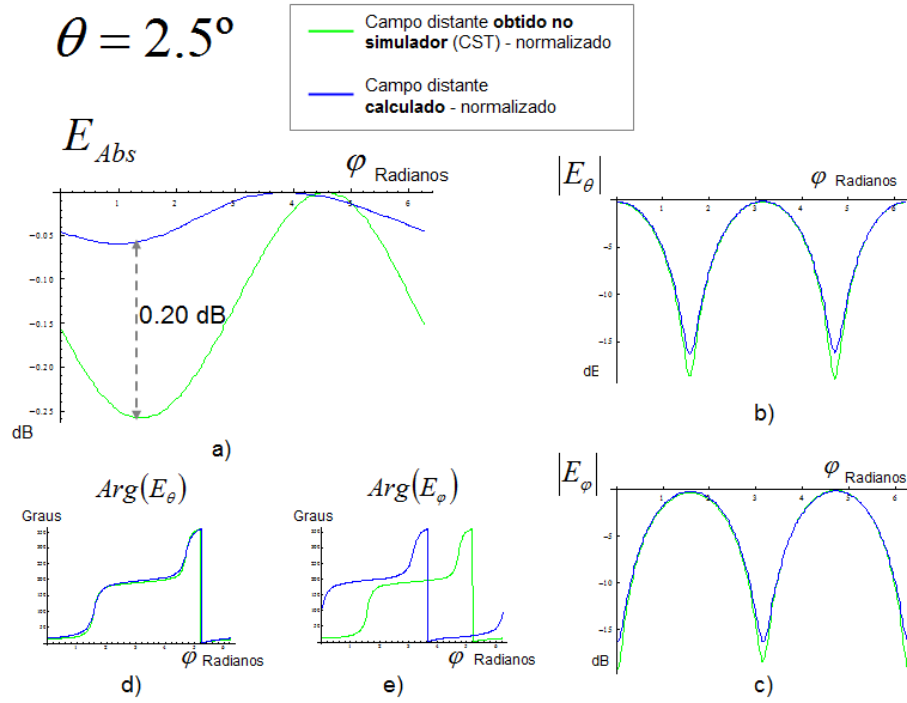


Figura 52. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 2.5^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\varphi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\varphi)$

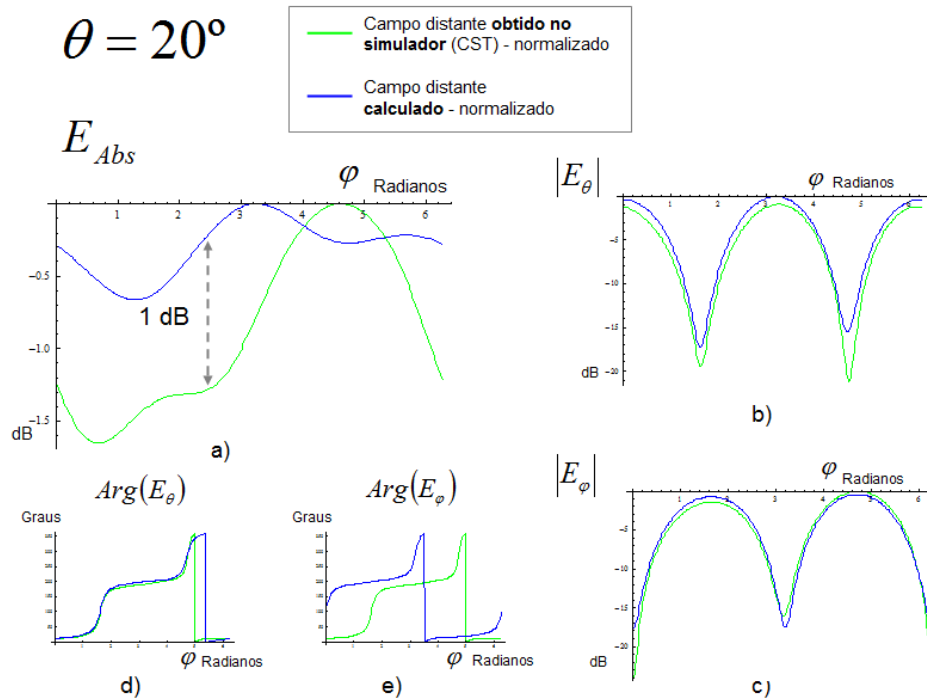


Figura 53. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 20^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\varphi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\varphi)$

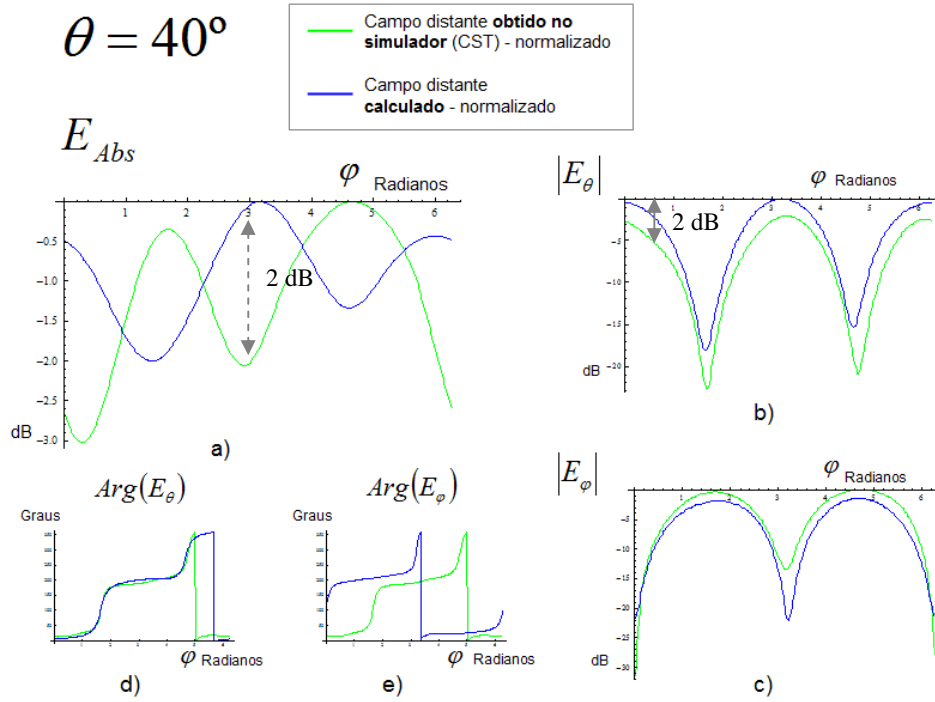


Figura 54. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 40^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\varphi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\varphi)$

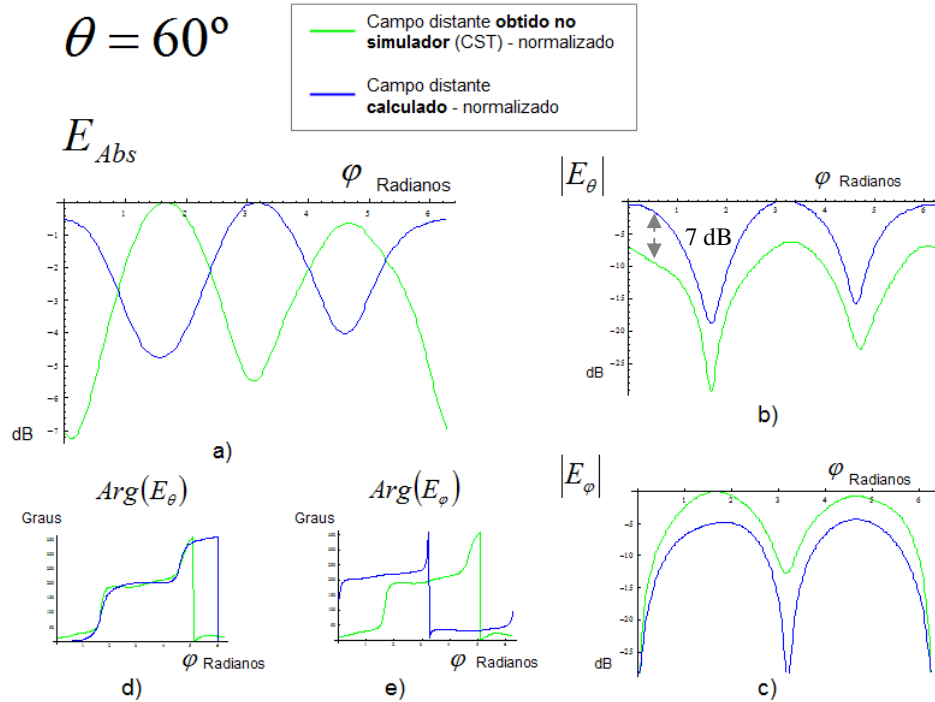


Figura 55. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 60^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\varphi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\varphi)$

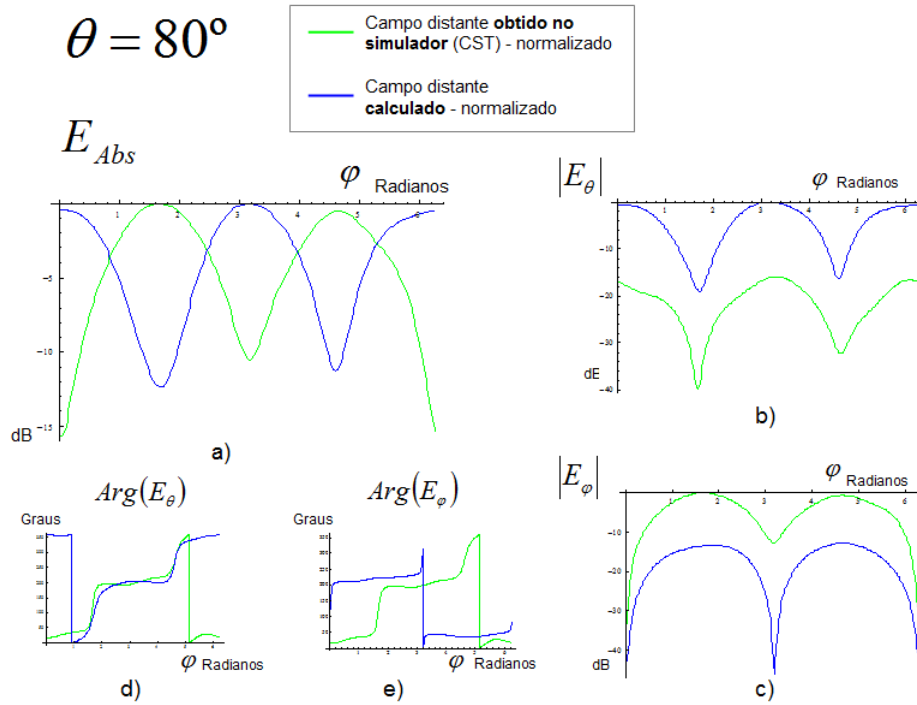


Figura 56. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 80^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\phi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\phi)$

O campo distante calculado com o campo próximo recuperado sem a lente perde claramente a validade para aberturas angulares superiores a $\theta = 40^\circ$, sendo que para $\theta = 40^\circ$ já não é muito exacto. O ângulo crítico calculado pela Eq. (9) andava à volta de 70° . É preciso fazer notar que a fórmula do ângulo crítico é reportada na literatura para medições de campo próximo a distâncias de vários comprimentos de onda, λ , (a partir de $2\lambda^{58}$ ou $3\lambda^{59}$) da antena, enquanto que nos casos experimentais aqui apresentados se mediu o campo próximo a uma distância de pelo menos duas ordens de grandeza inferior ($\frac{\lambda}{30}$ e às vezes menos).

5.3.1.2 Cálculo do campo distante da antena XETS a partir do campo próximo recuperado sem a lente

Seguem-se os resultados do campo distante da antena XETS calculados a partir de campo próximo recuperado sem a lente:

⁵⁸ Cfr. [Nearfield Systems Inc.]

⁵⁹ Cfr. [Gregson], Pág. 124.

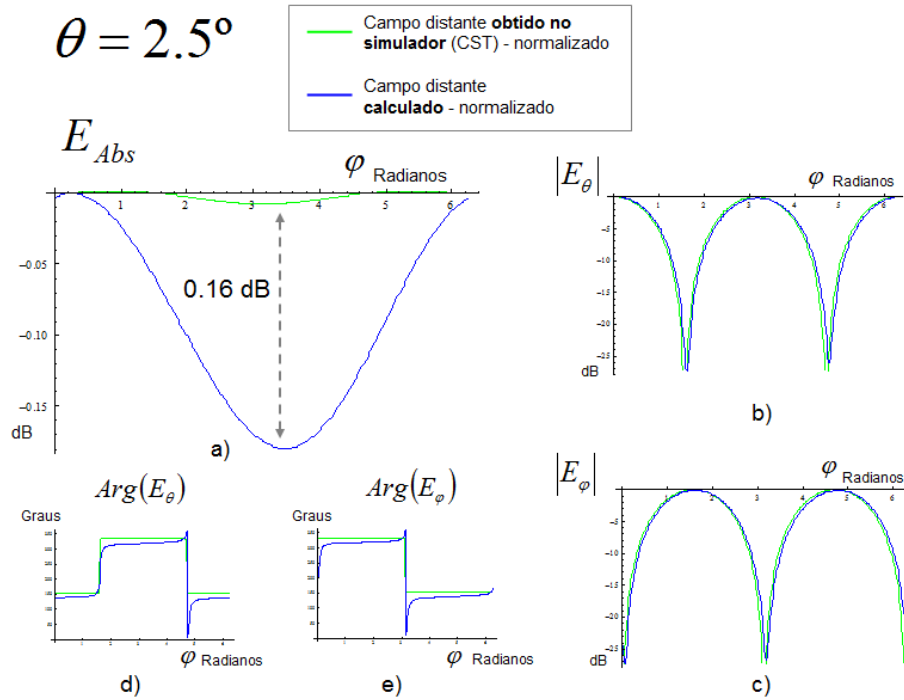


Figura 57. Campo distante da antena XETS para $\theta = 2.5^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\varphi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\varphi)$

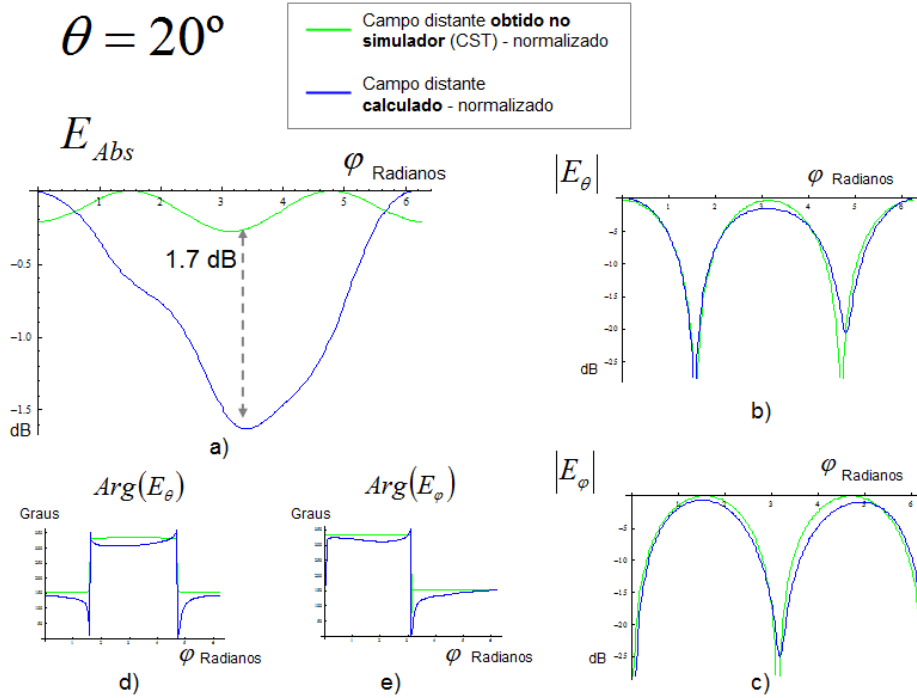


Figura 58. Campo distante da antena XETS para $\theta = 20^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\varphi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\varphi)$

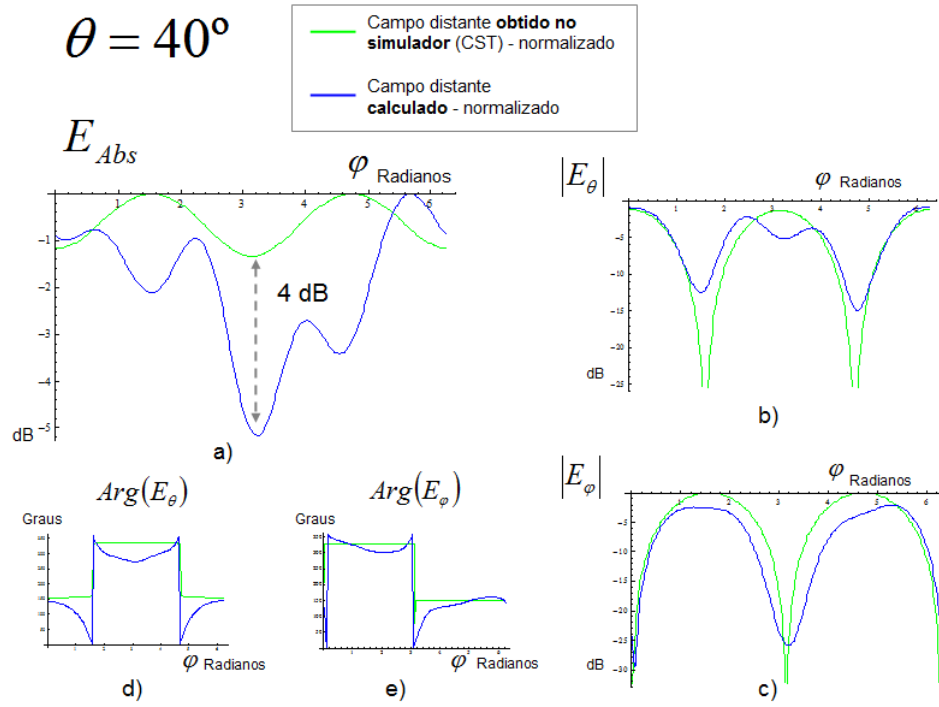


Figura 59. Campo distante da antena XETS para $\theta = 40^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\varphi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\varphi)$

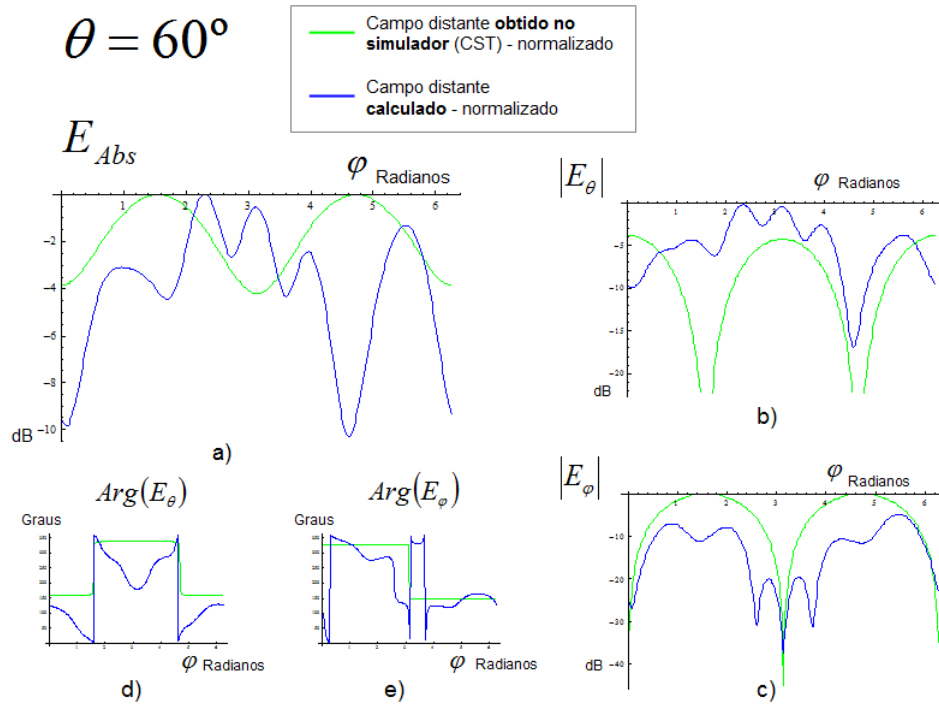


Figura 60. Campo distante da antena XETS para $\theta = 60^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\varphi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\varphi)$

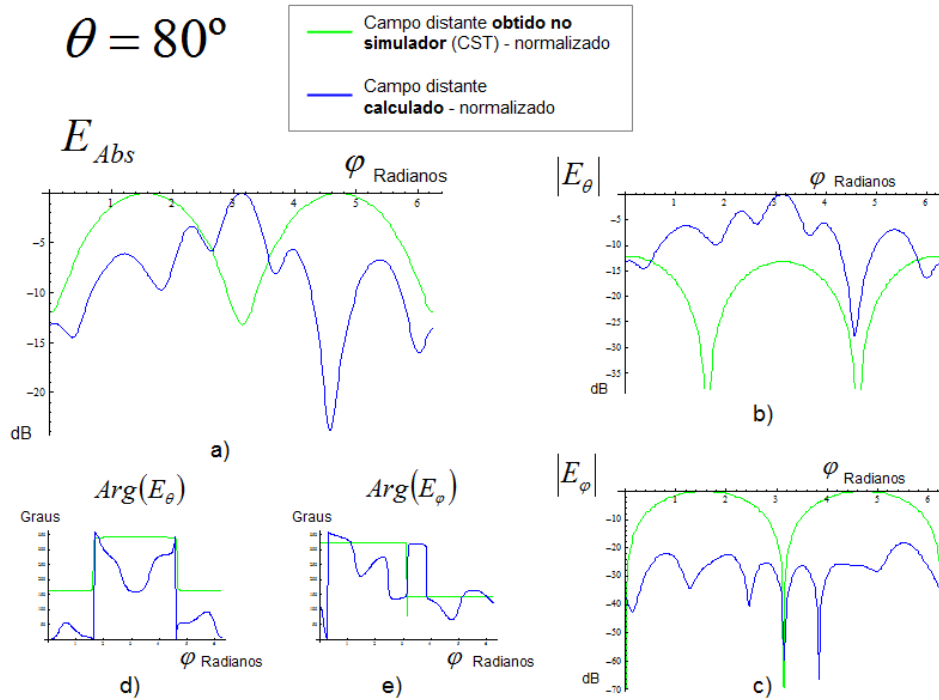


Figura 61. Campo distante da antena XETS para $\theta = 80^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido sem lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\phi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\phi)$

Tal como no caso do dipolo de meio comprimento de onda, pode observar-se que os resultados já não são muito bons para $\theta = 40^\circ$ e que se degradam significativamente a partir de $\theta = 60^\circ$. De facto, o ângulo crítico que se calculara com a Eq. (9) era 33° .

5.3.2 Resultados de campo distante com lente

Passa-se agora aos resultados de cálculo de campo distante baseados no campo próximo obtido com a presença da lente de fios inclinados.

5.3.2.1 Cálculo do campo distante da antena dipolo de meio comprimento de onda a partir do campo próximo recuperado com a lente

Apresenta-se os padrões de radiação do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) obtidos analiticamente a partir das componentes tangenciais do campo próximo, obtidas, por sua vez, pelo método de recuperação das componentes cartesianas, para medidas com a lente metamaterial.

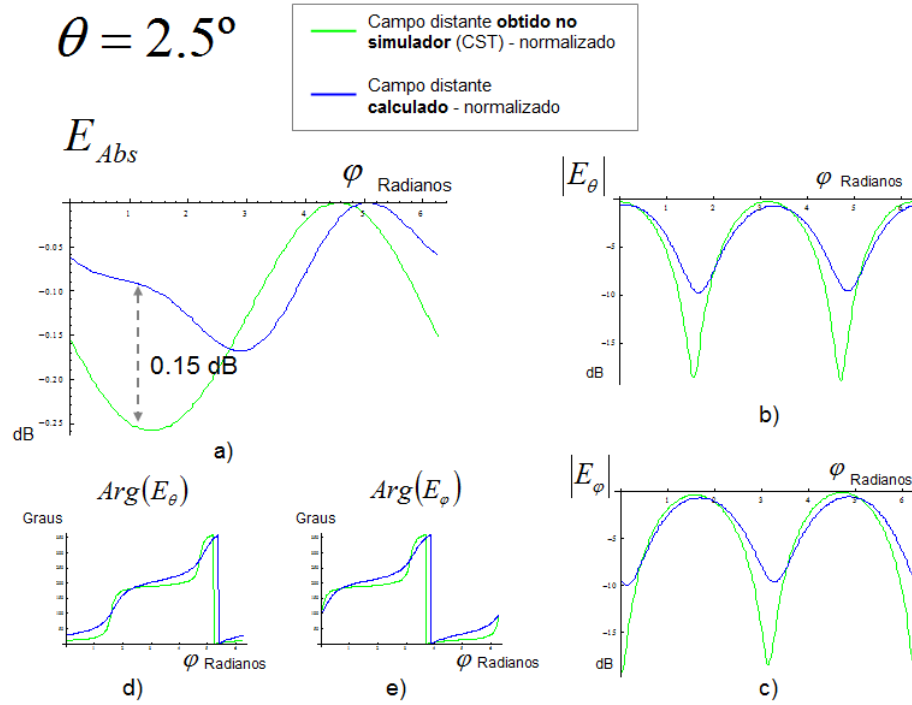


Figura 62. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 2.5^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\phi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\phi)$

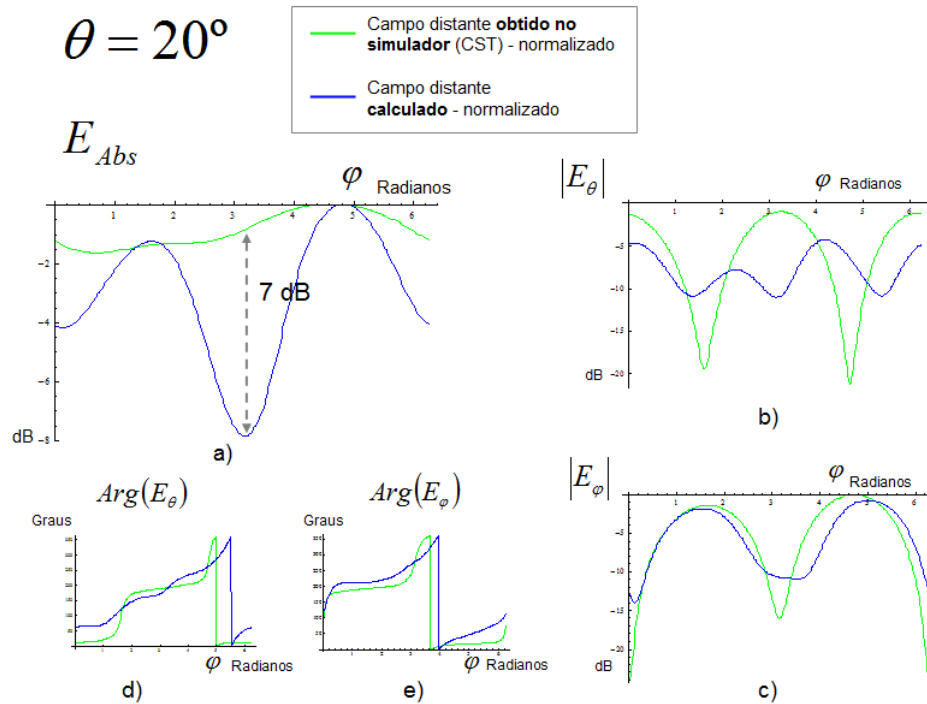


Figura 63. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 20^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\phi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\phi)$

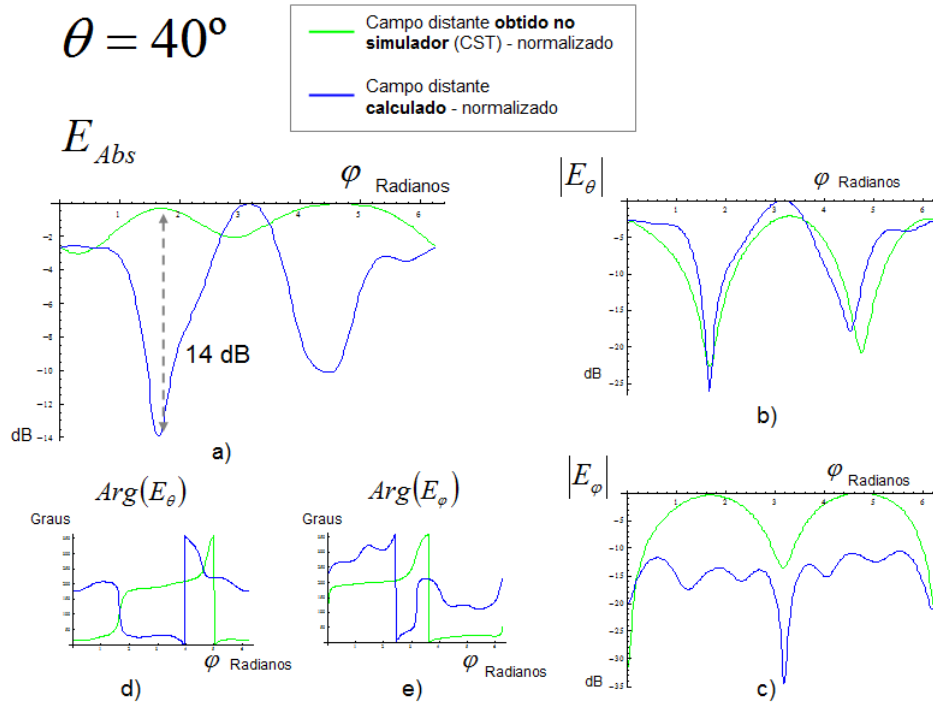


Figura 64. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 40^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\phi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\phi)$

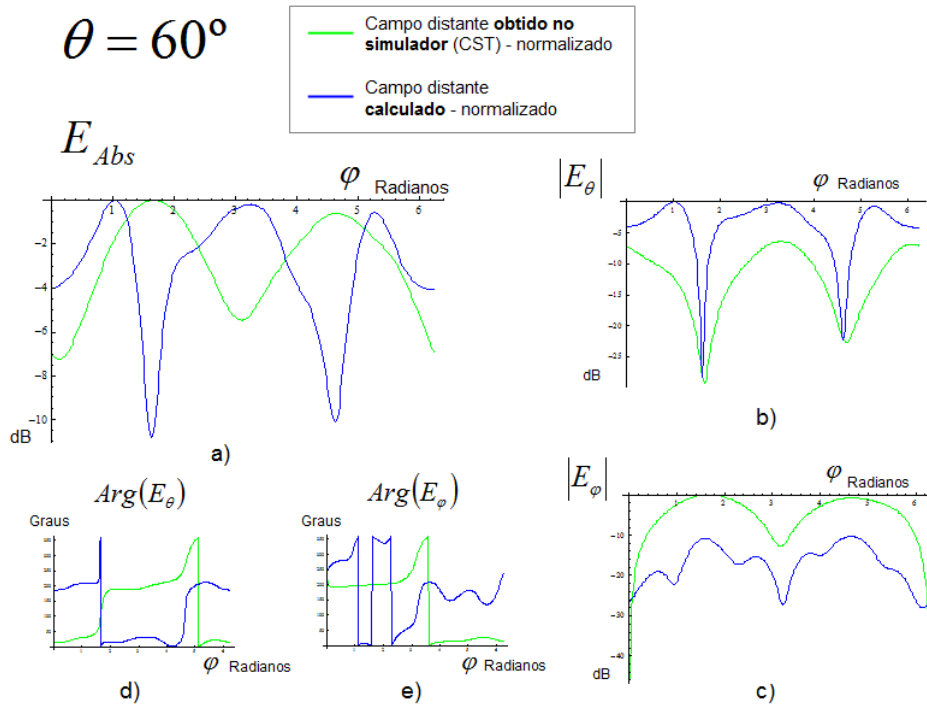


Figura 65. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 60^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\phi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\phi)$

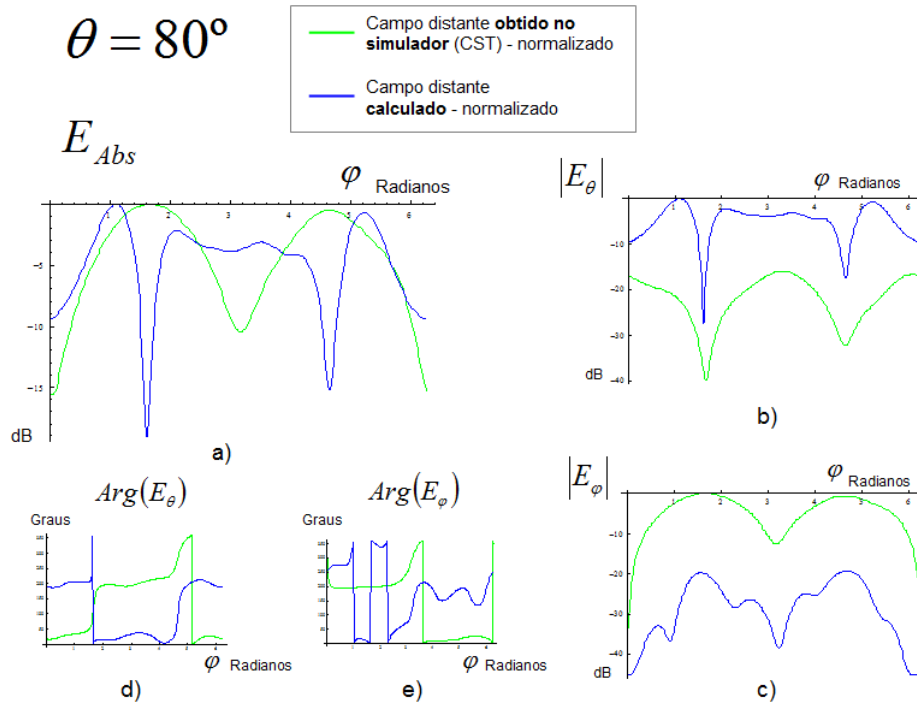


Figura 66. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda para $\theta = 80^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\varphi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\varphi)$

Os resultados do campo distante para a antena de dipolo de meio comprimento de onda, calculados com base no campo próximo medido com a lente, são também apenas válidos para pequenas aberturas angulares (para $\theta = 20^\circ$ os resultados já são maus). O ângulo crítico calculado com a Eq. (9) é 66° . Mais uma vez, os resultados pouco consistentes parecem estar relacionados com a distância a que se fizeram as medições do campo próximo.

5.3.2.1 Cálculo do campo distante da antena XETS a partir do campo próximo recuperado com a lente

Apresentam-se nesta subsecção gráficos do campo distante da antena XETS para várias orientações do espaço, fixando θ e variando φ , partindo do campo distante medido com a lente de fios inclinados:

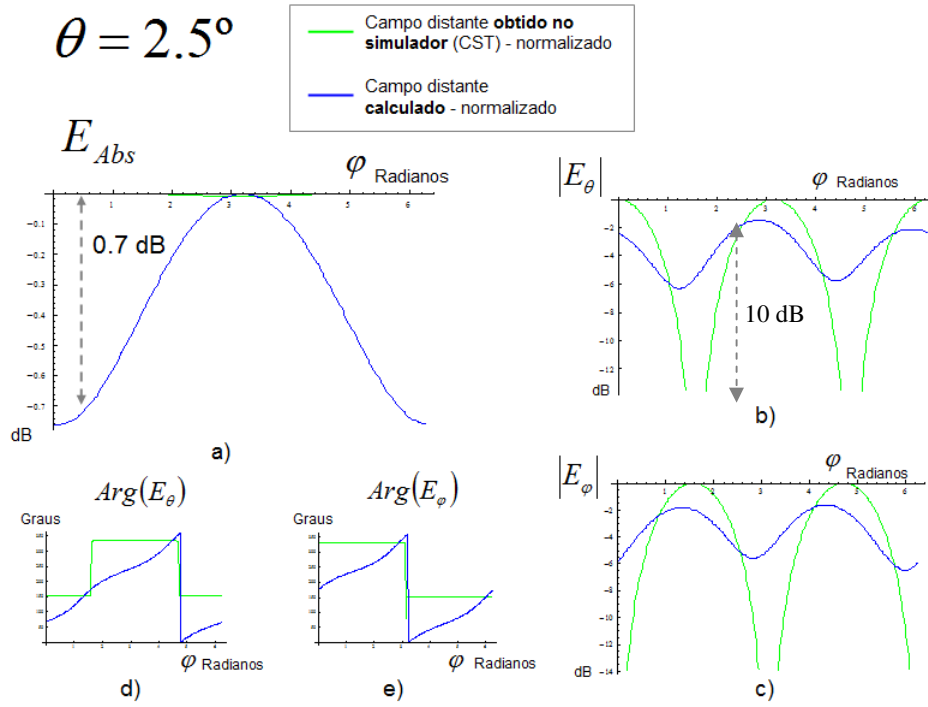


Figura 67. Campo distante da antena XETS para $\theta = 2.5^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\varphi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\varphi)$

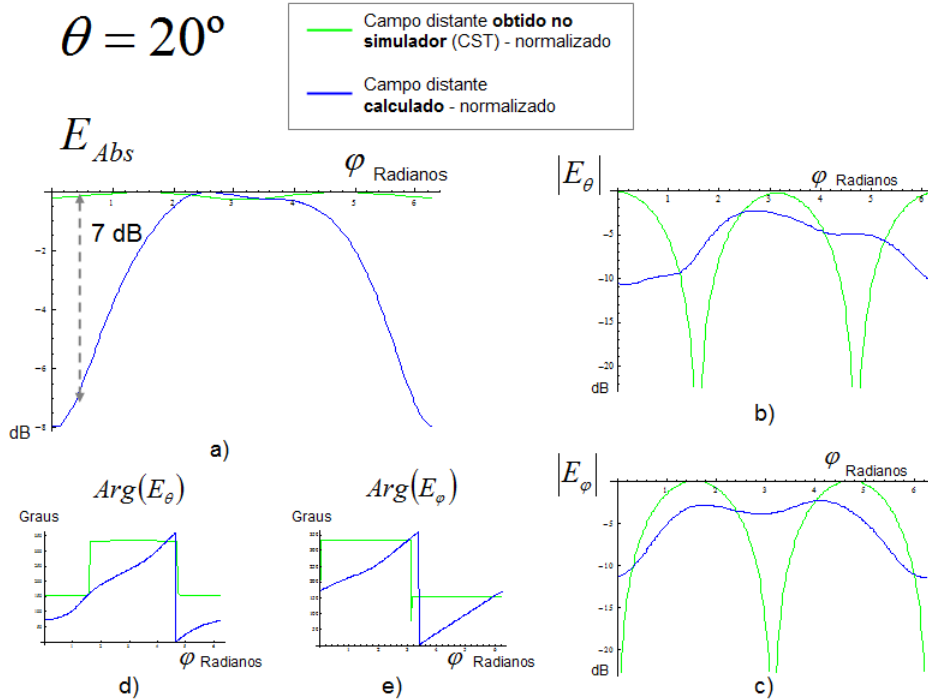


Figura 68. Campo distante da antena XETS para $\theta = 20^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\varphi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\varphi)$

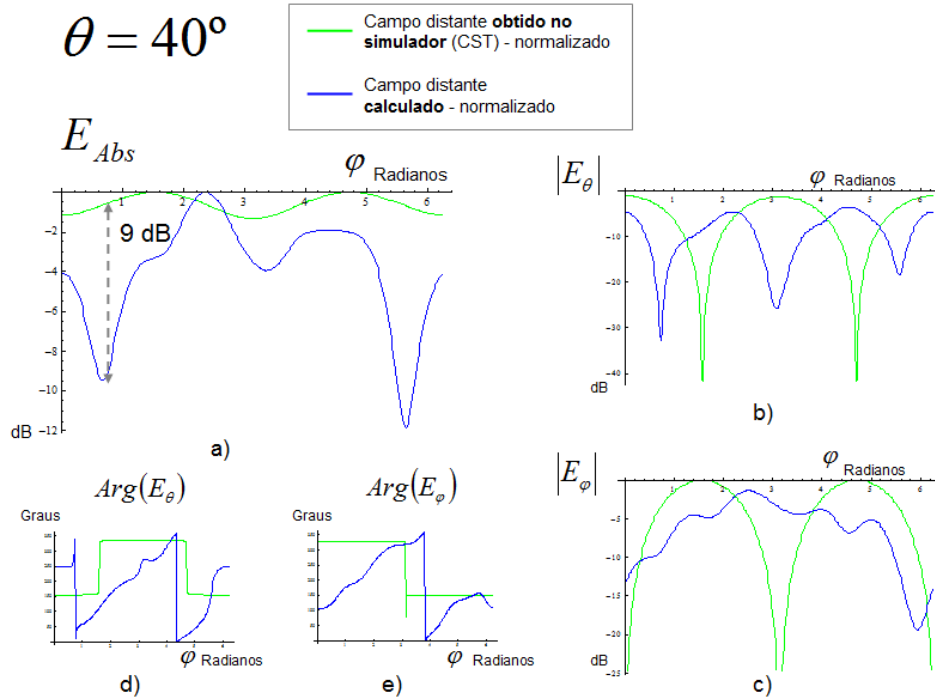


Figura 69. Campo distante da antena XETS para $\theta = 40^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\phi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\phi)$

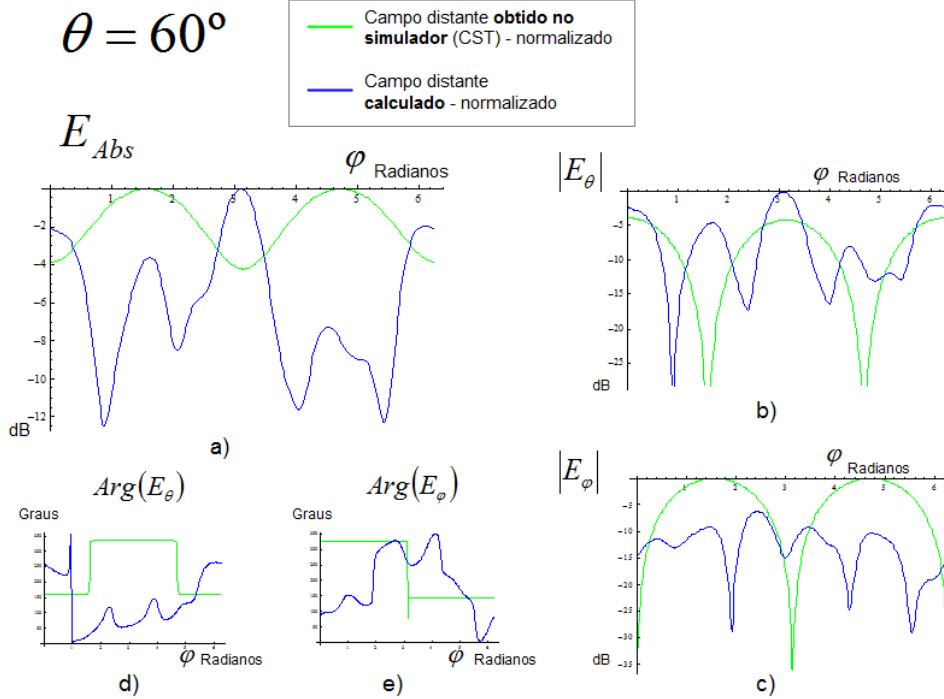


Figura 70. Campo distante da antena XETS para $\theta = 60^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\phi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\phi)$

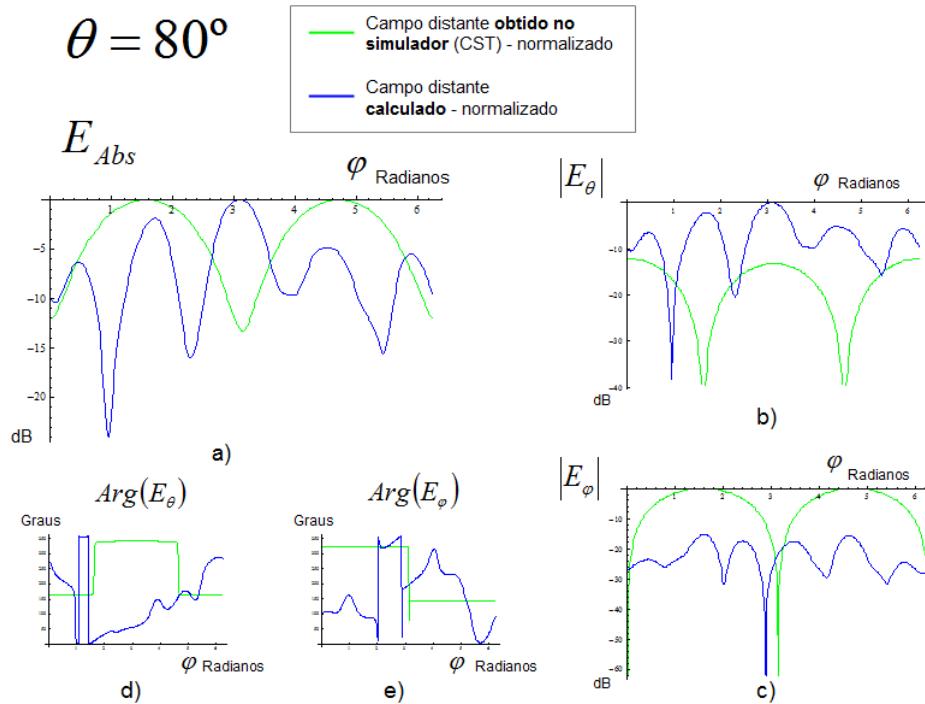


Figura 71. Campo distante da antena XETS para $\theta = 80^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com lente. a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\phi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\phi)$

Para a antena XETS, no caso em que se usam as componentes do campo próximo recuperadas com a lente, os resultados são maus logo para aberturas angulares muito baixas. Pode ver-se que para $\theta = 20^\circ$ (Fig. 68) o campo distante calculado é bastante diferente do obtido no simulador. O ângulo crítico que se calculara com a Eq. (9) rondava os 15° .

5.3.3 Campo distante calculado a partir de campo próximo do simulador

Em face de resultados de campo distante um pouco há quem do esperado, decidiu-se comprovar a validade do método empregue no seu cálculo, usando dados de campo próximo o mais exactos possível. Para isso, e para o caso do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz), extraíram-se as componentes tangenciais do campo próximo calculadas pelo simulador computacional e foi esse o campo próximo manipulado pelas equações de cálculo de campo distante. Além da Eq. (8), experimentou-se uma outra formulação matemática, baseada na aproximação das fontes de Huygens⁶⁰. Esta pode ser usada assumindo que o campo magnético e o campo eléctrico se relacionam como numa onda plana, na abertura:

⁶⁰ Cfr. [Milligan] Secção 2-2.

$$\eta g_y = f_x \quad e \quad -\eta g_x = f_y \quad (11)$$

Desde que:

$$\eta H_y = E_x \quad e \quad -\eta H_x = E_y \quad (12)$$

onde “f” e “g”, os integrais do campo eléctrico (E) e magnético (H) na zona próxima, respectivamente, na abertura, foram expandidos nas suas componentes x e y e η é a impedância do espaço livre.

Este pressuposto não é plenamente cumprido no presente caso, pois no campo próximo a relação entre o campo E e H é muito diferente de uma onda plana. Ainda assim, quis-se verificar quais seriam os resultados.

Com a aproximação de Huygens, as componentes θ e φ do campo eléctrico na zona distante são dadas, finalmente, pelas equações:

$$E_\theta = j \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} (1 + \cos \theta) (f_x \cos \varphi + f_y \sin \varphi) \quad (13)$$

$$E_\varphi = -j \frac{ke^{-jkr}}{4\pi r} (1 + \cos \theta) (f_x \sin \varphi - f_y \cos \varphi) \quad (14)$$

5.3.3.1 Cálculo do campo distante do dipolo de meio comprimento de onda a partir do campo próximo calculado pelo simulador computacional

Apresentam-se de seguida os gráficos com o campo distante calculado novamente para aberturas de $\theta = 2.5^\circ$, 20° , 40° , 60° e 80° . Note-se que agora cada gráfico tem três curvas, a saber: o campo distante calculado pelo simulador (CST), o campo distante calculado pela Eq. 8 com dados de campo próximo tirados do simulador e o campo distante calculado com as Eq. (13) e (14) da aproximação de Huygens. As duas últimas curvas mal se distinguem para aberturas angulares pequenas (ex. $\theta = 2.5^\circ$)⁶¹.

⁶¹ De notar que em alguns gráficos o resultado com as fórmulas da aproximação de Huygens (curva laranja) é praticamente igual ao resultado com as fórmulas iniciais (curva a azul), de forma que não se distingue a curva azul. Noutros gráficos também se distingue mal a curva dos resultados de campo distante do simulador (a verde), pois são também muito semelhantes aos resultados calculados.

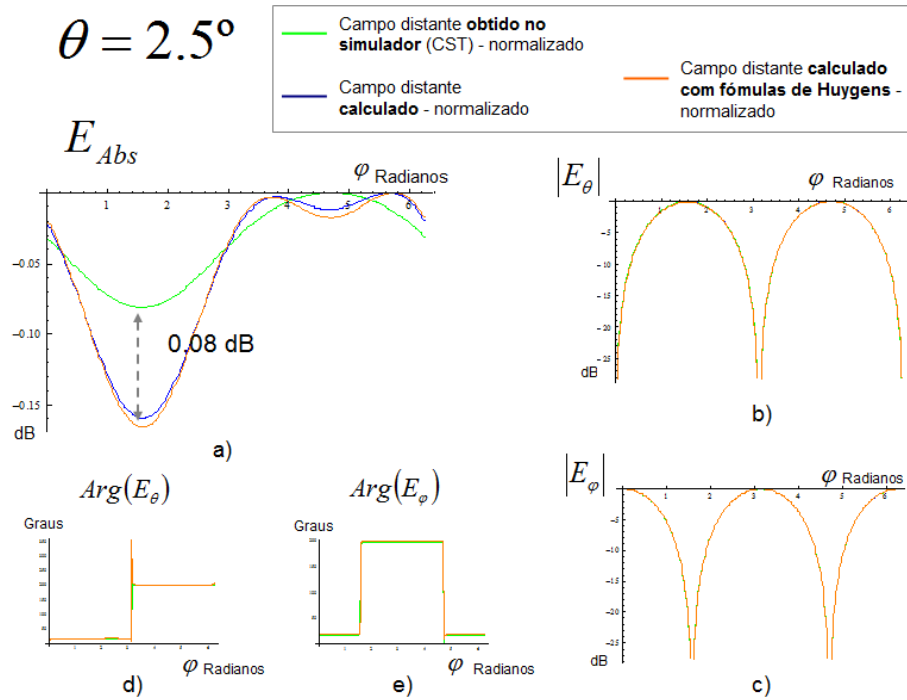


Figura 72. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) para $\theta = 2.5^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com o simulador (CST). a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\phi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\phi)$.

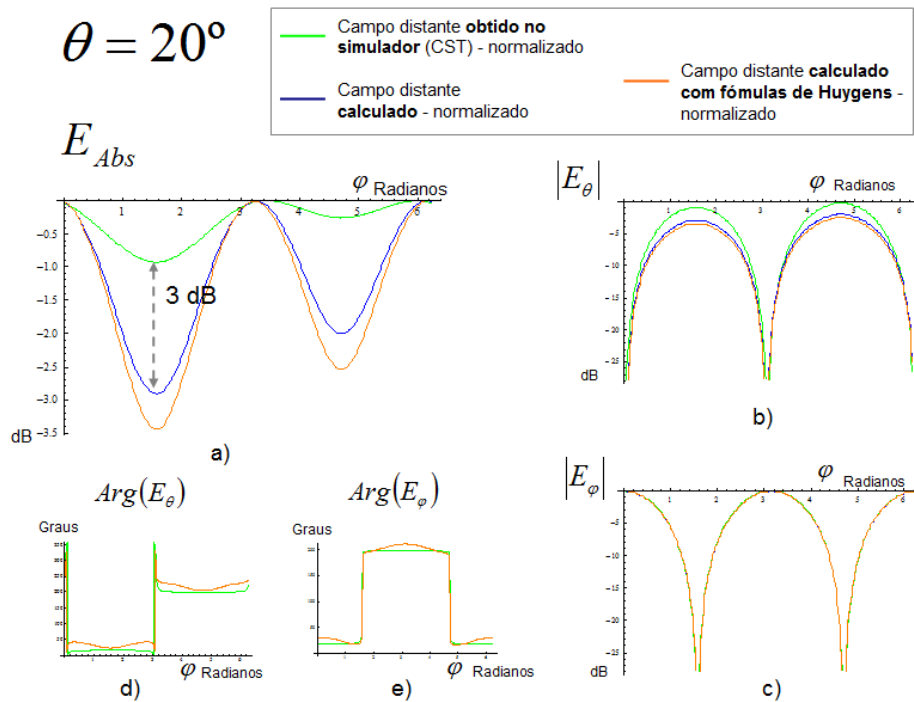


Figura 73. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) para $\theta = 20^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com o simulador (CST). a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\phi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\phi)$.

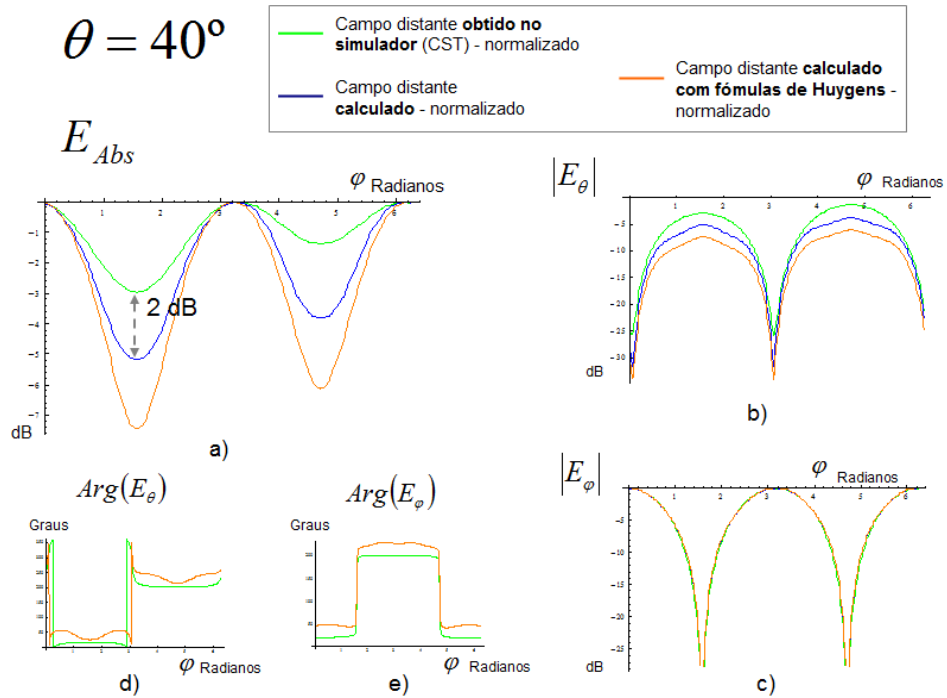


Figura 74. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) para $\theta = 40^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com o simulador (CST). a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\varphi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\varphi)$.

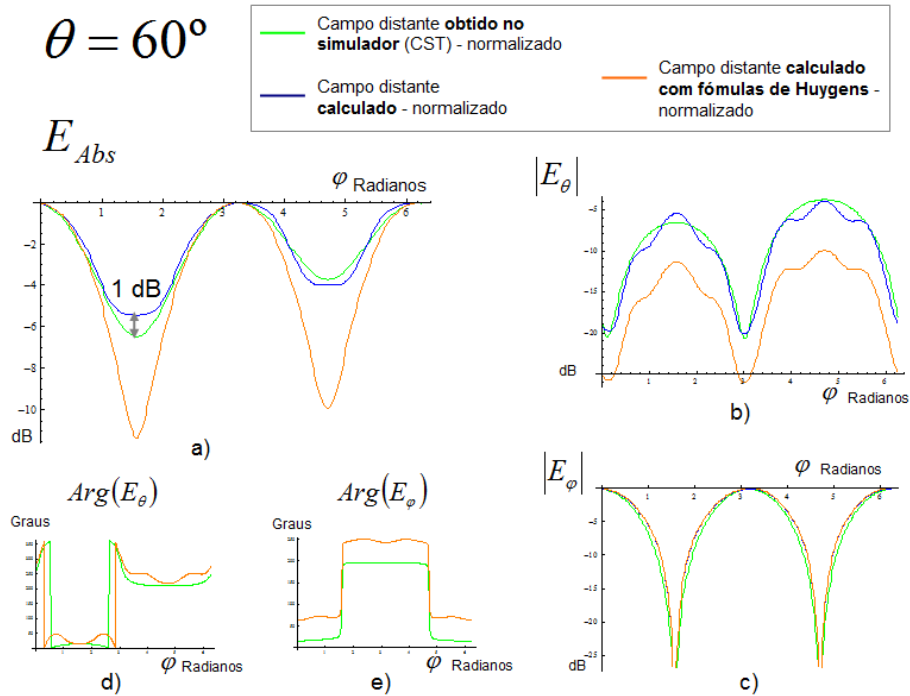


Figura 75. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) para $\theta = 60^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com o simulador (CST). a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\varphi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\varphi)$.

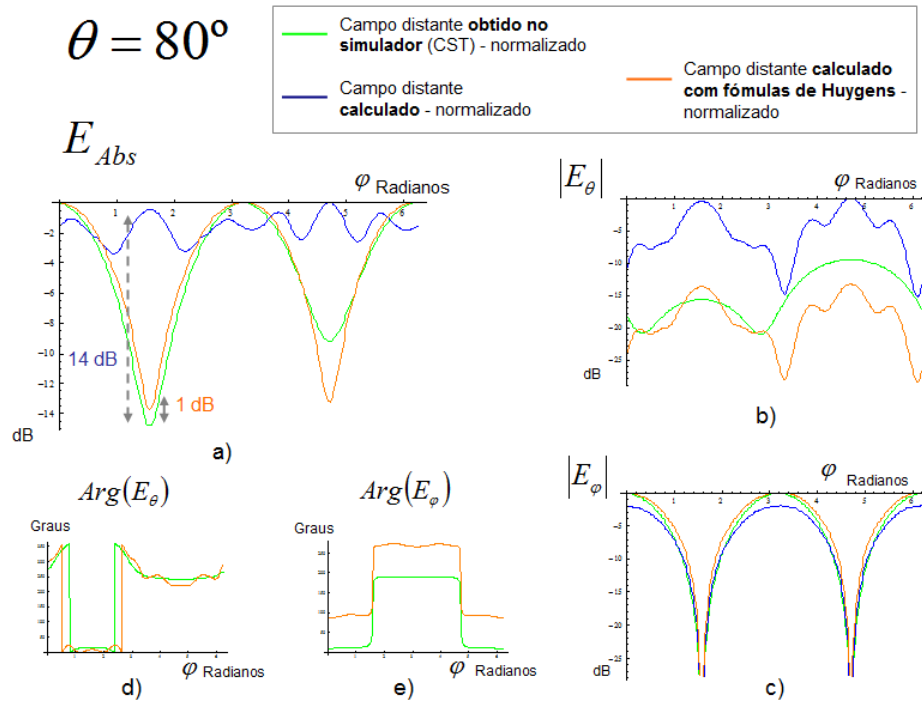


Figura 76. Campo distante do dipolo de meio comprimento de onda (1 GHz) para $\theta = 80^\circ$, calculado a partir de campo próximo obtido com o simulador (CST). a) E_{Abs} , b) $|E_\theta|$, c) $|E_\phi|$, d) $Arg(E_\theta)$ e e) $Arg(E_\phi)$.

Numa primeira análise, observa-se que as curvas das fórmulas padrão concordam melhor com as do simulador que as curvas da aproximação de Huygens para todos os ângulos excepto para $\theta = 80^\circ$.

Os gráficos de campo distante obtidos usando o campo próximo calculado pelo simulador, parecem indicar que a limitação na abertura angular para a qual é válido o método que se usou, não se deve tanto a imperfeições nas medidas (rotação das antenas, paralelismo exacto das antenas em relação ao plano de medida, pequena resolução da lente, etc.), que também ocorreram, mas antes ao próprio método. De facto, também para dados de campo próximo mais exactos se verifica que o método é apenas válido para aberturas angulares pequenas.

Capítulo 6. Conclusões

Os objectivos propostos no início do trabalho foram cumpridos: projectou-se um sistema automático de medição de campo próximo em amplitude e fase, que se revelou muito preciso quer para antenas, quer para outros objectos estruturados em investigação no laboratório; testou-se uma técnica de recuperação das componentes cartesianas do campo próximo medindo apenas uma componente, mas para três posições distintas da antena; pôde fazer-se ainda medições com a introdução de uma lente de metamaterial que visava minimizar as interferências entre a sonda e as antenas; finalmente usaram-se métodos analíticos para cálculo do campo distante partindo das componentes tangenciais do campo próximo.

A técnica de recuperação das componentes do campo beneficia da utilização da lente de fios inclinados, como ficou bem claro pelas imagens de campo próximo obtidas para o dipolo de meio comprimento de onda, tanto na presença como na ausência da lente.

Quanto maior a resolução da lente (maior quantidade de fios metálicos para a mesma largura e altura da lente), mais perfeita é a transmissão para a saída da lente do campo radiado pela fonte à sua entrada.

Como a lente tem uma resolução relativamente baixa (embora mais que suficiente para cumprir o teorema da amostragem de Nyquist), as imagens do campo medido com a lente não têm uma definição tão boa e semelhante às obtidas com o simulador ou àquelas que resultam da medição directa (sem lente) no campo próximo.

Este é também o motivo que explica que para a antena XETS os resultados da recuperação das componentes cartesianas e consequentemente os resultados do campo distante calculado sejam melhores para as medições sem lente. Teria interesse construir-se uma lente com maior resolução e verificar que transporta a informação dos pequenos detalhes de certas antenas.

Também se fizeram medições com outras antenas, nomeadamente com uma antena para operar à frequência UHF do RFID (866 MHz). Neste caso, como a antena fabricada tinha quase as mesmas dimensões da lente, o campo próximo ficava truncado, não conduzindo a bons resultados de campo distante.

O formalismo usado para o cálculo do campo distante a partir do campo próximo revelou-se limitado para antenas pouco directivas, como o dipolo de meio comprimento de onda, como era, aliás, de esperar pelo descrito na literatura. Isso mesmo ficou confirmado quando se usou o campo próximo calculado pelo simulador computacional – mais exacto do que o medido - para o cálculo do campo distante do dipolo de 1 GHz. Os resultados para aberturas angulares superiores a 40° não se podem considerar, de todo, válidos.

Como trabalho subsequente, teria interesse confirmar-se experimentalmente a melhor adequação dos métodos de extrapolação do campo distante a antenas muito directivas.

Por outro lado, pensando também em trabalhos futuros, para munir o laboratório de um instrumento de medidas mais versátil, pode pensar-se em novas geometrias de varrimento (polar num plano, bipolar num plano, cilíndrica ou esférica).

Para melhorar o rigor das medições importaria ainda estudar e levar à concretização prática técnicas de caracterização do padrão das sondas (calibração).

Referências bibliográficas

[Antenna-Theory] <http://www.antenna-theory.com/basics/fieldRegions.php> a 3 de Maio de 2011.

[Balanis] *Antenna Theory, Analysis and Design*, Constantine A. Balanis, John Wiley & Sons, Inc., 2nd Edition, 1997.

[Barrett e Barnes] *Automatic antenna wavefront plotter*, R. M. Barrett and M. H. Barnes, *Electron.*, Vol. 25, pp.120 - 125, January 1952.

[Belov] *Subwavelength microwave imaging using an array of parallel conducting wires as a lens*, P. A. Belov, Y. Hao, and S. Sudhakaran, *Physical Review B* 73, 033108, 2006.

[Belov 2] *Transmission of images with subwavelength resolution to distances of several wavelengths in the microwave range*, P. A. Belov, Y. Zhao, S. Tse, P. Ikonen, M. G. Silveirinha, C. R. Simovski, S. Tretyakov, Y. Hao, and C. Parini, *Physical Review B* 77, 193108, 2008.

[Booker e Clemmow] *The concept of an angular spectrum of plane waves, and its relation to that of polar diagram and aperture distribution*, H. G. Booker and P. C. Clemmow, *Proceedings of the IEEE. Institute of Electrical and Electronics Engineers*, Vol. 97, pt. III, pp. 11-17. January, 1950.

[Caloz] *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*, C. Caloz and T. Itoh, Wiley-Interscience, New Jersey, 2006.

[Collin] *Antennas and Radiowave Propagation*, R. E. Collin, McGraw-Hill: New York, 1985.

[Collin and Zucker] *Antenna Theory Part 1*, McGraw-Hill, 1969 (Inter-University Electronics series, Vol.7).

[Costa] *Broadband Slot Feed for Integrated Lens Antennas*, Jorge R. Costa, Carlos A. Fernandes, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 6, 2007.

[CST-Picture] Imagem retirado do site:

<http://download.cst.com/Content/Applications/Article/Ultra-Wide-Band+Printed+Circular+Dipole+Antenna>, a 29 de Maio de 2011

[Darpa] *Lighter, Stronger, More Affordable*, Steve Miller, DARPA's Quests in the Realm of Materials Science.

[Fraunhofer]

http://www.enas.fraunhofer.de/EN/abteilungen/ase/dienstleistung/nahfeld_messungen/index.jsp, a 16 de Maio de 2011.

[Gregson] *Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements (IET Electromagnetic Waves Series 53)*, Stuart Gregson, John McCormick and Clive Parini, The Institution of Engineering and Technology, 2007.

[Hiebel] "Fundamentals of Vector Network Analysis", Michael Hiebel, Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG, 3rd Edition, 2008.

[Joy] *A Brief History of the Development of the Near-Field Measurement Technique at the Georgia Institute of Technology*. EDWARD B. JOY, Invited Paper, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 36, No. 6, June 1988.

[Kerns] *Plane-wave scattering-matrix theory of antennas and antenna-antenna interactions*, D. M. Kerns, National Bureau of Standards Monograph 162, U.S. Govt. Printing Office, Washington, DC, June 1981.

[Milligan] *Modern Antenna Design*, Thomas A. Milligan, Wiley-Blackwell, 2nd Edition, 2005.

[Morgado] *Experimental verification of full reconstruction of the near-field with a metamaterial lens*. Tiago A. Morgado, João S. Marcos, Mário G. Silveirinha and Stanislav I. Maslovski, Applied Physics Letters 97, 144102, 2010.

[Morgado 2] *Transport of an arbitrary near-field component with an array of tilted wires*, Tiago A. Morgado, Mário G. Silveirinha, *New J. Phys.*, 11 083023, 2009.

[Morgado 3] *Focusing of electromagnetic radiation by a flat slab of a crossed wire mesh metamaterial*, Tiago A. Morgado, Mário G. Silveirinha, *Metamaterials Vol.4*, 112–118, 2010.

[Nearfield Systems Inc.] *Near-Field vs Far-field*, Nearfield Systems Inc. Documento retirado a 20 de Maio de 2011 de um *site* da Agilent:

http://www.home.agilent.com/upload/cmc_upload/All/NSI-near-far.pdf?&cc=PT&lc=eng

[Newell] *Error Analysis Techniques for Planar Near-Field Measurements*, Allen C. Newell, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 36, nº 6, Junho 1988.

[Pozar] *Microwave Engineering*, David Pozar, 3rd edition, John Wiley & Sons Inc. 2005.

[Radu] *Toward a wire medium endoscope for MRI imaging*, Xavier Radu, Didier Garray, Christophe Craeye, *Metamaterials* 3, 90–99, 2009.

[Rahmat-Samii] *The Art and Science of Antenna Near-Field Measurements and Diagnostics: From Fundamentals to Recent Developments*, Yahya Rahmat-Samii, Short Course 6 in the EuCAP 2009 – 3rd European Conference on Antennas and Propagation.

[Sihvola] *Metamaterials in electromagnetics*, Ari Sihvola, *Metamaterials* 1, 2-11, 2007.

[Silveirinha] *Ultimate limit of resolution of subwavelength imaging devices formed by metallic rods*, M. G. Silveirinha, P. A. Belov, and C. R. Simovski, *Optics Letters Vol. 33*, Issue 15, pp. 1726-1728, 2008.

[Smith] *Experimental Verification of a Negative Index of Refraction*, R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz, *Science* 6 April 2001, pp 77-79, 2001.

[TDK RF] *Interpreting Antenna Performance Parameters for EMC Applications: Part 2: Radiation Pattern, Gain, and Directivity*. James MacLean, Robert Sutton, Rob Hoffman, TDK RF Solutions.

[Veselago] *The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ* , Victor.G.Veselago, Soviet Physics Uspekhi 10, 509-514, 1968

[Walser] *Electromagnetic metamaterials*, Rodger M. Walser, Proc. SPIE 4467, 1-15, 2001

[Yahghjian] *An Overview of Near-Field Antenna Measurements*, Arthur D. Yahghjian, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-34, No.1, January 1986.

Anexos

Anexo A. Dedução do sistema de equações para obtenção das três componentes do campo eléctrico a partir da medição de apenas uma componente do campo para três posições da antena

Comece-se pois por apresentar novamente as variáveis e os sistemas de eixos usados nas equações em análise.

Seja E_α a componente do campo próximo a medir, em que α é o ângulo medido em relação à direcção de propagação, de acordo com o sistema de eixos (x, y, z) abaixo:

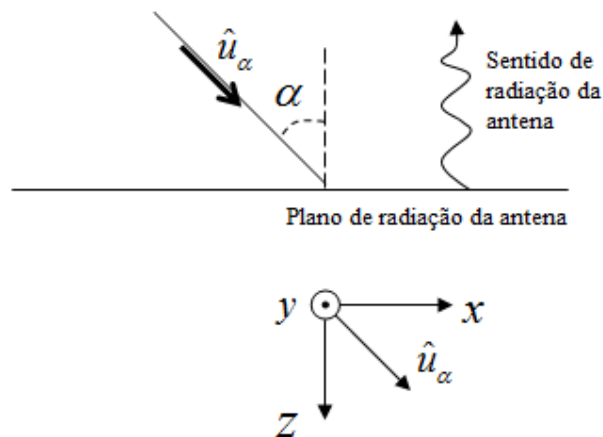


Figura A.1 Sistema de eixos de referência com indicação da componente α . O sentido de radiação assumido para as antenas em estudo é -Z.

Defina-se também θ , o ângulo de rotação da antena em torno do eixo da direcção de propagação e o novo sistema de eixos (x^{AUT} , y^{AUT} , z), obtido após a rotação:

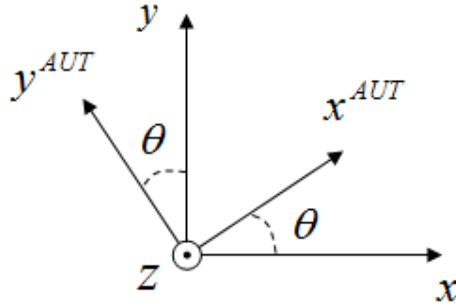


Figura A.2 Sistema de eixos de referência com a representação do sistema de eixos (x^{AUT}, y^{AUT}, z) da antena rodada θ° em torno do eixo z .

O resultado de cada medida - no sistema de coordenadas (x, y, z) - para uma determinada orientação da antena $(\theta^i, i = 1, 2, 3)$ é uma função $F_0^i(x, y)$ proporcional a E_α .

Usando relações trigonométricas simples para os dois conjuntos de coordenadas, (x, y, z) e (x^{AUT}, y^{AUT}, z) , pode escrever-se o sistema linear de 3×3 equações:

$$\begin{aligned} E'_x \cos \theta^i \sin \alpha - E'_y \sin \theta^i \sin \alpha + E'_z \cos \alpha = \\ = F_0^i (\cos \theta^i x^{AUT} - \sin \theta^i y^{AUT}, \sin \theta^i x^{AUT} + \cos \theta^i y^{AUT}) \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

onde $\theta^i = 0^\circ, 120^\circ$ e 240° para $i = 1, 2, 3$, respectivamente, e E'_x, E'_y e E'_z são as componentes do campo eléctrico definidas em relação ao sistema de coordenadas da antena em estudo (AUT).

A partir dos dois sistemas de eixos da Fig. A.2 podem escrever-se as quatro igualdades que definem os versores de cada sistema de eixos em relação ao outro.

$$\begin{aligned} \hat{u}_x^{AUT} &= \cos \theta \hat{u}_x + \sin \theta \hat{u}_y \\ \hat{u}_y^{AUT} &= -\sin \theta \hat{u}_x + \cos \theta \hat{u}_y \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

e

$$\begin{aligned}\hat{u}_x &= \cos \theta \hat{u}_x^{AUT} - \sin \theta \hat{u}_y^{AUT} \\ \hat{u}_y &= \sin \theta \hat{u}_x^{AUT} + \cos \theta \hat{u}_y^{AUT}\end{aligned}\tag{A.3}$$

Sabe-se também que,

$$\begin{aligned}x^{AUT} &= \vec{r} \cdot \hat{u}_x^{AUT}, \text{ sendo } \vec{r} = (x, y, z), \text{ e portanto,} \\ x^{AUT} &= r \cdot (\cos \theta \hat{u}_x + \sin \theta \hat{u}_y) = x \cos \theta + y \sin \theta\end{aligned}$$

Da mesma forma,

$$y^{AUT} = \vec{r} \cdot \hat{u}_y^{AUT} = r \cdot (-\sin \theta \hat{u}_x + \cos \theta \hat{u}_y) = -x \sin \theta + y \cos \theta$$

O mesmo se pode fazer para x e y:

$$\begin{aligned}x &= \vec{r} \cdot \hat{u}_x = r \cdot (\cos \theta \hat{u}_x^{AUT} - \sin \theta \hat{u}_y^{AUT}) = x^{AUT} \cos \theta - y^{AUT} \sin \theta \\ y &= \vec{r} \cdot \hat{u}_y = r \cdot (\sin \theta \hat{u}_x^{AUT} + \cos \theta \hat{u}_y^{AUT}) = x^{AUT} \sin \theta + y^{AUT} \cos \theta\end{aligned}\tag{A.4}$$

Se se considerar, então, a proporcionalidade entre campo medido para uma orientação da antena $F_0^i(x, y)$ e E_α , e escrevendo este último como um produto escalar, vem

$$F_0^i(x, y) \sim \vec{E} \cdot \hat{u}_\alpha$$

onde \hat{u}_α se retira directamente da Fig. A.1,

$$\begin{aligned}\hat{u}_\alpha &= \sin \alpha \hat{u}_x + \cos \alpha \hat{u}_z \\ &= \sin \alpha (\cos \theta \hat{u}_x^{AUT} - \sin \theta \hat{u}_y^{AUT}) + \cos \alpha \hat{u}_z \\ &= \cos \theta \sin \alpha \hat{u}_x^{AUT} - \sin \theta \sin \alpha \hat{u}_y^{AUT} + \cos \alpha \hat{u}_z\end{aligned}$$

Desenvolvendo o produto escalar,

$$\vec{E} \cdot \hat{u}_\alpha = E_x' \cos \theta \sin \alpha - E_y' \sin \theta \sin \alpha + E_z' \cos \alpha$$

Chega-se finalmente à equação (A.1), se se escreverem as coordenadas de referência (o sistema de eixos que corresponde ao deslocamento da sonda, (x, y, z)) em função das coordenadas da antena em teste, (x^{AUT}, y^{AUT}, z) , através das igualdades (A.4):

$$\begin{aligned} E'_x \cos \theta^i \sin \alpha - E'_y \sin \theta^i \sin \alpha + E'_z \cos \alpha = \\ = F_0^i (\cos \theta^i x^{AUT} - \sin \theta^i y^{AUT}, \sin \theta^i x^{AUT} + \cos \theta^i y^{AUT}) \end{aligned}$$

Note-se mais uma vez que $\theta^i = 0^\circ, 120^\circ$ e 240° (ângulo de rotação da antena em teste) para $i = 1, 2, 3$, respectivamente.

Anexo B. Desenvolvimento matemático para a obtenção da equação do campo distante

Neste anexo apresentam-se os passos que conduzem à obtenção da Eq. 8 do texto da dissertação, que é a equação do campo distante em função da transformada inversa de Fourier do campo próximo. Reproduz-se abaixo:

$$E(r, \theta, \varphi) = j \frac{ke^{-jkr}}{2\pi r} [\hat{a}_\theta (f_x \cos \varphi + f_y \sin \varphi) + \hat{a}_\varphi \cos \theta (-f_x \sin \varphi + f_y \cos \varphi)] \quad (\text{B.1})$$

O sistema de eixos usado é o da figura abaixo, em que $0 \leq r \leq \infty$, $0 \leq \theta \leq \pi$ e $0 \leq \varphi \leq 2\pi$:

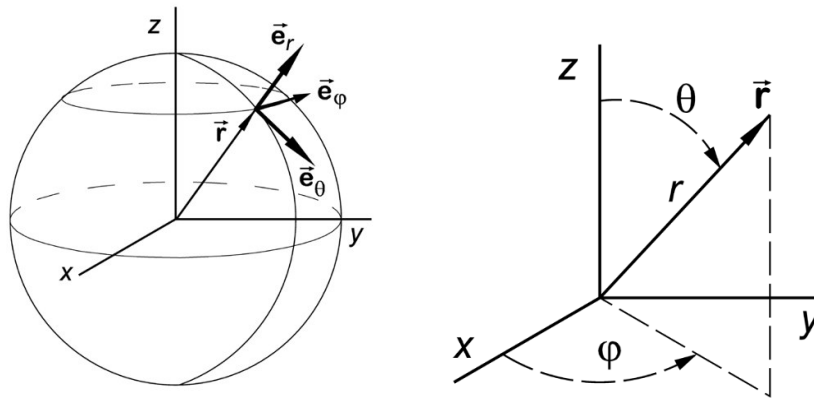


Figura B.1 Sistema de eixos de referência para os cálculos de campo distante.

De acordo com este sistema de eixos, os versores $\hat{\theta}$ e \hat{r} , com os quais se trabalhará mais à frente, são iguais a:

$$\hat{\theta} = (\cos \varphi \cos \theta, \sin \varphi \cos \theta, -\sin \theta) \quad (\text{B.2})$$

$$\hat{r} = (\cos \varphi \sin \theta, \sin \varphi \sin \theta, \cos \theta) \quad (\text{B.3})$$

Da Eq. 4 da dissertação, que se apresenta novamente abaixo,

$$E(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(k_x, k_y) e^{-jk \cdot r} dk_x dk_y \quad (\text{B.4})$$

tem-se que:

$$E \sim f(k_x, k_y) e^{-jk \cdot r} \quad (\text{B.5})$$

Assim, a componente θ do campo eléctrico, $E_\theta = E \cdot \hat{\theta}$, reflecte também essa proporcionalidade:

$$E_\theta = E \cdot \hat{\theta} \sim f \cdot \hat{\theta} e^{-jk_0 r} \quad (\text{B.6})$$

Da igualdade (B.2), tira-se que:

$$E_\theta \sim f_x \cos \varphi \cos \theta + f_y \sin \varphi \cos \theta + f_z (-\sin \theta) \quad (\text{B.7})$$

Ora, sendo $\nabla \cdot E = 0$, se aplicarmos a transformada de Fourier obtemos $k \cdot f = 0$.

Assim, $k_x f_x + k_y f_y + k_z f_z = 0$, que pode ser escrito em função de f_z :

$$f_z = -\frac{1}{k_z} (k_x f_x + k_y f_y) \quad (\text{B.8})$$

Sabendo que $k = k_0 \hat{r}$, pela igualdade (B.3) tem-se:

$$k = k_0 (\cos \varphi \sin \theta, \sin \varphi \sin \theta, \cos \theta)$$

Deste modo é possível escrever (B.8) em função de θ e φ :

$$f_z = -\frac{1}{\cos \theta} (\cos \varphi \sin \theta f_x + \sin \varphi \sin \theta f_y) \quad (\text{B.9})$$

Pode agora desenvolver-se a equação (B.7), substituindo f_z pela igualdade (B.9):

$$E_\theta \sim f_x \cos \varphi \cos \theta + f_y \sin \varphi \cos \theta - \frac{1}{\cos \theta} (\cos \varphi \sin \theta f_x + \sin \varphi \sin \theta f_y) - \sin \theta \quad \leftrightarrow$$

$$\begin{aligned}
 \leftrightarrow E_\theta &\sim f_x \left(\cos \varphi \cos \theta - \frac{\cos \varphi \sin \theta}{\cos \theta} \times -\sin \theta \right) + f_y \left(\sin \varphi \cos \theta - \frac{\sin \varphi \sin \theta}{\cos \theta} \times -\sin \theta \right) \leftrightarrow \\
 \leftrightarrow E_\theta &\sim f_x \left(\cos \varphi \cos \theta + \frac{\cos \varphi \sin^2 \theta}{\cos \theta} \right) + f_y \left(\sin \varphi \cos \theta + \frac{\sin \varphi \sin^2 \theta}{\cos \theta} \right) \leftrightarrow \\
 \leftrightarrow E_\theta &\sim f_x \left(\cos \varphi \frac{\cos^2 \theta}{\cos \theta} + \frac{\cos \varphi \sin^2 \theta}{\cos \theta} \right) + f_y \left(\sin \varphi \frac{\cos^2 \theta}{\cos \theta} + \frac{\sin \varphi \sin^2 \theta}{\cos \theta} \right) \leftrightarrow \\
 \leftrightarrow E_\theta &\sim f_x \left(\cos \varphi \frac{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta}{\cos \theta} \right) + f_y \left(\sin \varphi \frac{\cos^2 \theta + \sin^2 \theta}{\cos \theta} \right) \leftrightarrow \\
 \leftrightarrow E_\theta &\sim f_x \frac{\cos \varphi}{\cos \theta} + f_y \frac{\sin \varphi}{\cos \theta}
 \end{aligned}$$

Pelo princípio da fase estacionária, E , e portanto E_θ , também são proporcionais ao factor

$j \frac{k_0 \cos \theta}{2\pi r}$, pelo que também se pode escrever:

$$E_\theta \sim f_x \cos \varphi + f_y \sin \varphi \quad (\text{B.10})$$

que é a primeira parcela (a componente θ) da Eq. 8 da dissertação (Eq. (B.1) do anexo), que se reescreve abaixo:

$$E(r, \theta, \varphi) = j \frac{ke^{-jkr}}{2\pi r} \left[\hat{a}_\theta (f_x \cos \varphi + f_y \sin \varphi) + \hat{a}_\varphi \cos \theta (-f_x \sin \varphi + f_y \cos \varphi) \right] \quad (\text{B.11})$$

O mesmo desenvolvimento se poderia fazer para a componente φ do campo eléctrico E , E_φ .

Tal como em (B.6) para E_θ , tem-se para E_φ :

$E_\varphi = E \cdot \hat{\varphi} \sim f \cdot \hat{\varphi} e^{-jk_0 r}$, que conduz a

$$E_\varphi \sim -f_x \sin \varphi + f_y \cos \varphi, \quad (\text{B.12})$$

que é a segunda parcela da equação do campo distante (B.11).

Anexo C. Casos de utilização da DLL *RobotController*

Como foi dito na dissertação, fez-se uma *dynamic link library* (DLL) com a classe *RobotController*, que pudesse servir outros projectos no laboratório que necessitassem de utilizar o braço robótico industrial. Até à escrita da tese a DLL foi usada em dois projectos: dosimetria da radiação e mapeamento automático do número de leituras de etiquetas RFID na presença de uma grelha metamaterial a diferentes distâncias da antena.

No caso primeiro projecto⁶², tratava-se de medir a taxa de absorção específica (SAR). A SAR é uma medida da intensidade da radiação absorvida por um organismo, por unidade de massa. O braço robótico deslocava de forma precisa o sensor de campo eléctrico (baseado apenas num dipolo curto) no interior de um modelo de uma cabeça preenchida com um líquido com as características bioquímicas do interior da cabeça humana. O sensor, por sua vez, estava ligado a um multímetro digital que para cada posição media a tensão aos seus terminais. A Fig. C.1 mostra um instante de uma medição da SAR:



Figura C.1 Medição de SAR com recurso ao braço robótico

No segundo caso, o braço robótico serviu para o deslocamento tanto da antena RFID, como para o deslocamento de uma etiqueta RFID, em diferentes alturas.

⁶² *Measurement of the Specific Absorption Rate Using a Single Electric Field Sensor*, David E. D. Fernandes, João S. Marcos, Stanislav I. Maslovski, Mário G. Silveirinha, ConfTele 2011.

Numa das situações, tendo uma grelha feita de metamaterial (desenhada para servir como filtro passa alto) entre a antena e duas etiquetas RFID muito próximas, quis estudar-se a que distância da antena e para que espaçamento entre etiquetas é que se conseguiam distinguir as duas etiquetas. Neste caso, o robô tinha simplesmente que deslocar a antena ao longo de uma linha. A Fig. C.2 mostra duas perspectivas da instalação que se fez para estas medições:

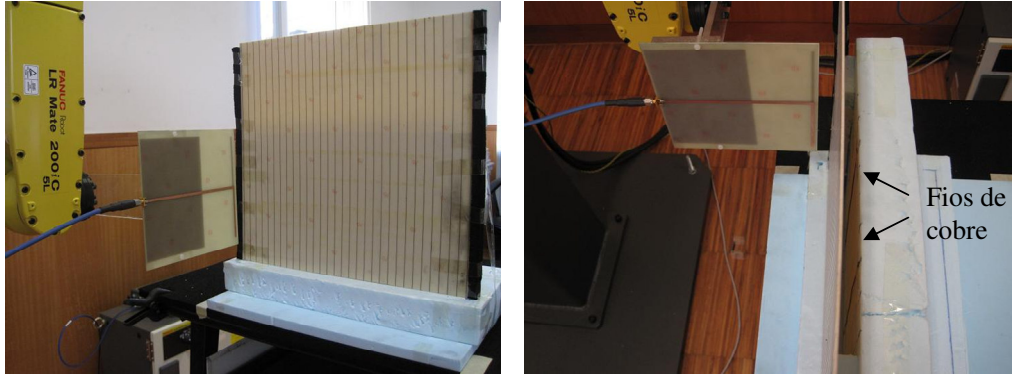


Figura C.2. O braço robótico desloca uma antena para recepção à frequência usada pelo RFID ao longo de uma grelha metamaterial, que funciona como filtro passa alto, de modo a distinguir dois objectos metálicos (concretamente fios de cobre na medição da figura – noutras eram *tags* RFID) colocados muito próximos um do outro. a) vista de frente. b) vista de cima.

Noutros casos, deslocou-se uma etiqueta (colocada faseadamente com diferentes orientações) no espaço tridimensional à frente da antena e fez-se o mapeamento do número de leituras em cada posição por intervalo de tempo, tanto na presença da grelha metamaterial com na sua ausência.