

UNIVERSIDADE FEDERAL DO RIO GRANDE DO SUL
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GIOVANI BULLA

Cálculo de Taxa de Absorção Específica e Aumento de Temperatura em Modelos de Cabeça de Adulto e Criança

Porto Alegre

(2006)

GIOVANI BULLA

Cálculo de Taxa de Absorção Específica e Aumento de Temperatura em Modelos de Cabeça de Adulto e Criança

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Universidade Federal do Rio Grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Automação e Instrumentação Eletro-Eletrônica

ORIENTADOR: Álvaro Augusto Almeida de Salles

Porto Alegre

(2006)

GIOVANI BULLA

Cálculo de Taxa de Absorção Específica e Aumento de Temperatura em Modelos de Cabeça de Adulto e Criança

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador: _____

Prof. Dr. Álvaro Augusto Almeida de Salles, UFRGS

PhD. pela University College of London , UK

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Francisco de Assis Tejo, UFPB

Doutor pela Universidade da Paraíba – Paraíba, Brasil

Prof. Dr. Hugo Enrique Hernández Figueroa, Unicamp

PhD. pela University of London – Londres, Inglaterra

Prof. Dr. Marco Tullio Menna Barreto de Vilhena, UFRGS

Doutor pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Profa. Dra. Cynthia Feijó Segatto, UFRGS

Doutora pela Universidade Federal do Rio Grande do Sul – Porto Alegre, Brasil

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Marcelo Soares Lubaszewski

Porto Alegre, dezembro de 2006.

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a minha família, em especial pela dedicação e apoio em todos os momentos.

AGRADECIMENTOS

Ao Professor Dr. Álvaro Salles pela orientação e colaboração no trabalho.

Aos amigos do LACOM, Cláudio, Pedra, Gustavo e Paulo.

Ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, PPGEE, pela oportunidade de realização de trabalhos em minha área de pesquisa.

À CAPES pela provisão da bolsa de mestrado.

RESUMO

Neste trabalho é apresentado o desenvolvimento de programa para cálculo de campos eletromagnéticos baseado no método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD). O programa é aplicado no cálculo da Taxa de Absorção Específica (“Specific Absortion Rate” – SAR) em modelos de cabeça de adulto e criança usuários de telefone celular. Para a modelagem da cabeça da criança é feita análise detalhada das principais diferenças das características de cabeças de adulto e criança. Também é desenvolvido um programa para o cálculo do aumento de temperatura relacionado com a Taxa de Absorção Específica. Os resultados são comparados com dados de outros autores, bem como com as normas relativas a níveis de exposição a ondas eletromagnéticas.

Palavras-chaves: Diferenças Finitas no Domínio do Tempo. Taxa de Absorção Específica. Telefones Celulares. Efeitos Térmicos.

ABSTRACT

The development of software to compute the electromagnetic fields employing the Finite Difference Time Domain (FDTD) method is shown in this work. This software is used to estimate the Specific Absorption Rate (SAR) in head models of child and adult users of cell phones. A detailed analysis of the main differences between child and adult heads is made in order to model the child head. Software to compute the temperature rise related with the calculated SAR is also developed. The results are compared with results obtained by others authors, as well as with electromagnetic field exposure guidelines.

Keywords: Finite Difference Time Domain. Specific Absorption Rate. Cell Phones. Thermal Effects.

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	16
1.1. CONTEXTO DO PROBLEMA	16
1.2. EVOLUÇÃO DO SERVIÇO MÓVEL CELULAR.....	17
1.3. ONDAS ELETROMAGNÉTICAS E EFEITOS BIOLÓGICOS.....	18
1.4. PARÂMETROS DOSIMÉTRICOS.....	20
1.5. PRINCIPAIS NORMAS.....	20
1.6. PLANO DE TESE	21
2. REVISÃO DA LITERATURA	22
3. O MÉTODO FDTD	31
3.1. EQUAÇÕES DE MAXWELL	32
3.2. ALGORITMO DE YEE	34
3.3. DISPERSÃO E ESTABILIDADE NUMÉRICA	39
3.4. CONDIÇÃO DE CONTORNO ABSORVEDORA.....	40
3.4.1. Meio Uniaxial Perfeitamente Casado	41
3.4.2. Interface UPML-UPML.....	45
3.4.3. Estabelecimento das Expressões de Diferenças Finitas.....	46
3.5. VALIDAÇÃO DO ALGORITMO.....	49
3.6. RECURSOS UTILIZADOS	51
4. CÁLCULO DA TAXA DE ABSORÇÃO ESPECÍFICA	52
4.1. FORMATO DA CABEÇA E DISTRIBUIÇÃO DOS TECIDOS DENTRO DA CABEÇA	52
4.2. TAMANHO DA CABEÇA.....	56
4.3. POSIÇÃO DA CABEÇA EM RELAÇÃO AO APARELHO CELULAR	56
4.4. TIPO DE ANTENA DO CELULAR	58
4.5. POTÊNCIA DE ALIMENTAÇÃO DA ANTENA.....	61
4.6. PARÂMETROS ELETROMAGNÉTICOS DOS TECIDOS.....	62
4.7. ALGORITMO PARA CÁLCULO DE SAR MÉDIA	66
5. RESULTADOS DE CÁLCULO DE SAR.....	68
6. CÁLCULO TÉRMICO.....	81
6.1. CÁLCULO DA DISTRIBUIÇÃO DE TEMPERATURA	81
6.2. VALIDAÇÃO DO ALGORITMO.....	84
6.3. RESULTADOS DE CÁLCULO DE AUMENTO DE TEMPERATURA.....	86
7. CONCLUSÃO.....	88
REFERÊNCIAS	91

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Evolução da telefonia móvel no Brasil (fonte: ANATEL).	17
Figura 2 – Célula de Yee - posicionamento das componentes dos campos elétrico e magnético.....	35
Figura 3 - Imagens sagitais da cabeça de um adulto adquiridas com Raios-X.	53
Figura 4 - Imagens coronais da cabeça de uma criança adquiridas com Tomografia Computadorizada.....	53
Figura 5 Imagens em corte sagital da cabeça de um adulto, após segmentação dos tecidos. ..	54
Figura 6 Imagens em corte coronal da cabeça de uma criança, após segmentação dos tecidos.	54
Figura 7 -Visualização tridimensional de diversos cortes dos modelos. (a) Cérebro, medula e esclera da criança (b) Modelo da criança retirado um quarto de cima da cabeça (c) Modelo do adulto retirado um quadrante da cabeça (d) Modelo da criança retirado um quadrante da cabeça (e) Osso do adulto (f) Osso da criança.	55
Figura 8 – Modelo de cabeça orientada com a direção boca orelha paralela ao eixo z.....	57
Figura 9 - Imagens dos modelos de cabeça girados, em corte sagital. (a) Modelo do adulto (b) Modelo da criança.....	58
Figura 10 Caixa retangular e antenas ajustadas sobre esta caixa. (a) Caixa retangular (b) Caixa retangular com antena patch (c) Caixa retangular com monopolo de quarto de onda.	59
Figura 11 Evolução do campo eletromagnético no tempo ($10 \times \log_{10}(E)$). Para antena tipo monopolo de quarto de onda em 850MHz (600 mW). No adulto após (a) 100 iterações, (b) 200 iterações, (c) 300 iterações, (d) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos de adulto após (e) 100 iterações, (f) 200 iterações, (g) 300 iterações, (h) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos ajustados após (i) 100 iterações, (j) 200 iterações, (k) 300 iterações, (l) 400 iterações.	69
Figura 12 Evolução do campo eletromagnético no tempo ($10 \times \log_{10}(E)$). Para antena tipo monopolo de quarto de onda em 1800MHz (125 mW). No adulto após (a) 100 iterações, (b) 200 iterações, (c) 300 iterações, (d) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos de adulto após (e) 100 iterações, (f) 200 iterações, (g) 300 iterações, (h) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos	

ajustados após (i) 100 iterações, (j) 200 iterações, (k) 300 iterações, (l) 400 iterações.	70
Figura 13 Evolução do campo eletromagnético no tempo ($10 \times \log_{10}(E)$). Para antena tipo patch em 850MHz (600 mW). No adulto após (a) 100 iterações, (b) 200 iterações, (c) 300 iterações, (d) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos de adulto após (e) 100 iterações, (f) 200 iterações, (g) 300 iterações, (h) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos ajustados após (i) 100 iterações, (j) 200 iterações, (k) 300 iterações, (l) 400 iterações.	71
Figura 14 Evolução do campo eletromagnético no tempo ($10 \times \log_{10}(E)$). Para antena tipo patch em 1800MHz (125 mW). No adulto após (a) 100 iterações, (b) 200 iterações, (c) 300 iterações, (d) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos de adulto após (e) 100 iterações, (f) 200 iterações, (g) 300 iterações, (h) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos ajustados após (i) 100 iterações, (j) 200 iterações, (k) 300 iterações, (l) 400 iterações.	72
Figura 15 Distribuição de SAR em diversos cortes no plano xz. Escala em dB ($10 \log_{10}(\text{SAR (mW/g)} / 1.6(\text{mW/g}))$). Freqüência da antena = 1800MHz. Antena tipo monopolo de quarto de onda. Potência de alimentação = 125mW. (a) Caso A, (b) Caso B, (c) Caso C.....	73
Figura 16 Distribuição de SAR no adulto em diversos cortes no plano xz. Escala em dB ($10 \log_{10}(\text{SAR (mW/g)} / 1.6(\text{mW/g}))$). Freqüência da antena = 850MHz. Antena tipo monopolo de quarto de onda. Potência de alimentação = 600mW. (a) Caso A, (b) Caso B, (c) Caso C.....	74
Figura 17 Distribuição de SAR no adulto em diversos cortes no plano xz. Escala em dB ($10 \log_{10}(\text{SAR (mW/g)} / 1.6(\text{mW/g}))$). Freqüência da antena = 1800MHz. Antena tipo patch. Potência de alimentação = 125mW. (a) Caso A, (b) Caso B, (c) Caso C.	75
Figura 18 Distribuição de SAR no adulto em diversos cortes no plano xz. Escala em dB ($10 \log_{10}(\text{SAR (mW/g)} / 1.6(\text{mW/g}))$). Freqüência da antena = 850MHz. Antena tipo patch. Potência de alimentação = 600mW. 125mW. (a) Caso A, (b) Caso B, (c) Caso C.....	76
Figura 19 - Perfil, em regime permanente, da diferença de temperatura sobre uma reta passando pelo centro de uma esfera., foram usados os valores $h=0$, $\rho = 1 \cdot \text{kg} / \text{l}$, $C_p = 2000 \cdot \text{J} / (\text{kg} \cdot ^\circ\text{C})$, $k = 0.5 \cdot \text{W} / (\text{m} \cdot ^\circ\text{C})$, SAR=10 W/kg, raio $a = 10 \cdot \text{mm}$ e discretização espacial $1 \cdot \text{mm}$ em todas as direções, discretização temporal $dt=1 \text{ s}$, condição de contorno de temperatura constante na fronteira.	85
Figura 20 - Aumento de temperatura com o tempo (monopolo de quarto de onda 850MHz, 600mW).	87

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Discretização e perímetro cranial dos modelos de cabeça	56
Tabela 2 - Discretização espacial no referencial girado	57
Tabela 3 - Parâmetros das antenas tipo monopolo para adulto	60
Tabela 4 - Parâmetros das antenas tipo monopolo para criança.....	60
Tabela 5 - Parâmetros das antenas tipo patch para adulto.....	60
Tabela 6 - Parâmetros das antenas tipo patch para criança	61
Tabela 7 - Valores dos parâmetros eletromagnéticos nos tecidos de adultos e crianças para, frequência de 1800 MHz	64
Tabela 8 - Valores dos parâmetros eletromagnéticos nos tecidos de adultos e crianças, para frequência de 850 MHz	65
Tabela 9 Comparação da distribuição de SAR para o modelo de adulto e para o modelo de criança com parâmetros de adulto e com parâmetros de criança. Antena tipo monopolo em 1800MHz. Potência de alimentação = 125mW.....	77
Tabela 10 Comparação da distribuição de SAR para o modelo de adulto e para o modelo de criança com parâmetros de adulto e com parâmetros de criança. Antena tipo monopolo em 850MHz. Potência de alimentação = 600 mW.....	77
Tabela 11 Comparação da distribuição de SAR para o modelo de adulto e para o modelo de criança com parâmetros de adulto e com parâmetros de criança. Antena tipo patch em 1800MHz. Potência de alimentação = 125mW.....	78
Tabela 12 Comparação da distribuição de SAR para o modelo de adulto e para o modelo de criança com parâmetros de adulto e com parâmetros de criança. Antena tipo patch em 850MHz. Potência de alimentação = 600 mW.....	78
Tabela 13 - Comparação da distribuição de SAR para o modelo de adulto entre diversos autores. Antena tipo monopolo de quarto de onda. Faixa 800 a 900 MHz. Potência de alimentação = 600 mW.....	80
Tabela 14 Propriedades Térmicas de Tecidos na Cabeça Humana	83
Tabela 15 – Aumento Máximo de temperatura na cabeça, em regime permanente.....	86

Tabela 16 – Aumento Máximo de temperatura no cérebro, em regime permanente.	86
--	----

LISTA DE ABREVIATURAS

ABC	“Absorbing Boundary Condition” – Condições de Contorno Absorvedoras.
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações.
ANSI	American National Standards Institute – Instituto de Normatização dos Estados Unidos.
BHE	“Bio Heat Equation” – Equação de Aquecimento Biológico.
C95.1-1991	Norma de exposição a campos eletromagnéticos do IEEE de 1992.
C95.1-2005	Norma de exposição a campos eletromagnéticos do IEEE de 2005.
CPU	Unidade Central de Processamento.
CRAY T94	Supercomputador modelo T94 da CRAY
ENV50166-2	Norma de exposição a campos eletromagnéticos do ICNIRP de 1998.
ERB	Estação de Rádio Base.
FDTD	“Finite Difference Time Domain Method” Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo.
GB	Gigabyte, unidade de armazenamento de dados.
GFLOP	Unidade de velocidade de processamento.
ICNIRP	“International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection” .Comissão Internacional de Proteção de Radiação Não Ionizante”.
IEEE	“The Institute of Electrical and Electronics Engineers” – Instituto dos Engenheiros Eletro Eletrônicos dos Estados Unidos.
PML	“Perfectly Matched Layers” – Camadas Perfeitamente Casadas.

RAM	“Random Access Memory”
RF	Rádio Frequência.
SAM	“Specific Anthropomorphic Mannequin”
SAR	“Specific Absorption Rate” – Taxa de Absorção Específica.
SCSI	“Small Computer System Interface” – Interface de computadores
TBW	“Total Body Water” – Quantidade Total de Água.
TE	Campo com a componente elétrica transversa à direção de propagação.
TM	Campo com a componente magnética transversa à direção de propagação.
UPML	“Uniaxial Perfectly Matched Layers” – Camadas Perfeitamente Casadas baseadas em meios uniaxiais.
WHO	“World Health Organization” – Organização Mundial de Saúde.

LISTA DE SÍMBOLOS

ρ	Massa específica, em kilogramas por litro (kg/l).
∂t	Diferencial de tempo.
∂m	Diferencial de massa.
∂W	Diferencial de energia.
∂V	Diferencial de volume.
σ	Condutividade, em Siemens por metro (S/m).
\vec{E}	Vetor campo elétrico (V/m).
ω	Frequência angular em Hertz, Megahertz ou Gigahertz (Hz, MHz, GHz).
ϵ_0	Permissividade do vácuo, em Farads por metro (F/m).
ϵ_r	Permissividade relativa do meio.
\vec{J}	Vetor densidade de corrente elétrica (A/m ²).
\vec{D}	Vetor densidade de fluxo elétrico (C/m ²).
\vec{H}	Vetor campo magnético (A/m)..
\vec{B}	Vetor densidade de fluxo magnético (Wb/m ²).

\vec{J}_m	Vetor densidade de corrente magnética equivalente (V/m ²).
∇	Operador Nabla.
μ	Permeabilidade magnética, em Henrys por metro (H/m).
ε	Permissividade elétrica, em Farads por metro (F/m).
ρ'	Resistividade magnética equivalente, em Ohms por metro (Ω /m).
E_x, E_y, E_z	Componentes de campo elétrico, em Volts por metro (V/m).
H_x, H_y, H_z	Componentes de campo magnético, em Ampéres por metro (A/m).
$\Delta x, \Delta y, \Delta z$	Discretizações espaciais.
Δt	Incremento temporal.
λ	Comprimento de onda em metros (m).
c	Velocidade da luz, em metros por segundo (m/s).
j	Unidade complexa, $j^2 = -1$.
$\bar{\mu}$	Tensor permeabilidade.
$\bar{\varepsilon}$	Tensor permissividade.
k	Número de onda, em um sobre metro (1/m)
Γ	Coefficiente de reflexão.
τ	Coefficiente de transmissão.
$T = T(x, y, z, t)$	Temperatura em graus Celsius ($^{\circ}C$), no instante t e na posição (x, y, z) .
C_p	Calor específico ($J / Kg \cdot ^{\circ}C$).
K	Condutividade térmica [$J / (s \cdot m \cdot ^{\circ}C)$].
b	Taxa de perfusão ($W / m^3 \cdot ^{\circ}C$)
T_b	Temperatura do sangue arterial.
T_a	Temperatura ambiente.
h	Coefficiente de transferência de calor convectivo ($W / m^2 \cdot ^{\circ}C$),

1. INTRODUÇÃO

Campos eletromagnéticos produzidos por emissoras de sinais de TV, rádios, estação de rádio base, transmissões em rádio frequência (RF) e outras estruturas para comunicações estão presentes há décadas, mas exposição a sinais de telefones móveis iniciaram-se há alguns anos. O aumento ocorreu praticamente do zero para o número atual em poucos anos, existindo cerca de 94 milhões de usuários de telefones celulares no Brasil, com perspectiva de aumentar ainda mais. Além disso, tem aumentado também a quantidade de crianças e adolescentes usuários de telefones móveis. Paralelamente a isto, aumenta a preocupação da comunidade científica, de autoridades e da população em relação à segurança no uso desses telefones, no que diz respeito à saúde. Também há a preocupação de que crianças possam ser mais vulneráveis a efeitos de RF do que adultos (IEGMP, 2000).

Para o estudo do problema específico de efeitos térmicos devidos a transmissores portáteis é necessário o desenvolvimento de uma ferramenta de cálculo numérico, como o Método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD), tanto para o cálculo do campo eletromagnético quanto para o cálculo do aumento de temperatura.

Algumas diferenças na anatomia e na fisiologia de crianças e adultos são de grande importância na modelagem de exposição a campos eletromagnéticos. Dentre essas diferenças têm-se a forma e tamanho da cabeça, espessura cranial e valor dos parâmetros eletromagnéticos.

1.1. CONTEXTO DO PROBLEMA

A difusão do uso de transceptores portáteis, como os telefones celulares, tem levantado questionamentos a respeito dos efeitos biológicos que pode provocar o campo eletromagnético induzido na cabeça dos usuários. Para avaliar estas questões, é necessário o

desenvolvimento de solução numérica através da implementação de “software” que tenha aplicação geral para problemas de propagação e absorção de campo eletromagnético.

Para melhor entendimento dos efeitos térmicos que definem os limites das normas relativas à exposição a campos eletromagnéticos, é necessário implementar “software” para solução numérica das equações de calor biológico, visando determinar principalmente a distribuição de temperatura e identificação de possíveis pontos quentes (“hot spots”).

1.2. EVOLUÇÃO DO SERVIÇO MÓVEL CELULAR

A indústria de telefonia celular, desde a década de 90 até os dias atuais, tem experimentado enorme crescimento em todo o mundo. O principal fator impulsionador desse forte crescimento é o constante desenvolvimento tecnológico, que vem contribuindo para a diminuição dos custos das operadoras e para os consumidores e o aumento da competição na prestação do serviço. A Figura 1 mostra a evolução da telefonia celular no Brasil. Paralelamente a isto, aumenta a preocupação da comunidade científica, de autoridades e da população em relação à segurança sobre o uso desses telefones.

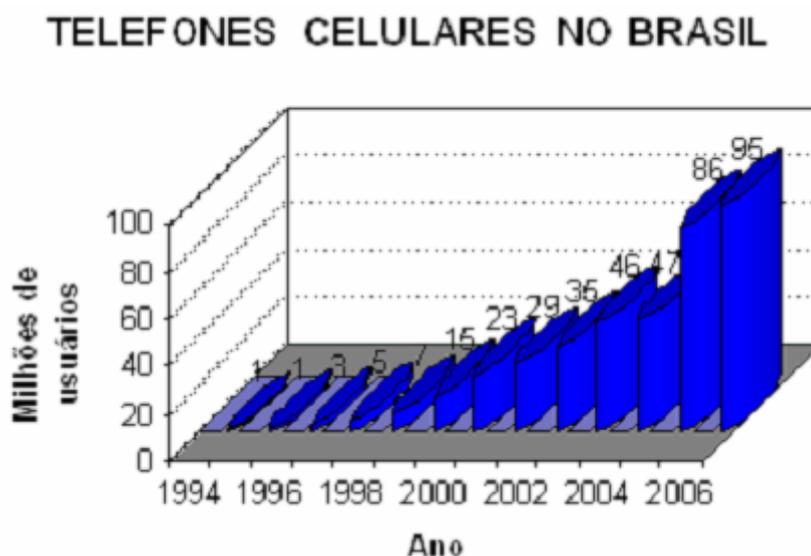


Figura 1 – Evolução da telefonia móvel no Brasil (fonte: ANATEL).

1.3. ONDAS ELETROMAGNÉTICAS E EFEITOS BIOLÓGICOS

Os canais de transmissão de telefones celulares usam portadoras de radiofrequências, por exemplo entre 800 MHz e 900 MHz, para as bandas A e B no Brasil. Desta forma, os sinais de voz são transmitidos por meio de ondas eletromagnéticas em frequências próximas a 1 GHz, as quais devem ser emitidas com potência suficiente para serem recebidas pelas Estações de Rádio Base (ERB's) do sistema celular.

Este tipo de ondas é classificado como sendo não ionizante, pois os campos eletromagnéticos não possuem energia suficiente para provocar a quebra das ligações químicas. Diferentemente, as radiações ionizantes correspondem a campos em frequências mais elevadas que as das emissões de luz, como por exemplo os raios X e os raios gama, cujos comprimentos de onda são nanométricos. Este tipo de radiação possui energia suficiente para quebrar ligações químicas por ionização. Desta forma o material genético das células pode ser danificado, levando a doenças como o câncer, por exemplo.

As conseqüências dos mecanismos de interação de ondas eletromagnéticas não ionizantes com sistemas biológicos podem ser classificadas em dois grupos: (a) efeitos térmicos e (b) efeitos não térmicos, quer os efeitos sejam atribuídos ao aumento de temperatura ou à interação direta do campo com o tecido, sem aumento significativo da temperatura.

Os efeitos térmicos decorrem diretamente do aquecimento dos tecidos, como resultado da absorção de ondas eletromagnéticas em meios dissipativos. Grande parte do aquecimento dos tecidos deve-se à rotação de moléculas polares induzidas pelo campo eletromagnético. Os efeitos térmicos têm sido estudados há várias décadas e os resultados da absorção dos campos eletromagnéticos por diferentes tipos de tecidos são bem conhecidos. A respeito existem normas internacionalmente aceitas que estabelecem limites de exposição em função da frequência de operação, do tempo de exposição, do tipo de usuário, etc. Os limites de

exposição das normas consideram que aquecimentos acima de 1 °C podem provocar efeitos teratogênicos degenerativos (SALLES, 1999a).

Outros efeitos devidos ao aumento de temperatura são conhecidos. Como exemplo, sabe-se que aumentos de temperatura localizados, inferiores ao limite de 3.5 °C no cérebro não causam danos fisiológicos. Além disso, é conhecido que aumento de temperatura no hipotálamo de 0.2 °C – 0.3 °C causa alterações no sistema termoregulatório. Sabe-se também que os danos térmicos na pele começam com elevação de temperatura no tecido em torno de 10°C (GUYTON, 1991).

Além dos efeitos térmicos das ondas não ionizantes, existem evidências de que ocorre interação direta dos campos eletromagnéticos oscilatórios com as moléculas polares presentes nos fluídos e nos tecidos biológicos. Exemplos de efeitos não térmicos são os bioquímicos ou eletrofísicos, causados diretamente por campos eletromagnéticos induzidos e não por aumento localizado ou distribuído de temperatura. Alguns efeitos não térmicos relatados na literatura incluem efeitos no sistema nervoso, cardiovascular e imunológico, bem como no metabolismo e em fatores hereditários. Tais efeitos são relatados para níveis de exposição bem abaixo daqueles nos quais efeitos térmicos são observados (SALLES, 1999b). Entretanto, nessa área os resultados ainda são polêmicos, não existindo definições, as quais poderão demorar muitos anos em função das pesquisas que se desenvolvem.

Este trabalho concentra-se no estudo e modelagem da interação dos campos eletromagnéticos com cabeças de usuários de telefones celulares, visando dimensionar os efeitos térmicos decorrentes dessa interação.

1.4. PARÂMETROS DOSIMÉTRICOS

Os limites em geral indicados nas normas e recomendações podem ser expressos em densidade de potência incidente (p. ex., mW/cm²), intensidade de campo elétrico (V/m), intensidade de campo magnético (A/m) ou por um parâmetro dosimétrico largamente utilizado, qual seja a Taxa de Absorção Específica (“Specific Absortion Rate” - SAR). Esta última é definida como sendo a derivada no tempo do aumento de energia absorvida em elemento de massa contida num elemento de volume, cuja massa específica é “ ρ ” (STUCHLY, 1995). Analiticamente pode ser expressa por

$$SAR = \frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial W}{\partial m} = \frac{\partial}{\partial t} \frac{\partial W}{\rho(\partial V)} (mW / g) \quad (1)$$

É possível dizer, em outras palavras, que a SAR quantifica a potência absorvida por unidade de massa. Utilizando o teorema do vetor de Poynting para campos eletromagnéticos com excitação senoidal no domínio da frequência, a SAR pode ser também expressa por

$$SAR = \frac{\sigma}{2\rho} |E_i|^2 = \frac{\omega \varepsilon_0 \varepsilon''}{2\rho} |E_i|^2 = \frac{1}{2\rho\sigma} |J_i|^2 (mW / g) \quad (2)$$

onde E_i e J_i são os valores de pico do campo elétrico e da densidade de corrente no local considerado.

O aumento da temperatura nos tecidos decorre, dentre outros fatores, dos níveis de SAR.

1.5. PRINCIPAIS NORMAS

Em função dos efeitos térmicos, já bem conhecidos, diferentes normas têm sido propostas (SALLES, 1999b), dentre as quais se destacam as normas C95.1-1991 (ANSI,

1991), recentemente revista pela norma C95.1-2005 (ANSI, 2005), adotada nos Estados Unidos, e a ENV50166-2 (ICNIRP, 1998), adotada por diferentes países europeus. Estas recomendações servem de base para diferentes legislações nacionais (AGÊNCIA ..., 1999) .

Para as frequências de telefonia celular no Brasil, a recomendação (GUIDELINES, 1998), adotada pela ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações), define os limites de densidade de potência em $4,3 \text{ W/m}^2$ e de SAR de 2 mW/g em cubos de 10 g de tecido. A norma C95.1-1991 (ANSI, 1991) define os limites em 5.7 W/m^2 e de SAR igual a 1.6 mW/g em cubos com 1 g de tecido. A última norma foi revista pela norma C95.1-2005 (ANSI, 2005), alterando seus limites para os mesmos valores da norma do ICNIRP ("International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection") .

1.6. PLANO DE TESE

No Capítulo 2 é realizada uma revisão bibliográfica mostrando os principais resultados publicados relativos a cálculos de SAR e aumento de temperatura em seres humanos. A seguir, no Capítulo 3, é apresentado o desenvolvimento do Método de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo, para determinação dos campos eletromagnéticos, bem como as condições de estabilidade, dispersão e de contorno. No Capítulo 4 é feita uma análise detalhada da metodologia utilizada para cálculo de SAR, considerando as diferenças específicas entre adultos e crianças, bem como a adequada modelagem do telefone celular e a implementação do algoritmo para cálculo de SAR. No Capítulo 5, são apresentados os resultados de cálculo de SAR, bem como a comparação com outros resultados disponíveis na literatura. No Capítulo 6, é apresentado o desenvolvimento do Método de Diferenças Finitas aplicado ao cálculo de aumento de temperatura na cabeça, causado pela SAR e os resultados obtidos. Finalmente, no Capítulo 7 são apresentadas as conclusões e os comentários relativos aos métodos utilizados e aos resultados obtidos.

2. REVISÃO DA LITERATURA

Neste Capítulo é feita uma revisão dos principais resultados apresentados na literatura, relativos ao cálculo de SAR e aumento de temperatura em seres humanos.

Chen (CHEN, 1994), usando o método FDTD, simulou a interação do campo eletromagnético devido a um dipolo com potência de 600 mW e frequência de 835 MHz. Foi usado um modelo de cabeça não homogêneo, com discretização espacial de 5 mm. A distância da antena à cabeça variou entre 1 e 2.5 cm. Os valores de SAR calculados situaram-se na faixa de 1.23 a 2.63 W/Kg. A potência de 600 mW nas simulações é utilizada por ser o valor máximo de potência típico de celulares nas bandas A e B.

Dimbylow (DIMBYLOW, 1994) desenvolveu modelo numérico de cabeça humana a partir de um conjunto de imagens de ressonância magnética de um indivíduo. O método FDTD foi usado para calcular a SAR, com resolução espacial de 2 mm. Um transceptor genérico foi representado por um monopolo de quarto de onda em uma caixa metálica. A antena foi situada em duas posições na face superior da caixa metálica, tanto no canto da face mais distante da cabeça, quanto no centro da face. As frequências consideradas foram 900 MHz e 1.8 GHz. Diversas posições do transceptor foram simuladas. O efeito da mão segurando o equipamento também foi considerado. Foi realizada uma mudança de escala para simular a cabeça de uma criança. Os valores de SAR calculados neste modelo de criança não foram superiores aos valores calculados para o modelo de adulto. Também foram apresentados resultados para um dipolo de meia onda. Os valores máximos de SAR em 10 g de tecido, gerados pelo transceptor genérico na situação de uso mais típica foram iguais a 2.1 e 3.0 W/kg por W de potência irradiada, respectivamente em, 900 MHz e 1.8 GHz. Os valores correspondentes para 1 g de tecido são 2.3 e 4.8 W/kg por W, em 900 MHz e 1800 MHz, respectivamente.

Rahmat-Samii (RAHMAT-SAMII, 1995) usou o método FDTD para calcular a SAR em três modelos realísticos de cabeça de adulto, na presença de diferentes tipos de antenas e configurações. Para a distância de 2 cm entre o dispositivo irradiante e a cabeça, com 1 W de potência entregue à antena, o valor de pico de SAR na cabeça foi calculado entre 0.9 e 3.8 mW/kg. Nas mesmas condições, o valor médio da SAR situou-se entre 0.06 e 0.10 mW/kg. Além disso, constatou-se que a cabeça e a mão absorvem entre 48 e 68% da energia entregue à antena.

Lu (LU, 1996) usa o método FDTD para calcular o campo eletromagnético devido a uma onda plana incidente com densidade de potência de 10 mW/cm², utilizando modelo de cabeça de adulto. Usando o método de diferenças finitas, a equação de transferência de calor biológico linear, no regime permanente, foi resolvida numericamente, obtendo-se 0.15 °C de aumento máximo de temperatura na cabeça.

Gandhi (GANDHI, 1996a) usa o método FDTD para calcular a SAR na cabeça humana devido à radiação eletromagnética de telefones celulares. Para simulação realística da posição de uso de telefone, a orelha do modelo foi comprimida contra a cabeça; a cabeça foi girada a um ângulo apropriado, e a mão foi representada simplificada. Foram simulados telefones celulares em 835 e 1900 MHz, com monopolo em cima de caixa metálica e antenas de comprimento de quarto de onda e três oitavos de onda. A potência máxima de 600 mW foi usada para o caso em 835 MHz, bem como 125 mW para 1900 MHz. Para o caso da cabeça girada na posição de uso do telefone celular, foram obtidos valores de SAR em 1g de tecido, no caso 2.93 e 1.11 W/kg para a antena de quarto de onda em 835 MHz e 1900 MHz, respectivamente, e 1.6 e 0.96 W/kg para a antena de três oitavos de quarto de onda em 835 MHz e 1900 MHz, respectivamente. A potência de 125 mW nas simulações é utilizada por ser o valor máximo de potência típico de celulares, comum na faixa de 1800 MHz.

Gandhi (GANDHI, 1996b) simula os mesmos casos apresentados em (GANDHI, 1996a), estes são simulados utilizando também modelos de cabeça de criança de dez e cinco anos de idade, criados a partir de uma mudança de escala no modelo de cabeça de adulto. Os valores de SAR em 1g de tecido na cabeça, calculados para o caso do monopolo de quarto de onda em 835 MHz, foram 2.93, 3.21 e 4.49 W/kg para a cabeça do adulto, da criança de dez anos e para a criança de cinco anos, respectivamente. Para o caso do monopolo de quarto de onda em 1900 MHz, os valores de SAR em 1g de tecido na cabeça são 1.11, 0.9 e 0.97 W/kg, para a cabeça do adulto, da criança de dez anos e para a criança de cinco anos, respectivamente.

Okoniewski (OKONIEWSKI, 1996) usa o método FDTD para simular antena monopolo de quarto de onda, ajustada em cima de caixa metálica para calcular a SAR em modelo realístico de cabeça e em modelos de cabeça quadradas e esféricas. Os resultados obtidos com modelos esféricos de cabeça estão relativamente próximos aos resultados obtidos no modelo de cabeça realístico. Valores de SAR calculados com modelos que incluem orelhas são menores do que em modelos que não incluem orelha.

Hombach (HOMBACH, 1996) usa um código comercial baseado na técnica de integrais finitas para calcular a SAR em modelo realístico de adulto e em modelos com grau de complexidade reduzido. Os modelos diferiam em forma, tamanho e anatomia interna. Os resultados mostraram que o tamanho e a forma são de menor importância e que valores de SAR local dependem fortemente das não homogeneidades.

Schönborn (SCHÖNBORN, 1998) usa um código comercial baseado na técnica de integrais finitas para calcular a SAR em modelos realísticos de adulto e de criança de 7 e de 3 anos de idade. Os modelos foram baseados em imagens geradas por ressonância magnética. As diferenças de absorção foram investigadas para as frequências de 900 e 1800 MHz,

usando um dipolo de nove vinte avos de comprimento de onda. Os resultados, para campo próximo, não revelaram diferenças significativas na absorção de radiação eletromagnética entre adultos e crianças.

Wang (WANG, 1999) usa o método FDTD para calcular a SAR em um modelo realístico de cabeça de adulto. Ele resolve a equação de aquecimento biológico, usando um modelo linear através de diferenças finitas no domínio do tempo. O telefone móvel foi simulado por monopolo de quarto de onda em cima de caixa metálica. A potência de alimentação foi ajustada para 0.6 W na antena em 900MHz e 0.27 W em 1.5 GHz. Resultados computados mostram que uma ligação de 7 minutos leva a um aumento de temperatura de aproximadamente 90% do aumento em regime permanente. Utilizando os limites impostos pela norma do ANSI/IEEE (“ American National Standards Institute / The Institute of Electrical and Electronics Engineers”), que restringe a SAR em 1 g de tecido a 1.6 W/kg, um aumento máximo de temperatura no cérebro de 0.06 °C foi obtido; usando a norma do ICNIRP, que limita a SAR em 10 g de tecido contíguo em 2 W/kg, o aumento máximo de temperatura no cérebro foi de 0.11 °C.

Rowley (ROWLEY, 1999) usa o método FDTD para comparar a SAR num modelo realístico de cabeça de adulto na presença de antena do tipo quarto de onda sobre caixa metálica e com antenas tipo “patch” ajustadas em uma caixa metálica. As antenas “patch” reduziram o valor da SAR em 1 g de tecido na cabeça em 70% em relação à antena monopolo.

Bernardi (BERNARDI, 2000) usa o método FDTD para calcular a SAR e aumento de temperatura, em modelo de cabeça de adulto exposto a diversos tipos de telefones celulares. A temperatura foi calculada usando um modelo linear da equação de aquecimento biológico. Os resultados obtidos mostram, para potência irradiada de 600 mW, uma SAR máxima, em 1g de tecido, de 2.2 a 3.7 W/kg, dependendo do telefone considerado. A temperatura máxima é

calculada na orelha e varia de 0.22 °C a 0.43 °C, enquanto o aumento máximo de temperatura no cérebro varia de 0.08 °C a 0.019 °C.

Nikita (NIKITA, 2000) realiza uma série de experimentos numéricos usando FDTD, modelando representações canônicas da interação entre a cabeça humana e telefones celulares, de forma a investigar efeitos de detalhes específicos das simulações. É mostrado que diferenças significantes nos resultados computados podem ocorrer mesmo entre grupos que usem métodos bastante similares. Na avaliação da SAR em 10 g de tecido a incerteza relacionada pode ser da ordem de 30%, enquanto que a incerteza na SAR calculada em uma célula pode ser da ordem de 40% a 60%, mesmo para problemas canônicos bem definidos.

Mason (MASON, 2000) demonstra o efeito de manipular a frequência, a permissividade e o tamanho das células nos valores calculados de SAR usando o método FDTD. Foram usados modelos realísticos de homens e ratos, além de modelos esféricos homogêneos. A SAR total no rato exposto a uma onda plana em 500 MHz, diminuiu de 0.95 para 0.63 W/kg/mW/cm² quando todos os valores de permissividade foram multiplicados por 0.5 e aumentou para 1.3 W/kg/mW/cm² quando os valores de permissividade foram multiplicados por dois. A máxima absorção de energia no cérebro humano ocorreu entre 600 e 800 MHz, quando o campo se propagava na direção do ventre para o dorso. Alguns resultados foram comparados com dados empíricos, em ratos, baseados em termografia em infravermelho e em amostras térmicas implantadas. Os resultados simulados estão dentro do erro experimental.

Gajsek (GAJSEK, 2001) analisa o efeito de variar os valores de permissividade. Para isso irradia um modelo realístico humano de corpo inteiro com uma onda plana em diversas orientações de propagação e frequência. Os valores de permissividade são variados, multiplicando os valores originais por 0.5 ou por 2. As mudanças nos valores de permissividade não influenciam substancialmente os valores de SAR média em todo o corpo.

A mudança na permissividade teve maior efeito em valores de SAR localizada, quando estes foram pequenos comparados com o valor de SAR média em todo o corpo. No pior caso observado, multiplicando os valores de permissividade do músculo por 2, obteve-se um aumento de SAR de 2 vezes, em quase 50% dos tecidos, em relação aos valores obtidos com parâmetros originais; em 20% dos tecidos, o aumento da SAR foi maior que 3 vezes.

Hirata (HIRATA, 2003a) investigou o aumento de temperatura devido à exposição a ondas eletromagnéticas de uma antena tipo dipolo na faixa de frequência de 900 MHz a 2.45GHz. A SAR é inicialmente calculada em modelo de cabeça usando o método FDTD. A temperatura é então calculada substituindo a SAR na equação de aquecimento biológico linear. Os aumentos máximos de temperatura na cabeça e no cérebro são determinados através de extrapolação linear da SAR média máxima nessas regiões. É calculado que a SAR média em 1 g de tecido máxima na cabeça deveria ser aproximadamente 65 W/kg para atingir um aumento máximo de temperatura de 10 °C. E a SAR média em 10 g de tecido máxima na cabeça deveria ser aproximadamente 40W/kg, o que implica num fator de 20 comparado com a norma do ICNIRP.

Wang (WANG, 2003) baseado em dados estatísticos de crianças japonesas desenvolve dois novos modelos de cabeça de criança a partir de um modelo de cabeça de um adulto japonês. O método FDTD é utilizado para cálculo de SAR nesses modelos. Os valores de pico de SAR são calculados usando os mesmos procedimentos usados em (GANDHI, 1996b) e (SCHÖNBORN, 1998). É sugerido que as diferenças apresentadas em (GANDHI, 1996b) e (SCHÖNBORN, 1998) devem-se a diferenças nas condições de cálculo numérico da SAR de pico.

Hirata (HIRATA, 2003b) correlaciona o aumento máximo de temperatura na cabeça e no cérebro com a SAR de pico devido a antenas próximas à cabeça. A temperatura é calculada usando um modelo linear da equação de aquecimento biológico. Foi encontrado que

o aumento máximo de temperatura na cabeça e no cérebro pode ser estimado em termos do valor de pico da SAR média em 1 g e 10 g de tecido nessas regiões. É analisado o aumento máximo de temperatura para valores de SAR prescritos em normas de segurança. Os valores de aumento máximo de temperatura encontrado foram 0.31 °C na cabeça e 0.13 °C para o cérebro, usando os limites previstos na norma do ANSI/IEEE. Para os níveis da norma do ICNIRP, calculou-se o máximo aumento de temperatura como sendo 0.60 °C na cabeça e 0.25 °C no cérebro

Fujimoto (FUJIMOTO, 2003) usa o mesmo procedimento usado em (HIRATA, 2003b) para correlacionar os valores de pico de SAR média com o aumento máximo de temperatura na cabeça e no cérebro de adultos e crianças. O modelo de criança é criado usando diferentes fatores de escala para regiões distintas no modelo de cabeça do adulto. Não foram encontradas diferenças significativas nas correlações entre os valores de pico de SAR média e a temperatura calculada no adulto e na criança.

Anderson (ANDERSON, 2003) usou esferas com diferentes raios como modelos aproximados de cabeça de adulto e crianças de 4, 8, 12 e 16 anos de idade. A análise mostrou que comparado com um adulto médio, a SAR em 10 g de tecido de crianças de 4, 8, 12 e 16 anos aumentou por fatores de 1.31, 1.23, 1.15 e 1.07, respectivamente.

Martinez-Burdalo (MARTÍNEZ-BÚRDALO, 2004), usando um modelo de cabeça de criança criado a partir de uma mudança de escala em um modelo de cabeça de adulto, comparou valores de pico de SAR média em 1 g e 10 g de tecido. Os modelos foram irradiados usando antenas do tipo dipolo de meia onda em 900 MHz e 180 0MHz. Resultados mostraram que a SAR média máxima na cabeça em 1 g e 10 g de tecido tendem a decair com a diminuição do tamanho da cabeça. No entanto com a redução do tamanho da cabeça os valores de SAR média em 1 g e 10 g de tecido no cérebro tendem a aumentar..

Bit-Babik (BIT-BABIK, 2005) usa o método FDTD para computar valores de SAR médios em dois modelos anatomicamente corretos de adulto e criança. O algoritmo de cálculo de SAR média é implementado usando o algoritmo descrito pelas normas do ANSI (Std. C95.3-2002). O modelo da cabeça de criança foi obtido usando uma escala linear do modelo de cabeça de adulto para reproduzir as condições de outros estudos da literatura. Outros modelos também foram criados, transformando os modelos de adulto usando escalas distintas em regiões diferentes da cabeça. As propriedades dos tecidos foram mantidas iguais nos modelos de cabeça de adulto e criança. Os resultados mostram que a SAR média em 1 g e 10 g de tecido são semelhantes em todos os modelos de cabeça utilizados quando submetidos às mesmas condições. As discrepâncias entre diferentes resultados apresentados na literatura são atribuídas a inconsistências que existem quando diferentes técnicas de pós processamento são usadas para computar valores médios de SAR em cabeças expostas a campos eletromagnéticos de telefones móveis.

Hadjen (HADJEM, 2005) estima a SAR em dois modelos de cabeças de adultos e dois modelos de cabeça de criança, uma criada a partir de redução simples de escala e o outro usando escalas diferentes em regiões distintas da cabeça. Foi simulado um celular com banda dupla. Não são observadas diferenças significativas entre os resultados obtidos com os dois modelos de adulto, da mesma forma entre os modelos de criança. Um pequeno aumento foi observado entre os valores calculados de SAR média em 10 g de tecido nos modelos de criança, relativos aos calculados nos modelos de adulto.

Fujimoto (FUJIMOTO, 2006) usa os mesmos modelos de cabeça de adulto e criança desenvolvidos em (WANG, 2003). Os valores das propriedades térmicas e eletromagnéticas são ajustados para os modelos de criança, correlacionando as propriedades com o conteúdo total de água dos tecidos. Desta forma, variações menores que 4% nos valores das propriedades são consideradas. É encontrado que o aumento máximo de temperatura no

cérebro pode ser estimado em termos dos valores de pico de SAR média em 1 g e 10 g de tecido. Não foram encontradas diferenças significativas entre adultos e crianças nas correlações entre os valores médios de SAR e a temperatura máxima. Além disso, o efeito da variação dos valores das propriedades eletromagnéticas e térmicas mostrou ser insignificante.

Wang (WANG, 2006) usa os mesmos ajustes dos parâmetros eletromagnéticos para crianças feitos em (FUJIMOTO, 2006). Encontrou-se que mesmo em casos extremos a variação de parâmetros não afeta valores de pico de SAR em mais de 10%.

Beard (BEARD, 2006) comparada a SAR determinada computacionalmente no modelo antropomórfico específico (“Specific Anthropomorphic Mannequin” - SAM) e modelos anatomicamente corretos de cabeça expostos a campos eletromagnéticos telefones móveis. O método FDTD foi usado para cálculo de SAR. Os resultados mostram que quando a SAR na parte externa da orelha é calculada separadamente da SAR na cabeça, o SAM produz um valor de SAR maior na cabeça do que na cabeça do modelo anatomicamente correto. Além disso, modelos de cabeça maiores produziram um maior valor de pico de SAR média em 1 g e 10 g de tecido do que a SAR em cabeças menores, para todas as condições de frequência e posição.

Gandhi (GANDHI, 2006) calcula o aumento de temperatura usando valores de pico de SAR média na parte externa da orelha aceitos pelas novas normas relaxadas do ANSI. Os valores de aumento de temperatura computados são 2.5 vezes maiores do que o aumento de temperatura calculada usando os valores de SAR permitidos pelas normas do ICNIRP e 7.5 vezes maior do que o aumento de temperatura calculado usando os valores de SAR permitidos pela a antiga norma do ANSI.

3. O MÉTODO FDTD

Em 1966, Yee propôs uma técnica para resolver as equações rotacionais de Maxwell usando método de diferenças finitas no domínio do tempo (FDTD) [Yee, 1966]. O método de Yee tem sido usado para resolver diversos problemas de espalhamento, cálculo de parâmetros em circuitos de microondas e absorção eletromagnética em tecidos para frequências de microondas, dentre outros.

Inicialmente houve pouco interesse no método FDTD. Provavelmente devido à falta de recursos computacionais. No entanto, com o surgimento de computadores mais baratos e poderosos, além de avanços no próprio método, a técnica FDTD tornou-se popular para a solução de problemas eletromagnéticos.

O método é baseado na amostragem do campo elétrico e magnético de forma que cada componente do campo elétrico é cercada por quatro componentes do campo magnético e cada componente do campo magnético é cercada por quatro componentes do campo elétrico. Desta forma, as derivadas espaciais nas equações rotacionais de Maxwell são substituídas por derivadas centrais, tendo estas, precisão de segunda ordem.

O método também calcula o campo elétrico e o campo magnético no domínio do tempo, em arranjo conhecido como “pulo do sapo” (“leap frog”). Todos os cálculos do campo elétrico em dado instante são realizados usando valores do campo magnético previamente armazenado na memória. Na seqüência, os cálculos para o campo magnético em todo o domínio são realizados usando os valores do campo elétrico recém armazenados. O ciclo pode recomeçar, calculando novamente o campo elétrico, usando a informação do campo magnético recém computado. Os passos no tempo continuam até que se obtenha a informação desejada. Esta formulação é completamente explícita, evitando assim problemas com equações simultâneas e inversões de matrizes. As equações de diferenças finitas para as derivadas no tempo são de natureza central e precisas em segunda ordem.

Um problema a ser considerado no método FDTD é que muitas situações de interesse são definidas em regiões abertas, ou seja, a região onde os campos devem ser calculados é ilimitada. Como não há a possibilidade de armazenar uma quantidade ilimitada de dados, o domínio, onde os campos devem ser calculados, precisa ser limitado. Assim, o domínio deve envolver a estrutura de interesse e uma condição de contorno adequada deve ser usada para simular o espaço livre. Atualmente, a borda mais usada para simular o espaço aberto é a PML (camadas perfeitamente casadas) (TAFLOVE, 1995; TAFLOVE 1998)

3.1. EQUAÇÕES DE MAXWELL

Para a implementação do método FDTD faz-se necessária uma breve explanação sobre as equações de Maxwell. Considera-se uma região do espaço que não tenha fontes de correntes elétrica ou magnética, mas que possa ter materiais que absorvam energia dos campos elétricos ou magnéticos. As equações de Maxwell, na forma diferencial, obtidas a partir de leis clássicas do eletromagnetismo são as seguintes:

a.) Lei de Faraday:

$$\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\nabla \times \vec{E} - \vec{J}_m \quad (3)$$

b.) Lei de Ampère:

$$\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \nabla \times \vec{H} - \vec{J}_e \quad (4)$$

c.) Lei de Gauss para o campo elétrico:

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (5)$$

d.) Lei de Gauss para o campo magnético:

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (6)$$

onde, usando o sistema de unidades MKS,

\vec{E} - vetor campo elétrico (V/m)

\vec{D} - vetor densidade de fluxo elétrico (C/m²)

\vec{H} - vetor campo magnético (A/m)

\vec{B} - vetor densidade de fluxo magnético (Wb/m²)

\vec{J}_e - vetor densidade de corrente elétrica (A/m²)

\vec{J}_m - vetor densidade de corrente magnética equivalente (V/m²)

Em materiais lineares, isotrópicos e não dispersivos, \vec{E} , \vec{D} e \vec{H} , \vec{B} são relacionados mediante as relações constitutivas,

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (7)$$

$$\vec{D} = \varepsilon \vec{E} \quad (8)$$

onde μ é a permeabilidade magnética, em Henry por metro e ε é a permissividade elétrica, em Farad por metro. Havendo a possibilidade de perdas elétricas e magnéticas que possam dissipar campos eletromagnéticos em materiais, através de conversão de energia sob forma de calor, é definida uma corrente magnética equivalente para considerar mecanismos de perdas magnéticas:

$$\vec{J}_m = \rho' \vec{H} \quad (9)$$

e uma corrente elétrica equivalente para considerar mecanismos de perdas elétricas:

$$\vec{J}_e = \sigma \vec{E} \quad (10)$$

onde ρ' é uma resistividade magnética equivalente em Ohm por metro e σ é a condutividade elétrica em Siemen por metro. Usando as relações (7) a (10) nas equações rotacionais de Maxwell:

$$\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -\frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{E} - \frac{\rho'}{\mu} \vec{H} \quad (11)$$

$$\frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \nabla \times \vec{H} - \frac{\sigma}{\varepsilon} \vec{E} \quad (12)$$

Ou escrevendo estas equações na forma escalar:

$$\frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_y}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial y} - \rho' H_x \right) \quad (13)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial z} - \rho' H_y \right) \quad (14)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial x} - \rho' H_z \right) \quad (15)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} - \sigma E_x \right) \quad (16)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} - \sigma E_y \right) \quad (17)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} - \sigma E_z \right) \quad (18)$$

O conjunto de equações diferenciais acopladas (13) a (18) é a base para o algoritmo FDTD em três dimensões, não sendo necessário explicitar as leis de Gauss. As leis de Gauss (5,6) estão implícitas no posicionamento dos campos elétricos e magnéticos na grade FDTD e na derivação espacial numérica sobre as componentes dos campos que modelam a ação do operador divergente.

3.2. ALGORITMO DE YEE

O método proposto por Yee para implementar numericamente as equações de Maxwell na forma diferencial e no domínio do tempo possibilitou a resolução de diversos problemas, além de uma fácil compreensão física do que ocorre na propagação de ondas eletromagnéticas.

Yee posicionou o campo elétrico e magnético de forma que sempre houvesse em um dado plano quatro componentes de um dos campos (elétrico ou magnético) circulando ao redor de uma componente perpendicular do outro campo (magnético ou elétrico). Isto impõe a natureza solenoidal do campo eletromagnético imposta pelas equações de Gauss, em regiões onde não há acúmulo de carga (TAFLOVE, 1995). Para que isso fosse possível em um espaço tridimensional, Yee utilizou-se de um cubo (grade retangular). Posicionando as componentes do campo elétrico na metade das arestas do cubo e as do campo magnético no centro das faces do mesmo cubo, Yee estabeleceu o que mais tarde receberia o nome de célula de Yee, que é apresentada na Figura 2.

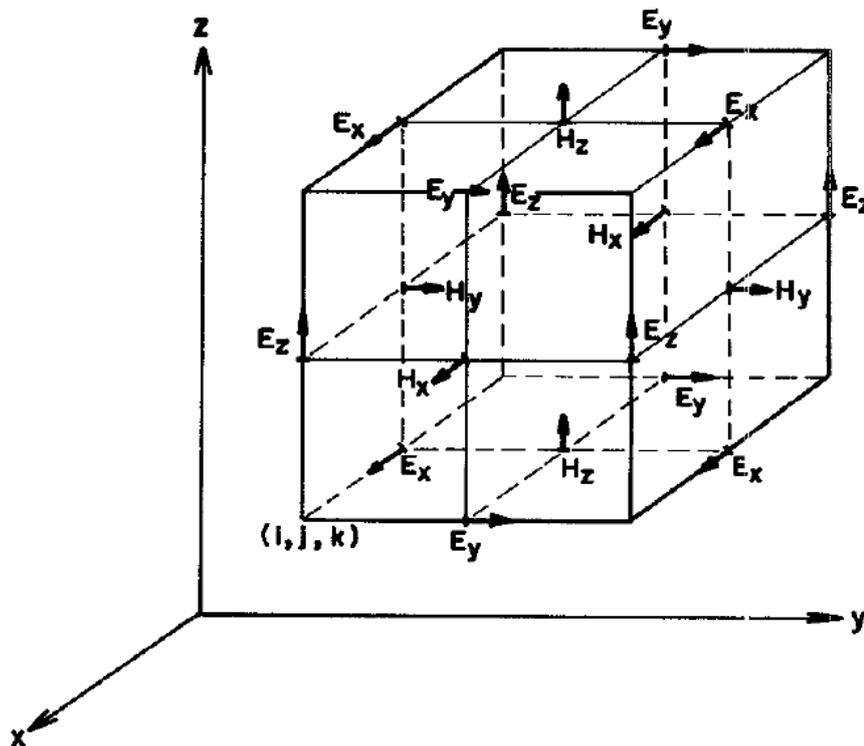


Figura 2 – Célula de Yee - posicionamento das componentes dos campos elétrico e magnético.

Uma malha formada por células de Yee permite posicionar o campo elétrico defasado no espaço e no tempo, em relação ao campo magnético, obtendo-se assim equações que, a

partir de campos previamente conhecidos, permitem o cálculo dos campos no instante posterior.

Um ponto no espaço, em uma rede retangular e uniforme, é denotado por

$$(i, j, k) = (i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z) \quad (19)$$

onde Δx , Δy e Δz são, respectivamente, os incrementos de espaço nas direções x , y , z , e i , j e k são inteiros. Além disso, qualquer função u do espaço e do tempo, avaliada num ponto discreto da malha e em um instante discreto de tempo, é representada por

$$u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = u_{i,j,k}^n \quad (20)$$

onde Δt é o incremento temporal, assumido uniforme sobre o intervalo de observação, e n é um inteiro.

Yee usou expressões de diferenças centrais para aproximar as derivadas espaciais e temporais nas equações rotacionais de Maxwell. Desta forma a derivada parcial de uma função u , na direção x e avaliada no instante $(n\Delta t)$, é aproximada por diferenças centrais segundo a expressão

$$\frac{\partial u}{\partial x}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i+1/2,j,k}^n - u_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} + O[(\Delta x)^2] \quad (21)$$

A expressão da derivada parcial da função u em relação ao tempo, avaliada no ponto $(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z)$, é

$$\frac{\partial u}{\partial t}(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t) = \frac{u_{i,j,k}^{n+1/2} - u_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} + O[(\Delta t)^2] \quad (22)$$

Ambas as expressões de diferenças centrais (21) e (22) são precisas em segunda ordem.

Substituindo na equação (13) equações de derivadas centrais análogas a (21) e (22), obtém-se

$$\frac{H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} - H_x|_{i,j,k}^{n-1/2}}{\Delta t} = \frac{1}{\mu_{i,j,k}} \left(\frac{E_y|_{i,j,k+1/2}^n - E_y|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} - \frac{E_z|_{i,j+1/2,k}^n - E_z|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} - \rho'_{i,j,k} H_x|_{i,j,k}^n \right) \quad (23)$$

Nesta expressão, todas as quantidades do lado direito da igualdade são avaliadas na iteração n . No entanto, a componente H_x não está armazenada na memória na iteração n . Desta forma é necessário estimar este termo. Um método comum para se estimar este termo é a chamada aproximação semi-implícita, em que

$$H_x|_{i,j,k}^n = \frac{H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} + H_x|_{i,j,k}^{n-1/2}}{2} \quad (24)$$

Ou seja, a componente H_x no instante n é estimada como sendo a média aritmética da componente H_x no instante $n-1/2$ e no instante $n+1/2$, sendo este último um valor ainda não computado.

Substituindo a expressão (24) na equação (23) e isolando o termo $H_x|_{i,j,k}^{n+1/2}$ obtém-se

$$H_x|_{i,j,k}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}} \right) H_x|_{i,j,k}^{n-1/2} + \left(\frac{\frac{\Delta t}{2\mu_{i,j,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}} \right) \left(\frac{E_y|_{i,j,k+1/2}^n - E_y|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} - \frac{E_z|_{i,j+1/2,k}^n - E_z|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} \right) \quad (25)$$

De forma similar, determinam-se as equações de diferenças finitas baseadas no algoritmo de Yee para as demais componentes dos campos elétrico e magnético. Isto resulta num conjunto de equações similares à equação (25)

$$H_y \Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}} \right) H_y \Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{2\mu_{i,j,k}} \right) \left(\frac{E_z \Big|_{i+1/2,j,k}^n - E_z \Big|_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} - \frac{E_x \Big|_{i,j,k+1/2}^n - E_x \Big|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} \right) \quad (26)$$

$$H_z \Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}}{1 + \frac{\rho'_{i,j,k} \Delta t}{2\mu_{i,j,k}}} \right) H_z \Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{2\mu_{i,j,k}} \right) \left(\frac{E_y \Big|_{i,j,k+1/2}^n - E_y \Big|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} - \frac{E_z \Big|_{i,j+1/2,k}^n - E_z \Big|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} \right) \quad (27)$$

$$E_x \Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}} \right) E_x \Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}} \right) \left(-\frac{H_y \Big|_{i,j,k+1/2}^n - H_y \Big|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} + \frac{H_z \Big|_{i,j+1/2,k}^n - H_z \Big|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} \right) \quad (28)$$

$$E_y \Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}} \right) E_y \Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}} \right) \left(-\frac{H_z \Big|_{i+1/2,j,k}^n - H_z \Big|_{i-1/2,j,k}^n}{\Delta x} + \frac{H_x \Big|_{i,j,k+1/2}^n - H_x \Big|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} \right) \quad (29)$$

$$E_z \Big|_{i,j,k}^{n+1/2} = \left(\frac{1 - \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}}{1 + \frac{\sigma_{i,j,k} \Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}}} \right) E_z \Big|_{i,j,k}^{n-1/2} + \left(\frac{\Delta t}{2\varepsilon_{i,j,k}} \right) \left(-\frac{H_y \Big|_{i,j,k+1/2}^n - H_y \Big|_{i,j,k-1/2}^n}{\Delta z} + \frac{H_z \Big|_{i,j+1/2,k}^n - H_z \Big|_{i,j-1/2,k}^n}{\Delta y} \right) \quad (30)$$

Com o sistema de equações (26) a (30), o valor da componente de campo em determinado ponto da malha depende apenas do seu valor no instante anterior e dos valores das componentes do outro campo, no instante anterior, nas posições adjacentes àquele campo.

3.3. DISPERSÃO E ESTABILIDADE NUMÉRICA

O algoritmo FDTD causa erros de dispersão das ondas propagantes na rede formada com as células de Yee. Dispersão é definida como a variação de velocidade de fase das componentes espectrais de uma onda durante a sua propagação ou, por conveniência, a variação da constante de propagação k (número de onda) com a frequência angular ω . Ondas possuindo velocidade de fase constante são ditas sem dispersão e mantêm seu perfil (envelope ou formato do pulso) independentemente da distância percorrida. E estes erros de dispersão, causados pelo algoritmo FDTD, podem variar com o comprimento de onda, com a direção de propagação e com a discretização da malha.

Assim, a escolha de $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ é motivada por razões de precisão (TAFLOVE, 1995). Para garantir a precisão dos valores dos campos calculados, $\Delta x, \Delta y, \Delta z$ devem ser escolhidos como uma pequena fração da menor dimensão do objeto espalhador e também como uma pequena fração do menor comprimento de onda. Desta forma o valor dos campos não irá variar significativamente entre pontos consecutivos da rede. Valores típicos para a maior discretização espacial Δ são $\lambda/10 \leq \Delta \leq \lambda/20$.

Além disso, o algoritmo FDTD requer que o incremento temporal Δt esteja relacionado de forma específica com os incrementos espaciais $\Delta x, \Delta y, \Delta z$. Esta relação é necessária para evitar instabilidades numéricas. Tal relação é expressa por (estabelecida no ANEXO A):

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (31)$$

onde c é a velocidade da luz no vácuo. Caso esta relação não seja atendida, os valores dos campos calculados pelo método FDTD estão sujeitos a aumentos progressivos, sem limite, no decorrer das iterações.

3.4. CONDIÇÃO DE CONTORNO ABSORVEDORA

Um dos grandes desafios do método FDTD tem sido a solução precisa e eficiente de problemas eletromagnéticos em espaço aberto. Em tais problemas, uma condição de contorno absorvedora (ABC) deve ser utilizada na camada externa à rede para simular a extensão da rede ao infinito. Para isto, várias técnicas já foram desenvolvidas (TAFLOVE, 1995).

Uma forma de implementar uma ABC é inserindo algumas camadas de material absorvedor no exterior do domínio. Isto é análogo ao tratamento físico das paredes de uma câmara anecóica. Idealmente, o meio absorvedor deve ter apenas algumas células de espessura; independente da frequência, ângulo de incidência e polarização, não deve apresentar reflexões; e deve ser altamente absorvedor e eficiente também no campo próximo de uma fonte ou de um objeto espalhador.

BERENGUER (1994) desenvolveu uma técnica que simula de forma eficiente um material absorvedor altamente eficiente, designado como camadas perfeitamente casadas ou PML (“Perfectly Matched Layer”). A inovação apresentada pela PML é que ondas planas em um domínio computacional com qualquer ângulo de incidência, qualquer polarização e frequência, estão casadas.

Para isto, Berenguer estabeleceu uma formulação das equações de Maxwell usando separação de campos. Assim, cada componente de cada campo eletromagnético é separado em duas componentes ortogonais. Cada uma das doze componentes ortogonais é expressa satisfazendo um conjunto acoplado de equações hiperbólicas. Pela escolha de parâmetros de perdas consistentes com um meio sem dispersão, uma interface plana perfeitamente casada é então desenvolvida (TAFLOVE, 1998).

A PML por separação de campos introduzida por Berenguer é um meio hipotético baseado num modelo matemático. Tal formulação não representa um meio fisicamente

realizável. Devido às dependências das coordenadas dos termos de perdas, se tal meio existe, ele deve ser anisotrópico.

De fato, um meio anisotrópico perfeitamente casado existe (TAFLOVE, 1998). Para cada interface, o meio anisotrópico é uniaxial e é composto de tensores de permissividade elétrica e permeabilidade magnética. Devido a isto, este meio é conhecido como meio uniaxial perfeitamente casado (“Uniaxial Perfectly Matched Layers”, UPML). Com esta formulação, evita-se a separação de campos usada na PML de Berenguer.

Nas seções seguintes serão abordadas a formulação da UPML e sua implementação.

3.4.1. Meio Uniaxial Perfeitamente Casado

Considera-se uma onda plana harmônica e com polarização arbitrária, $\vec{H}^{inc} = \vec{H}_0 e^{-j\beta_x^i x - j\beta_y^i y}$, que se propaga inicialmente em um meio isotrópico até atingir um meio uniaxial isotrópico semi-infinito. A interface entre os dois meios está no plano $x=0$. Os campos dentro do meio uniaxial também formam ondas planas e satisfazem as equações de Maxwell. Para uma onda plana, num meio uniaxial, as equações de Maxwell podem ser expressas por

$$\vec{\beta}^a \times \vec{E} = \omega \bar{\mu} \vec{H}, \quad \vec{\beta}^a \times \vec{H} = -\omega \bar{\epsilon} \vec{E} \quad (32)$$

onde $\vec{\beta}^a = \hat{x}\beta_x^a + \hat{y}\beta_y^a$ e a permissividade e a permeabilidade são os tensores uniaxiais

$$\bar{\epsilon} = \epsilon_1 \begin{bmatrix} a & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \\ 0 & 0 & b \end{bmatrix}, \quad \bar{\mu} = \mu_1 \begin{bmatrix} c & 0 & 0 \\ 0 & d & 0 \\ 0 & 0 & d \end{bmatrix} \quad (33)$$

sendo $\epsilon_{yy} = \epsilon_{zz}$ e $\mu_{yy} = \mu_{zz}$ (devido a simetria a rotação em relação ao eixo x). A equação de onda é então desenvolvida a partir das equações rotacionais acopladas:

$$\vec{\beta}^a \times (\bar{\epsilon}^{-1} \vec{\beta}^a) \times \vec{H} + \omega^2 \bar{\mu} \vec{H} = 0 \quad (34)$$

Expressando o produto vetorial como um produto entre matrizes, a equação de onda é expressa mais convenientemente como

$$\begin{bmatrix} k^2 c - (\beta_y^a)^2 b^{-1} & \beta_x^a \beta_y^a b^{-1} & 0 \\ \beta_x^a \beta_y^a b^{-1} & k^2 d - (\beta_x^a)^2 b^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & k^2 d - (\beta_x^a)^2 b^{-1} - (\beta_y^a)^2 a^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_x \\ H_y \\ H_z \end{bmatrix} = 0 \quad (35)$$

em que $k^2 = \omega^2 \mu_1 \epsilon_1$. A relação de dispersão para o meio uniaxial é obtida a partir do determinante da matriz operadora. Assim os modos TE_z e TM_z satisfazem as seguintes relações de dispersão

$$k^2 - (\beta_x^a)^2 b^{-1} d^{-1} - (\beta_y^a)^2 a^{-1} d^{-1} = 0, \text{ para modos } TE_z \quad (36)$$

$$k^2 - (\beta_x^a)^2 b^{-1} d^{-1} - (\beta_y^a)^2 a^{-1} c^{-1} = 0, \text{ para modos } TM_z$$

O coeficiente de reflexão na interface entre os dois meios pode agora ser calculado. Assume-se uma onda incidente TE_z . Então, na região isotrópica, os campos são expressos como uma superposição dos campos incidente e refletido, isto é

$$\vec{H}_1 = \hat{z} H_0 \left(1 + \Gamma e^{2j\beta_x^i x} \right) e^{-j\beta_x^i x - j\beta_y^i y} \quad (37)$$

$$\vec{E}_1 = \left[-\hat{x} \frac{\beta_y^i}{\omega \epsilon_1} \left(1 + \Gamma e^{2j\beta_x^i x} \right) + \hat{y} \frac{\beta_x^i}{\omega \epsilon_1} \left(1 - \Gamma e^{2j\beta_x^i x} \right) \right] H_0 e^{-j\beta_x^i x - j\beta_y^i y}$$

A onda transmitida para o meio anisotrópico é expressa por

$$\vec{H}_2 = \hat{z}H_0\tau e^{-j\beta_x^a x - j\beta_y^a y} \quad (38)$$

$$\vec{E}_2 = \left(-\hat{x} \frac{\beta_y^a}{\omega \varepsilon_1 a} + \hat{y} \frac{\beta_x^a}{\omega \varepsilon_1 b} \right) H_0 \tau e^{-j\beta_x^a x - j\beta_y^a y}$$

em que Γ e τ são o coeficiente de reflexão e transmissão, respectivamente, e são calculados admitindo a continuidade do campo tangencial na interface, isto é

$$\Gamma = \frac{\beta_x^i - \beta_x^a b^{-1}}{\beta_x^i + \beta_x^a b^{-1}}, \quad \tau = 1 + \Gamma = \frac{2\beta_x^i}{\beta_x^i + \beta_x^a b^{-1}} \quad (39)$$

e $\beta_y^a = \beta_y^i$, devido à continuidade da fase. Observando (39), se

$$\beta_x^a = \beta_x^i b \quad (40)$$

então $\Gamma = 0$ para todos os ângulos de incidência. De(36), para uma onda TE_z

$$\beta_x^a = \sqrt{k^2 b d - (\beta_y^i)^2} a^{-1} b \quad (41)$$

Então, se $d=b$ e $a^{-1}=b$, tem-se

$$\beta_x^a = \sqrt{k^2 b^2 - (\beta_y^i)^2} b^2 = b \sqrt{k^2 - (\beta_y^i)^2} \equiv b \beta_x^i \quad (42)$$

Consequentemente, $\Gamma = 0$ para todos β_x^i .

O procedimento acima pode ser repetido para o modo TM_z. O coeficiente de reflexão para este modo é o dual de (39) e é calculado substituindo b por d, e a por c. Para este caso, a condição de não reflexão se verificará se $b=d$ e $c^{-1}=d$.

Em resumo, dada uma onda plana incidente em um meio semi-infinito, com a interface plana em $x=\text{constante}$, e composto por um material uniaxial com os tensores de permissividade e permeabilidade:

$$\bar{\bar{\epsilon}} = \epsilon_1 \bar{\bar{s}}, \quad \bar{\bar{\mu}} = \mu_1 \bar{\bar{s}}, \quad \text{onde } \bar{\bar{s}} = \begin{bmatrix} s_x^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & s_x & 0 \\ 0 & 0 & s_x \end{bmatrix} \quad (43)$$

então a onda plana é completamente transmitida pra o meio uniaxial. Esta propriedade de não reflexão é completamente independente do ângulo de incidência, polarização e frequência da onda incidente. Além disto, de (36), as características de propagação dos modos TE e TM são idênticas.

De forma similar à PML de Berenguer, a propriedade de não reflexão da UPML é válida para qualquer s_x . Por exemplo, escolhendo $s_x = 1 + \sigma_x / j\omega\epsilon_0$, de (40) tem-se

$$\beta_x^a = (1 + j\sigma_x / \omega\epsilon_0) \beta_x^i \quad (44)$$

É interessante notar que a parte real de β_x^a é idêntica à da onda incidente, fazendo com que as velocidades de fase sejam idênticas. Além disto, nota-se que a onda é atenuada ao longo da direção x .

Finalmente, dada uma onda TE_z, a intensidade dos campos no meio uniaxial é dada por

$$\vec{H}_2 = \hat{z} H_0 e^{-js_x \beta_x^i x - j\beta_y^i y} = \hat{z} H_0 e^{-j\beta_x^i x - j\beta_y^i y} e^{-\sigma_x \eta_1 \epsilon_{r1} \cos \theta^i x} \quad (45)$$

$$\vec{E}_2 = \left(-\hat{x} s_x \sin \theta^i + \hat{y} \eta_1 \cos \theta^i \right) H_0 e^{-j\beta_x^i x - j\beta_y^i y} e^{-\sigma_x \eta_1 \epsilon_{r1} \cos \theta^i x}$$

onde θ^i é o ângulo de incidência relativo ao eixo x . Então, ao longo do eixo normal, a onda se propaga com a mesma velocidade de fase da onda incidente, sendo simultaneamente

atenuada. O fator de atenuação é independente da frequência, no entanto depende do ângulo de incidência e da condutividade do meio.

3.4.2. Interface UPML-UPML

Cada limite plano da rede do algoritmo FDTD pode ser terminado em um meio UPML. No entanto, há regiões nos cantos do domínio onde os meios UPML se superpõem. Da mesma forma que na PML de Berenguer, os parâmetros constitutivos das regiões de canto são determinados pelo casamento de ondas planas propagantes em meio UPML, caracterizado por (43) para um meio tendo sua normal na direção x ou y .

A análise deste caso é bastante similar à mostrada na seção 2.4.1. Assume-se que o novo meio UPML tenha sua normal ao longo do eixo y . Para a condição de casamento, $\bar{\epsilon}$ e $\bar{\mu}$ devem ser contínuos através da interface e os tensores elétrico e magnético devem ser

$$\bar{\epsilon} = \bar{\mu} = \begin{bmatrix} s_x^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & s_x & 0 \\ 0 & 0 & s_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_y & 0 & 0 \\ 0 & s_y^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & s_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_x^{-1}s_y & 0 & 0 \\ 0 & s_x s_y^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & s_x s_y \end{bmatrix} \quad (46)$$

Repetindo isto para um meio com a normal ao longo do eixo z , o tensor geral é determinado por

$$\bar{\epsilon} = \bar{\mu} = \begin{bmatrix} \frac{s_y s_z}{s_x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{s_x s_z}{s_y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{s_x s_y}{s_z} \end{bmatrix} = \bar{s} \quad (47)$$

Em geral, as equações rotacionais de Maxwell são escritas como

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\bar{\mu}\vec{H}, \quad \nabla \times \vec{H} = j\omega\bar{\epsilon}\vec{E} \quad (48)$$

Assim, é possível definir o domínio do algoritmo FDTD como sendo UPML em todas as regiões. Usando $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$ iguais a zero, as equações de Maxwell na forma (47) reduzem-

se ao caso isotrópico original. De forma similar, escolhendo σ_x, σ_y iguais a zero e σ_z diferente de zero, \bar{s} reduz-se a (43). Assim, (47) é um tensor geral que é definido por todo o domínio do algoritmo FDTD e trata explicitamente tanto do interior do domínio quanto das regiões de canto.

Pelas definições dos tensores elétrico e magnético como em (47), estes tensores não são mais uniaxiais. No entanto, a PML anisotrópica é ainda referida como sendo uniaxial, pois os tensores são uniaxiais nas regiões que não se superpõem.

3.4.3. Estabelecimento das Expressões de Diferenças Finitas

Começando com as equações (47) e (48) da UPML, a lei da Ampère é expressa como

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial y} H_z - \frac{\partial}{\partial z} H_y \\ \frac{\partial}{\partial z} H_x - \frac{\partial}{\partial x} H_z \\ \frac{\partial}{\partial x} H_y - \frac{\partial}{\partial y} H_x \end{bmatrix} = j\omega\epsilon_0\epsilon_r \begin{bmatrix} \frac{s_y s_z}{s_x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{s_x s_z}{s_y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{s_x s_y}{s_z} \end{bmatrix} \quad (49)$$

onde se supõe que

$$s_x = \kappa_x + \sigma_x / j\omega\epsilon_0, \quad s_y = \kappa_y + \sigma_y / j\omega\epsilon_0 \quad \text{e} \quad s_z = \kappa_z + \sigma_z / j\omega\epsilon_0 \quad (50)$$

Inserindo (50) em (49) e transformando para o domínio do tempo obtém-se a convolução entre o tensor de coeficientes e o campo elétrico. Implementar esta convolução diretamente dentro do FDTD seria computacionalmente intenso. Uma forma mais eficiente é definir relações constitutivas adequadas para desacoplar os termos dependentes da frequência.

Especificamente, tem-se

$$D_x = \epsilon_0\epsilon_r \frac{s_z}{s_x} E_x \quad (51)$$

$$D_y = \epsilon_0\epsilon_r \frac{s_x}{s_y} E_y \quad (52)$$

$$D_z = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{s_y}{s_z} E_z \quad (53)$$

Então, (49) é reescrita como

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial y} H_z - \frac{\partial}{\partial z} H_y \\ \frac{\partial}{\partial z} H_x - \frac{\partial}{\partial x} H_z \\ \frac{\partial}{\partial x} H_y - \frac{\partial}{\partial y} H_x \end{bmatrix} = j\omega \begin{bmatrix} s_y & 0 & 0 \\ 0 & s_z & 0 \\ 0 & 0 & s_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{bmatrix} \quad (54)$$

Transformando para o domínio do tempo e usando a identidade $j\omega f(\vec{r}, \omega) \rightarrow (\partial / \partial t) f(\vec{r}, t)$ tem-se

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial y} H_z - \frac{\partial}{\partial z} H_y \\ \frac{\partial}{\partial z} H_x - \frac{\partial}{\partial x} H_z \\ \frac{\partial}{\partial x} H_y - \frac{\partial}{\partial y} H_x \end{bmatrix} = \frac{\partial}{\partial t} \begin{bmatrix} \kappa_y & 0 & 0 \\ 0 & \kappa_z & 0 \\ 0 & 0 & \kappa_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{bmatrix} + \frac{1}{\varepsilon_0} \begin{bmatrix} \sigma_y & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_z & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_x \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_x \\ D_y \\ D_z \end{bmatrix} \quad (55)$$

Usando aproximações por diferenças centrais para as derivadas temporais e espaciais, e utilizando médias temporais para os termos de perdas, expressões usuais do método FDTD são derivadas de (55).

Começando com (51), multiplicam-se ambos os lados por s_x . Então, a partir de (50), tem-se

$$(\kappa_x + \sigma_x / j\omega\varepsilon_0) D_x = \varepsilon_0 \varepsilon_r (\kappa_z + \sigma_z / j\omega\varepsilon_0) E_x \quad (56)$$

multiplicando ambos os lados por $j\omega$ e transformando para o domínio do tempo tem-se

$$\frac{\partial}{\partial t} (\kappa_x D_x) + \frac{\sigma_x}{\varepsilon_0} D_x = \varepsilon_x \varepsilon_0 \left[\frac{\partial}{\partial t} (\kappa_z E_x) + \frac{\sigma_z}{\varepsilon_0} E_x \right] \quad (57)$$

Da mesma forma, para (50) e (51)

$$\frac{\partial}{\partial t}(\kappa_y D_y) + \frac{\sigma_y}{\varepsilon_0} D_y = \varepsilon_x \varepsilon_0 \left[\frac{\partial}{\partial t}(\kappa_x E_y) + \frac{\sigma_x}{\varepsilon_0} E_y \right] \quad (58)$$

$$\frac{\partial}{\partial t}(\kappa_z D_z) + \frac{\sigma_z}{\varepsilon_0} D_z = \varepsilon_x \varepsilon_0 \left[\frac{\partial}{\partial t}(\kappa_y E_z) + \frac{\sigma_y}{\varepsilon_0} E_z \right] \quad (59)$$

A solução através do algoritmo FDTD para os campos na PML é realizada em dois passos, baseados em (55) ou (57) à (59). As derivadas são novamente substituídas por derivadas centrais análogas às usadas no algoritmo de Yee e a posição espacial e temporal dos campos são as mesmas do algoritmo de Yee. Isto leva à equação explícita para atualização dos campos, ilustrada aqui para a primeira linha de (55),

$$D_x \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} = \left(\frac{\kappa_y - \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}}{\Delta t} \right) D_x \Big|_{i+1/2,j,k}^{n-1/2} + \left(\frac{1}{\frac{\kappa_y}{\Delta t} + \frac{\sigma_y \Delta t}{2\varepsilon_0}} \right) \left(\frac{-H_y \Big|_{i+1/2,j,k+1/2}^n - H_y \Big|_{i+1/2,j,k-1/2}^n}{\Delta z} + \frac{H_z \Big|_{i+1/2,j+1/2,k}^n - H_z \Big|_{i+1/2,j-1/2,k}^n}{\Delta y} \right) \quad (60)$$

Expressões similares podem ser derivadas para Dy e Dz.

Conhecido $D_x^{n+1/2}$, então $E_x^{n+1/2}$ pode ser calculado a partir de (57). Usando diferenças centrais no espaço e no tempo

$$E_x \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} = \left(\frac{\kappa_z - \frac{\sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_0}}{\Delta t} \right) E_x \Big|_{i+1/2,j,k}^{n-1/2} + \left[\frac{1}{\left(\kappa_z + \frac{\sigma_z \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) \varepsilon_0 \varepsilon_r} \right] \times \left[\left(\kappa_x + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) D_x \Big|_{i+1/2,j,k}^{n+1/2} - \left(\kappa_x + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\varepsilon_0} \right) D_x \Big|_{i+1/2,j,k}^{n-1/2} \right] \quad (61)$$

Equações similares são usadas para as demais componentes do campo elétrico.

Expressões similares podem ser igualmente obtidas para as componentes do campo magnético. Por exemplo, para a componente H_x , as seguintes expressões são usadas:

$$B_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1} = \begin{pmatrix} \frac{\kappa_y - \sigma_y \Delta t}{\Delta t} & \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \\ \frac{\kappa_y + \sigma_y \Delta t}{\Delta t} & \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \end{pmatrix} B_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1/2} + \begin{pmatrix} 1 \\ \frac{\kappa_y + \sigma_y \Delta t}{\Delta t} & \frac{\sigma_y \Delta t}{2\epsilon_0} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -\frac{E_y \Big|_{i,j+1/2,k+1}^{n+1/2} - E_y \Big|_{i,j+1/2,k}^{n+1/2}}{\Delta z} + \\ \frac{E_z \Big|_{i,j+1,k+1/2}^{n+1/2} - E_z \Big|_{i,j,k+1/2}^{n+1/2}}{\Delta y} \end{pmatrix} \quad (62)$$

$$H_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1} = \begin{pmatrix} \frac{\kappa_z - \sigma_z \Delta t}{\Delta t} & \frac{\sigma_z \Delta t}{2\epsilon_0} \\ \frac{\kappa_z + \sigma_z \Delta t}{\Delta t} & \frac{\sigma_z \Delta t}{2\epsilon_0} \end{pmatrix} H_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^n + \left[\frac{1}{\left(\kappa_z + \frac{\sigma_z \Delta t}{2\epsilon_0} \right) \mu_0 \mu_r} \right] \times \left[\left(\kappa_x + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0} \right) B_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^{n+1} - \left(\kappa_x + \frac{\sigma_x \Delta t}{2\epsilon_0} \right) B_x \Big|_{i,j+1/2,k+1/2}^n \right] \quad (63)$$

Uma forma simples de implementar a PML é usar as equações para UPML obtidas nesta seção, em todo o domínio. No entanto, assim seria necessário armazenar quatro variáveis, \vec{E} , \vec{D} , \vec{B} e \vec{H} , em todo o domínio, causando um gasto desnecessário de memória. Uma alternativa é usar as equações para a PML só no contorno do domínio; no interior usa-se o algoritmo tradicional de Yee, obtendo-se uma considerável economia de memória.

A UPML foi usada em todos os algoritmos de cálculo eletromagnético utilizados.

3.5. VALIDAÇÃO DO ALGORITMO

Parte fundamental das simulações numéricas reside na confiabilidade dos resultados obtidos. Mesmo observadas as condições matemáticas de estabilidade e convergência e avaliados os erros de truncamento, é necessário o teste do algoritmo com problemas para os quais se conhece a solução.

No presente caso escolheu-se analisar as ressonâncias de uma antena tipo “patch” retangular. Este foi o problema escolhido, pois este tipo de antena tem seu projeto bem estabelecido (BALANIS, 1997), através de expressões aproximadas deduzidas analiticamente, facilitando assim a comparação com o resultado calculado através do método FDTD.

A antena foi projetada para um substrato de espessura 1.28 mm, permissividade relativa $\epsilon_r = 2.2$ e para ter a primeira ressonância em 1800 MHz, a largura do “patch” foi escolhida como 3 cm. A partir destes dados, pode-se calcular o comprimento e o ponto de alimentação de 50 ohms da antena. Os valores computados são, respectivamente, $L=56.3$ mm e $Y_0=24.3$ mm.

A antena é simulada usando o procedimento descrito em (ZWEKI, 2001). A antena foi orientada no domínio de forma que o comprimento da antena fosse paralelo ao eixo x e a largura paralela ao eixo y. As discretizações espaciais usadas foram as seguintes: $\Delta x=0.563$ mm, $\Delta y=1$ mm, $\Delta z=0.32$ mm. A frequência de ressonância calculada usando o método FDTD foi de 1777 MHz. Obtendo-se, assim, um erro menor que 2%.

Para avaliação da variação do erro do algoritmo com a discretização usada escolheu-se simular também o caso de uma onda plana incidente em uma esfera, já que este caso possui solução analítica conhecida (STRATTON, 1941).

A esfera simulada tem 2.5 cm de raio, $\epsilon_r=10$, $\sigma=0.5$ S/m. A onda plana é simulada como um sinal senoidal com frequência 1800 MHz e amplitude do campo elétrico 1 V/m. As discretizações espaciais são as mesmas para cada direção e assumiram valores de $\lambda/5$, $\lambda/10$, $\lambda/20$ e $\lambda/30$.

Os erros máximos calculados a partir do módulo do campo elétrico no interior da esfera foram menor que 1%, menor que 2%, da ordem de 4% e da ordem 15% para os casos $\lambda/30$, $\lambda/20$, $\lambda/10$, $\lambda/5$, respectivamente.

3.6. RECURSOS UTILIZADOS

Todas as simulações neste trabalho foram realizadas utilizando o supercomputador CRAY T94 (CESUP, 2005.), com 5,2 GFLOP CPU, 2 GB RAM e unidade de disco de 9.5 GB SCSI. Os algoritmos foram implementados em C++, pois esta é uma das linguagens de programação com compilador disponível no supercomputador.

4. CÁLCULO DA TAXA DE ABSORÇÃO ESPECÍFICA

Devido à elevada não uniformidade da distribuição de SAR causada por telefones celulares dentro da cabeça humana, a SAR de pico é um parâmetro importante na investigação dos possíveis riscos causados por esses equipamentos. Como a SAR induzida na cabeça é dependente de diversos parâmetros, os quais podem ser diferentes em adultos e crianças, esses devem ser cuidadosamente analisados. Entre os parâmetros mais importantes que devem ser considerados, encontram-se:

Formato da cabeça e distribuição dos tecidos dentro da cabeça

Tamanho da cabeça

Posição da cabeça em relação ao aparelho celular

Tipo de antena do celular

Potência de alimentação da antena

Características eletromagnéticas

Esses parâmetros serão discutidos detalhadamente nas seções seguintes.

4.1. FORMATO DA CABEÇA E DISTRIBUIÇÃO DOS TECIDOS DENTRO DA CABEÇA

Embora algumas normas e procedimentos recomendem o uso de modelos com morfologias padrão ou médias (CENELEC, 2000) que poderiam ser usados nessas simulações, foram desenvolvidos modelos próprios de cabeças humanas de adulto e de criança, com resolução suficientemente fina para produzir um modelo detalhado. Para o modelo do adulto, uma base de dados médicos com imagens bidimensionais de Raios-X, em cortes sagitais, serve de ponto de partida para determinar o modelo. Dados esses obtidos através do “Visible Human Project” (VISIBLE..., 2003). Para o modelo da criança, uma base de dados de imagens de tomografia computadorizada de uma criança de 10 (dez) anos, em

cortes coronais, foi usada. Dados fornecidos pelo laboratório de imagens médicas RADICON. Algumas destas imagens são mostradas nas Figuras 3 e 4.

A partir dessas imagens foram identificados e separados manualmente os tecidos que compõem o corte. Usa-se para cada material uma cor. Geram-se assim cortes idealizados, em que a qualquer ponto da imagem está associado um material. Algumas imagens processadas do adulto e da criança são apresentadas nas Figuras 5 e 6.



Figura 3 - Imagens sagitais da cabeça de um adulto adquiridas com Raios-X.



Figura 4 - Imagens coronais da cabeça de uma criança adquiridas com Tomografia Computadorizada.

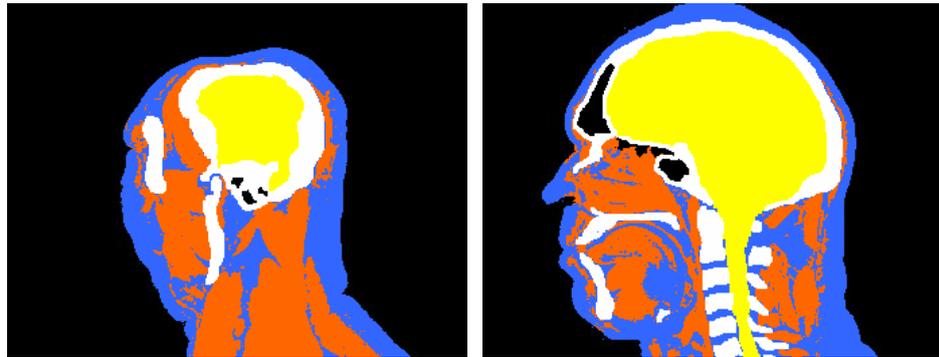


Figura 5 Imagens em corte sagital da cabeça de um adulto, após segmentação dos tecidos.

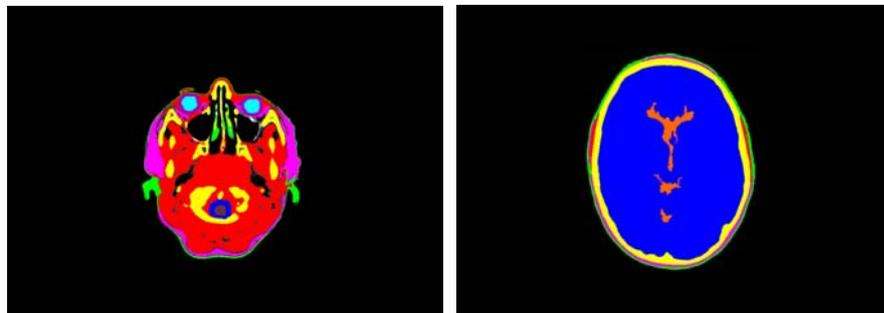
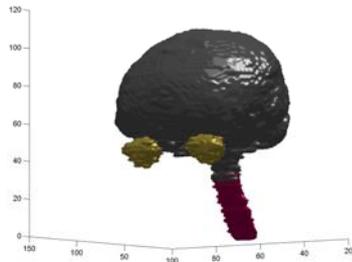


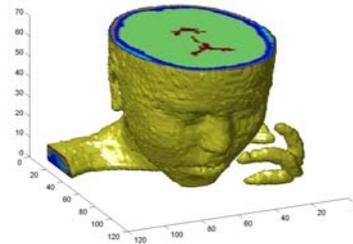
Figura 6 Imagens em corte coronal da cabeça de uma criança, após segmentação dos tecidos.

O modelo do adulto é formado de 176 cortes sagitais. Cada um destes cortes tem uma resolução de 341x264 pixels. O modelo da criança é formado por 113 cortes coronais, os quais podem ser mostrados em imagens com resolução de 460x460 pixels. Pode-se, assim, formar modelos volumétricos realistas das duas cabeças, apenas justapondo os dados das imagens processadas em uma mesma matriz tridimensional. Estes modelos podem ser visualizados de forma tridimensional em diversos cortes. Alguns destes cortes são apresentados na Figura 7.

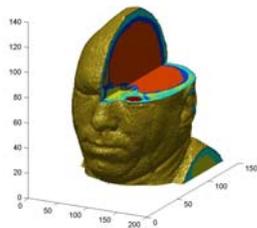
Com estes modelos são consideradas de forma adequada as diferenças de distribuição dos tecidos e da forma da cabeça de crianças e adultos.



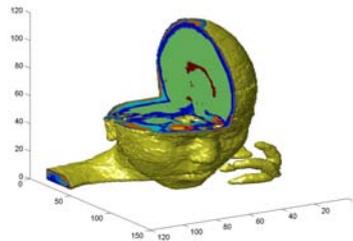
(a)



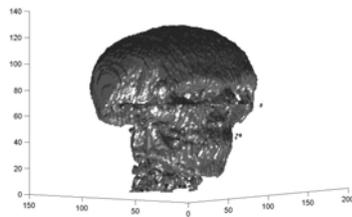
(b)



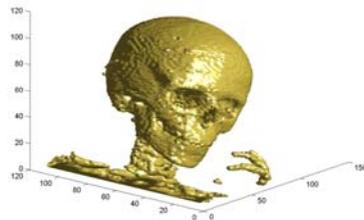
(c)



(d)



(e)



(f)

Figura 7 -Visualização tridimensional de diversos cortes dos modelos. (a) Cérebro, medula e esclera da criança (b) Modelo da criança retirado um quarto de cima da cabeça (c) Modelo do adulto retirado um quadrante da cabeça (d) Modelo da criança retirado um quadrante da cabeça (e) Osso do adulto (f) Osso da criança.

4.2. TAMANHO DA CABEÇA

As discretizações do domínio devem ser escolhidas de forma a representar o tamanho do modelo de forma realista. Escolhe-se a direção x, passando pela linha transversa ao plano sagital, a direção z na altura dos modelos, e a direção y ortogonal às outras duas. Têm-se suas respectivas discretizações Δx , Δz e Δy . Da forma que foram adquiridos os dados, no modelo do adulto tem-se $\Delta z = \Delta y$; no modelo da criança, $\Delta x = \Delta y$. Assim são necessários apenas duas dimensões de cada cabeça para se calcular os valores das discretizações. Estes dados podem ser, por exemplo, os encontrados em (PRADER, 1988) (eg. perímetro cranial). Desta forma obtém-se as discretizações para os dois modelos e verifica-se que, por exemplo, o perímetro cranial é semelhante ao de dados estatísticos. As discretizações e o perímetro cranial para cada modelo são mostrados na Tabela 1.

Tabela 1 - Discretização e perímetro cranial dos modelos de cabeça

Modelo	Adulto	Criança
$\Delta x(\text{mm})$	0,910	0,4730
$\Delta y(\text{mm})$	0,9605	0,4730
$\Delta z(\text{mm})$	0,9605	2,0442
Perímetro cranial (mm)	563.5	523.9

4.3. POSIÇÃO DA CABEÇA EM RELAÇÃO AO APARELHO CELULAR

O aparelho celular deve estar numa posição próxima à posição normal de uso. Isto é o aparelho deve ter seu comprimento na direção orelha-boca. Para isto se optou por girar os modelos de forma que a direção orelha-boca coincida com a direção z. Isto é feito apenas girando os cortes nos planos zy. Uma rotação dos planos xz não foi considerada.

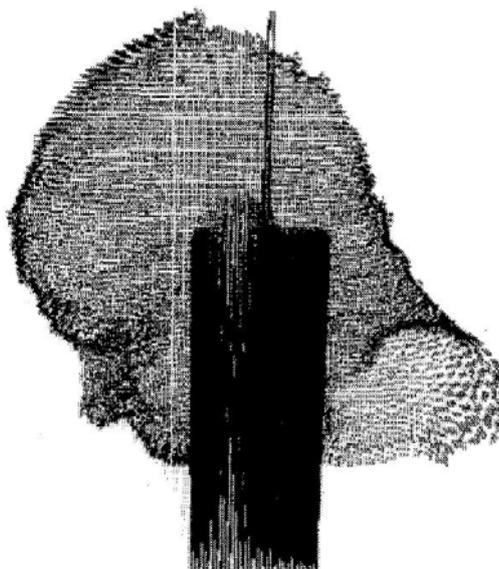


Figura 8 – Modelo de cabeça orientada com a direção boca orelha paralela ao eixo z.

Por questões de memória, se optou por reduzir a resolução dos modelos. O modelo da criança foi reduzido em 4 vezes na direção y e 2 vezes na direção x. O modelo do adulto foi reduzido duas vezes nas direções z e y. Isto, antes de os modelos serem girados.

Uma alteração que deve ser considerada é que no referencial, após a rotação, as discretizações não são as mesmas do modelo original. As novas discretizações usadas são as apresentadas na Tabela 2.

Na Figura 9 é mostrada, na nova posição, um corte para cada modelo de cabeça. Por conveniência, as imagens do modelo da criança foram postas em cortes sagitais.

Tabela 2 - Discretização espacial no referencial girado

Modelo	Adulto	Criança
$\Delta x(\text{mm})$	0,910	0,9460
$\Delta y(\text{mm})$	1,8243	2,2695
$\Delta z(\text{mm})$	1,9016	1,6012

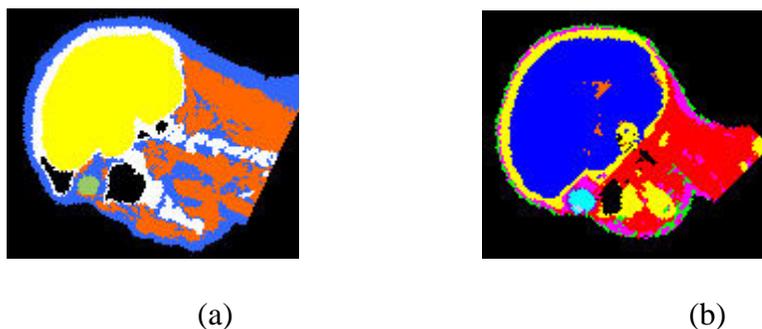


Figura 9 - Imagens dos modelos de cabeça girados, em corte sagital. (a) Modelo do adulto (b) Modelo da criança.

4.4. TIPO DE ANTENA DO CELULAR

Dois modelos de antena foram usados nas simulações. O primeiro tipo de antena é um monopolo de quarto de onda. Tal modelo foi escolhido por ser comum em celulares atuais. O segundo tipo usado é uma antena tipo “patch” retangular. Antenas patch retangulares têm seu projeto bem documentado (BALANIS, 1997; GARG, 2000). Esse tipo de antena foi escolhido devido ao fato de, em trabalhos anteriores, ter sido sugerido que tal tipo de antena pudesse reduzir consideravelmente a SAR dentro da cabeça (ROWLEY, 1999; SALLES, 2003; SALLES, 2004, FERNÁNDEZ 2001, FERNÁNDEZ 2005, BULLA 2006, SALLES 2006). Para cada modelo de antena duas frequências foram usadas, 850 MHz e 1800 Mhz, uma vez que são as mais utilizadas atualmente em sistemas celulares no Brasil. Ambas as antenas foram ajustadas em caixa metálica retangular para simular os circuitos internos do aparelho celular. A caixa retangular tem seu tamanho reproduzindo dimensões realistas de aparelhos celulares. A antena “patch” é modelada na parte posterior desta caixa, isto é, na posição oposta à cabeça. Para o mesmo modelo de cabeça com o celular com antena do tipo monopolo, uma caixa metálica igual a esta é modelada. O monopolo é simulado ajustando um condutor infinitamente fino em cima da caixa metálica e este fio com comprimento de quarto de onda da frequência desejada. A caixa retangular e os dois tipos de antenas ajustadas nesta caixa são mostrados na Figura 10, junto com seus parâmetros.

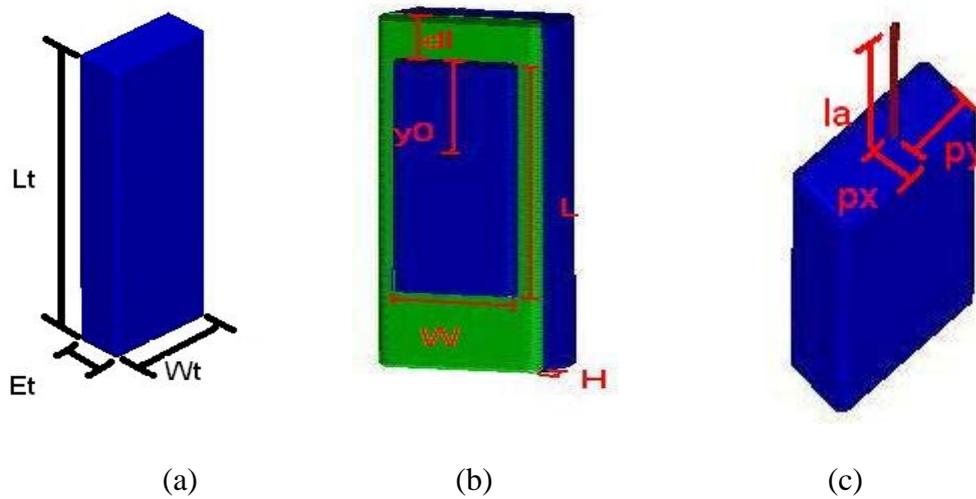


Figura 10 Caixa retangular e antenas ajustadas sobre esta caixa. (a) Caixa retangular (b) Caixa retangular com antena patch (c) Caixa retangular com monopolo de quarto de onda.

Cada uma das antenas é simulada, sem a presença da cabeça, usando FDTD com o procedimento descrito em (ZWEKI, 2001). É analisado o parâmetro S_{11} de cada antena. Como cada modelo de cabeça possui discretizações diferentes, a mesma antena terá dimensões levemente diferentes em cada modelo. Assim, as frequências de ressonância calculadas usando FDTD são ligeiramente diferentes umas das outras. A frequência de ressonância encontrada nestas simulações foi a usada nas simulações com a antena na presença dos modelos de cabeça. Nas Tabelas 3 a 6 estão as dimensões usadas em cada antena e cada modelo, junto com a sua respectiva frequência de ressonância.

Tabela 3 - Parâmetros das antenas tipo monopolo para adulto

	Monopolo em 1800 MHz	Monopolo em 850 MHz
Lt	53 Δ z	53 Δ z
Wt	22 Δ y	22 Δ y
Et	11 Δ x	11 Δ x
la	18 Δ z	44 Δ z
px	2 Δ x	2 Δ x
py	2 Δ y	2 Δ y
Frequência de ressonância	1792MHz	819.3MHz

Tabela 4 - Parâmetros das antenas tipo monopolo para criança

	Monopolo em 1800 MHz	Monopolo em 850 MHz
Lt	63 Δ z	63 Δ z
Wt	18 Δ y	18 Δ y
Et	11 Δ x	11 Δ x
La	25 Δ z	54 Δ z
Px	2 Δ x	2 Δ x
Py	2 Δ y	2 Δ y
Frequência de ressonância	1750MHz	820MHz

Tabela 5 - Parâmetros das antenas tipo patch para adulto

	Patch em 1800 MHz	Patch em 850 MHz
Lt	53 Δ z	53 Δ z
Wt	23 Δ y	22 Δ y
Et	11 Δ x	11 Δ x
L	28 Δ z	30 Δ z
W	17 Δ y	17 Δ y
H	2 Δ x	2 Δ x
dl	14 Δ z	14 Δ z
Y0	11 Δ z	13 Δ z
er	2.2	9.8
Frequência de ressonância	1825MHz	842MHz

Tabela 6 - Parâmetros das antenas tipo patch para criança

	Patch em 1800 MHz	Patch em 850 MHz
Lt	63 Δ z	63 Δ z
Wt	18 Δ y	18 Δ y
Et	11 Δ x	11 Δ x
L	34 Δ z	36 Δ z
W	14 Δ y	14 Δ y
H	2 Δ x	2 Δ x
dl	13 Δ z	13 Δ z
Y0	13 Δ z	15 Δ z
er	2.2	9.8
Frequência de ressonância	1780MHz	832MHz

4.5. POTÊNCIA DE ALIMENTAÇÃO DA ANTENA

Apesar do cuidado de se usar a frequência de ressonância encontrada nas simulações com as antenas isoladas, a impedância da antena, vista pela alimentação, pode ser alterada quando a antena é posta na presença da cabeça. Desta forma, para se garantir que as antenas fossem todas alimentadas com a mesma potência, optou-se em calcular a potência diretamente a partir do cálculo da tensão e da corrente na alimentação e normalizar a potência de alimentação para o valor desejado. A potência de alimentação foi normalizada considerando a potência máxima de 600 mW na frequência de 850 MHz e 125 mW em 1800 MHz. A potência de 600 mW nas simulações é utilizada por ser o valor máximo de potência típico de celulares nas bandas A e B. O valor de potência de 125 mW é máximo na banda de 1800 MHz.

4.6. PARÂMETROS ELETROMAGNÉTICOS DOS TECIDOS

Como há variações nos valores de permissividade e condutividade dos tecidos de seres humanos e animais e alguma incerteza na medida destes parâmetros, a dependência da SAR em relação a eles é importante.

Os parâmetros eletromagnéticos mais usados para cálculo de SAR, usando FDTD, são os medidos em (GABRIEL, 1996). No entanto, há outras publicações que mostram valores medidos diferentes (HURT, 2000). Nestas publicações os valores variam de fatores menores que 0.5 a maiores do que 2.

As variações relatadas, associadas aos parâmetros eletromagnéticos de um dado tecido, pode ser resultado de um ou mais dos seguintes fatores: diferente etnia do doador, natureza heterogênea dos tecidos biológicos, idade cronológica do doador, temperatura, método de preparação do tecido, tempo entre a retirada da amostra e da medição. Adicionalmente a isto, há relatos de erros sistemáticos associados com as técnicas de medição (GABRIEL, 1996).

Além disso, há resultados controversos sobre a dependência da SAR com os valores dos parâmetros eletromagnéticos. (GAJSEK, 2001) mostrou que a SAR localizada é substancialmente influenciada pela variação dos valores dos parâmetros eletromagnéticos, enquanto (FUJIMOTO, 2003) não encontrou diferenças significativas nos valores calculados de SAR quando se varia os parâmetros eletromagnéticos.

Dados de valores dos parâmetros eletromagnéticos em adultos têm grande incerteza associada. E dados para crianças não estão ainda disponíveis.

Estudos com ratos mostram que a condutividade e a permissividade decrescem com a idade (PEYMAN 2001). Para um rato de 10 dias de idade esses valores são aproximadamente

20% mais altos do que os de ratos adultos (P. ex. 50 dias). (WANG, 2006), usando dados de Quantidade Total de Água (“Total Body Water” – TBW) nos tecidos humanos, estima os valores dos parâmetros eletromagnéticos em crianças. No entanto a mesma estimativa, baseando-se em dados de ratos, teve uma diferença em torno de 10% dos valores médios dos parâmetros eletromagnéticos medidos por (PEYMAN, 2001).

Neste trabalho, o objetivo não é realizar uma avaliação detalhada dos valores dos parâmetros eletromagnéticos em crianças, mas estimar a variação da SAR frente à variação nos valores destes parâmetros. Para isto, é feita uma estimativa para os valores dos parâmetros eletromagnéticos em crianças. Supondo que a relação entre os valores dos parâmetros eletromagnéticos entre ratos de 10 dias e 50 dias de idade seja igual à relação dos parâmetros eletromagnéticos de crianças e humanos adultos, os valores dos parâmetros eletromagnéticos são ajustados para crianças. Os valores dos parâmetros eletromagnéticos para adultos e os valores ajustados para crianças, para 1800 MHz e 850MHz, são apresentados nas Tabelas 7 e 8.

Tabela 7 - Valores dos parâmetros eletromagnéticos nos tecidos de adultos e crianças para, frequência de 1800 MHz

idade		adulto		10 anos	
propriedade	$\rho(\text{g/cm}^3)$	ϵ_r	$\sigma(\Omega^{-1}/\text{m})$	ϵ_r	$\sigma(\Omega^{-1}/\text{m})$
Ar	0,00	1,00	0,00	1,00	0,00
Osso	1,85	15,56	0,43	18,48	0,54
Pele	1,10	43,85	1,23	54,63	1,53
Músculo	1,04	54,44	1,39	61,68	1,57
Cérebro	1,03	43,54	1,15	52,52	1,44
Humor vítreo	1,02	68,57	2,03	81,81	2,47
Gordura	0,90	11,02	0,19	13,15	0,23
Esclera	1,02	53,57	1,60	63,91	1,95
Líquido espinhal	1,00	67,20	2,92	80,17	3,55
Medula cristalino	1,03	30,87	0,84	36,83	1,02
	1,02	34,65	0,79	41,34	0,96

Tabela 8 - Valores dos parâmetros eletromagnéticos nos tecidos de adultos e crianças, para frequência de 850 MHz

idade		adulto		10 anos	
propriedade	$\rho(\text{g/cm}^3)$	ϵ_r	$\sigma(\Omega^{-1}/\text{m})$	ϵ_r	$\sigma(\Omega^{-1}/\text{m})$
Ar	0,00	1,00	0,00	1,00	0,00
Osso	1,85	16,70	0,23	20,18	0,26
Pele	1,10	46,29	0,83	57,78	1,03
Músculo	1,04	56,08	0,95	64,12	1,16
Cérebro	1,03	46,02	0,75	56,09	0,96
Humor vítreo	1,02	68,91	1,62	83,03	1,98
Gordura	0,90	11,35	0,11	13,68	0,13
Esclera	1,02	55,41	1,15	66,76	1,40
Líquido espinhal	1,00	68,75	2,39	82,83	2,92
Medula cristalina	1,03	32,69	0,56	39,38	0,68
	1,02	35,94	0,47	43,30	0,58

Nas simulações realizadas com o modelo do adulto foram usados apenas os parâmetros de adulto. No entanto, devido à incerteza com relação aos parâmetros ajustados para crianças, as simulações realizadas com o modelo de cabeça de criança foram feitas tanto com os parâmetros de adulto, quanto com os ajustados para 10 anos. O modelo de cabeça de adulto, com parâmetros eletromagnéticos de adulto, será denominado Caso A; o modelo de cabeça de criança com parâmetros eletromagnéticos de adulto, será denominado Caso B; e o modelo de criança com parâmetros ajustados para esta idade, será referido como Caso C.

4.7. ALGORITMO PARA CÁLCULO DE SAR MÉDIA

O algoritmo implementado para cálculo de SAR média em cubos de 1 g e 10 g de tecido é baseado no método de seis componentes descrito por (STUCHLY, 1999). Foi permitida uma inclusão de 10% de ar dentro do cubo, ou de outros tecidos no caso de cálculo de SAR média no cérebro. Todos os cubos têm a massa calculada com uma diferença menor que 5% de 1g ou 10 g.

O algoritmo está de acordo com a norma C.93.5-2002 (ANSI, 2002). Essa norma faz distinção na forma de cálculo de SAR média em tecidos no interior do corpo e na extremidade do corpo, no entanto a norma não fornece um critério de distinção entre tecido do corpo e tecido da extremidade. Devido a isso o algoritmo implementado considera que qualquer tecido é tecido do interior do corpo.

Para validação do algoritmo de cálculo de SAR média, usou-se os valores de referência de SAR para irradiação de um “phantom” retangular na presença de um dipolo de meia onda, apresentados no documento Std. 1528-2003 (ANSI, 2003). Para simulação foi escolhida a configuração descrita para 900 MHz. Para esta frequência o “phantom” tem dimensões máximas e mínimas de 22.5 e 15 cm respectivamente. A camada plástica envolvendo o “phantom” foi escolhida tendo permissividade relativa $\epsilon_r = 3.7$ e condutividade nula. O material no interior do “phantom” tem permissividade relativa $\epsilon_r = 41.5$ e condutividade $\sigma = 0.97$ S/m. O dipolo tem 149 mm de comprimento e o seu raio foi considerado desprezível. A antena está separada da interface camada plástica/material interno por, 15 mm. O dipolo foi simulado, alinhado com seu eixo paralelo ao maior lado do “phantom”. A potência do dipolo foi ajustada para 1 W.

O algoritmo foi implementado usando Discretização de 1.5 mm na direção do menor comprimento, 2.25 mm na direção do maior comprimento e 2 mm na outra direção. Foi deixada uma célula para a camada externa do “phantom”.

Para esta configuração os valores de SAR 1 g e 10 g computados usando o algoritmo implementado foram de, respectivamente, 11.04 e 6.21 W/Kg. Para a mesma configuração os valores de referência são 10.8 e 6.6 W/kg, obtendo-se assim uma diferença menor que 7%.

5. RESULTADOS DE CÁLCULO DE SAR

Para efeitos de comparação com as normas, são calculados os valores de SAR correspondentes aos valores de campos obtidos. As recomendações requerem a medição de SAR ao longo de períodos de alguns minutos (ANSI C.95.1-1991). Porém uma simulação com intervalos de tempo como este teria de realizar elevado número de iterações (da ordem de 1014 iterações) devido aos valores correspondentes de Δt , o que se torna inviável. Mesmo que se dispusesse de recursos computacionais para realizar tal quantidade de simulações, as propagações de erros inevitáveis, como os de truncamento, levariam à divergência dos valores calculados.

Os resultados apresentados são estimativos de SAR, obtidos a partir da equação (2) para diferentes modelos de antena, frequência de alimentação da antena e idade do usuário. Para estas estimativas, usa-se o valor de pico do campo elétrico calculado após o regime transiente.

O algoritmo FDTD fornece, em cada iteração, soluções aproximadas do valor de campo e SAR, no instante correspondente a essa iteração. Assim, é possível visualizar através dele a evolução espacial das ondas se propagando desde a condição inicial de campo nulo até a convergência, como nas Figuras 11 a 14.

A SAR local mostrada nas Figuras 15 a 18 correspondem a resultados obtidos após tempo suficiente para caracterizar regime permanente (8 períodos).

Os valores calculados de SAR local e média em 1 g e 10 g de tecido são apresentados nas Tabelas 9 a 12.

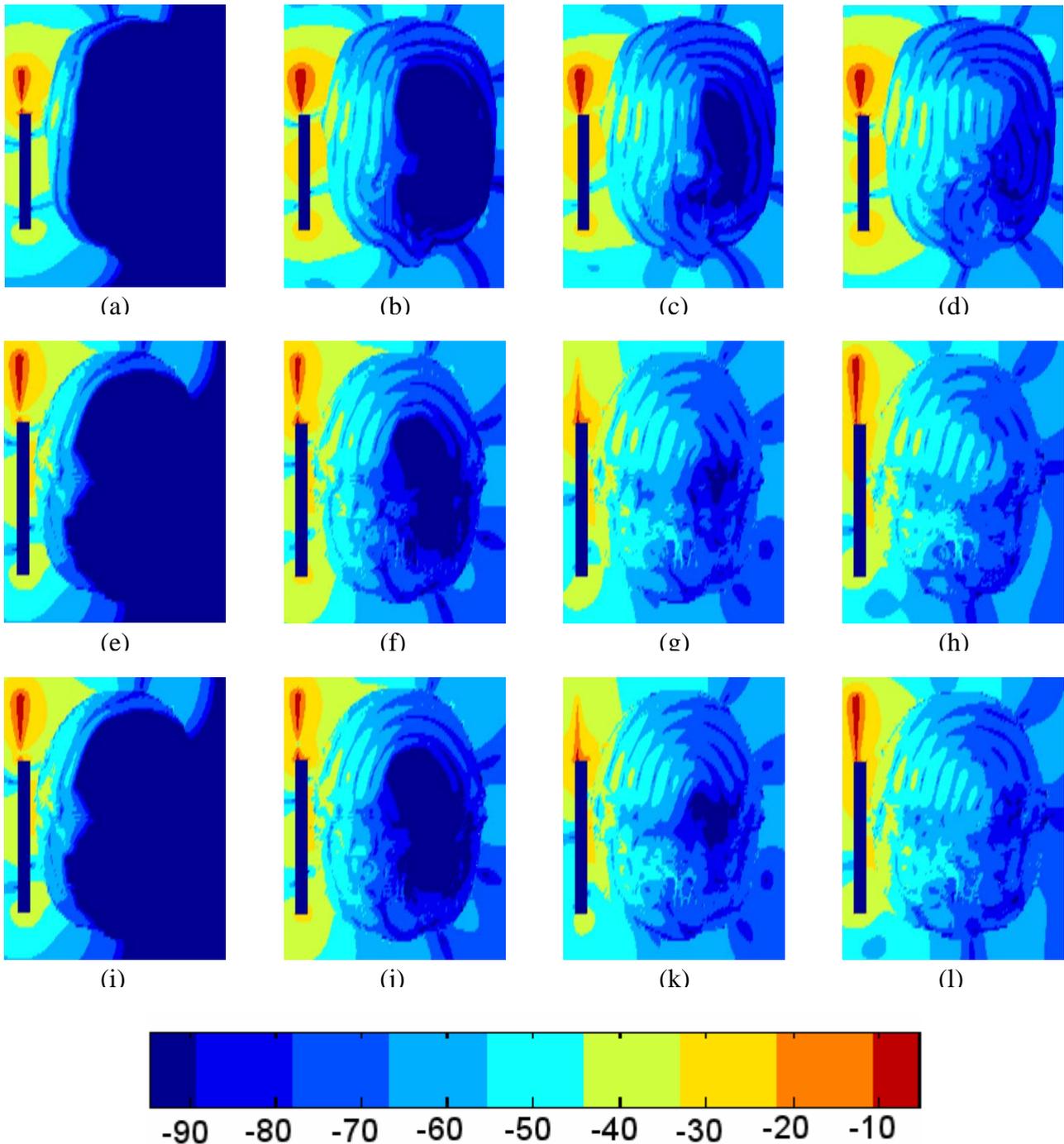


Figura 11 Evolução do campo eletromagnético no tempo ($10 \times \log_{10}(|E|)$). Para antena tipo monopolo de quarto de onda em 850MHz (600 mW). No adulto após (a) 100 iterações, (b) 200 iterações, (c) 300 iterações, (d) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos de adulto após (e) 100 iterações, (f) 200 iterações, (g) 300 iterações, (h) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos ajustados após (i) 100 iterações, (j) 200 iterações, (k) 300 iterações, (l) 400 iterações.

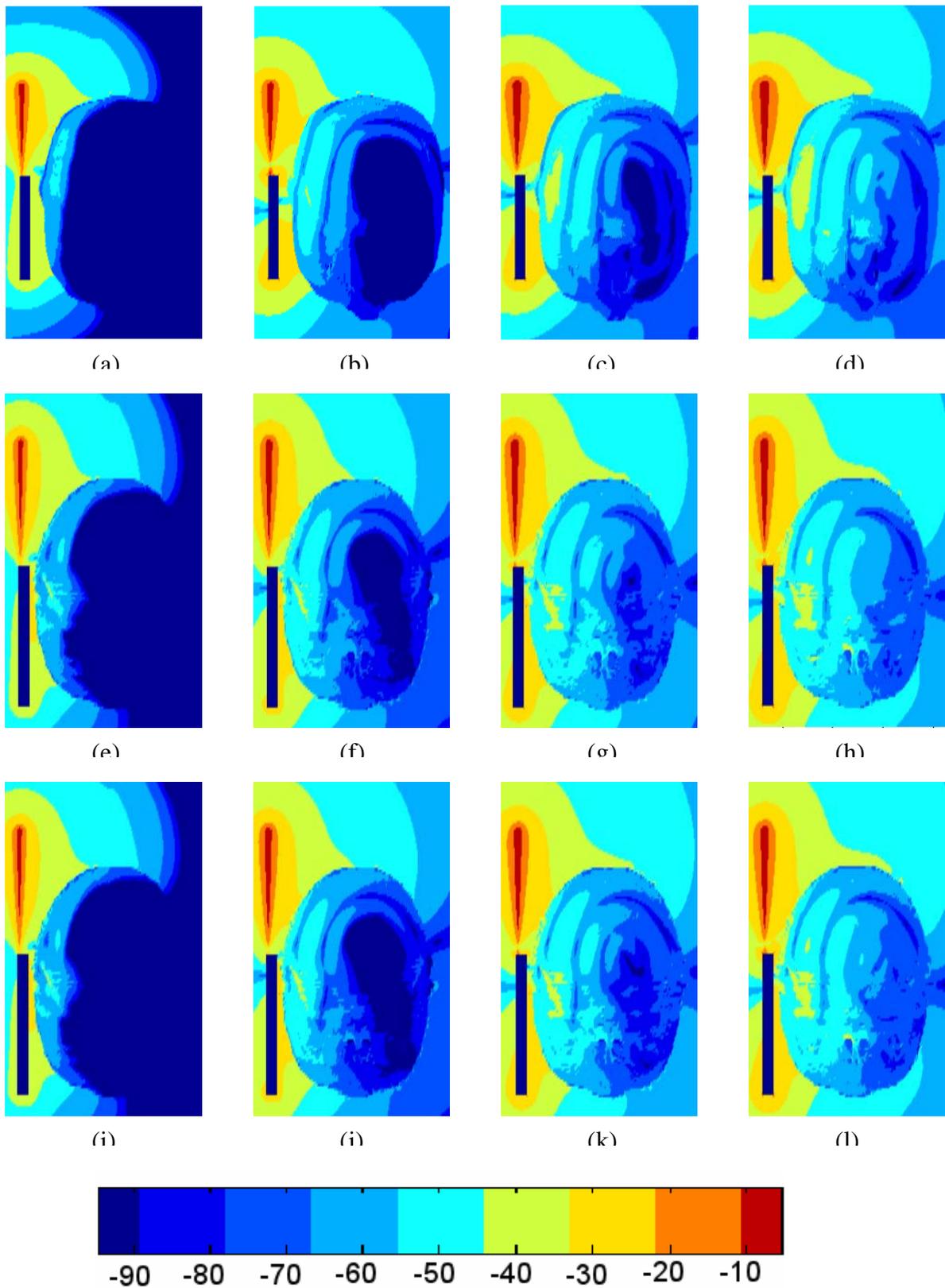


Figura 12 Evolução do campo eletromagnético no tempo ($10 \times \log_{10}(|E|)$). Para antena tipo monopolo de quarto de onda em 1800MHz (125 mW). No adulto após (a) 100 iterações, (b) 200 iterações, (c) 300 iterações, (d) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos de adulto após (e) 100 iterações, (f) 200 iterações, (g) 300 iterações, (h) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos ajustados após (i) 100 iterações, (j) 200 iterações, (k) 300 iterações, (l) 400 iterações.

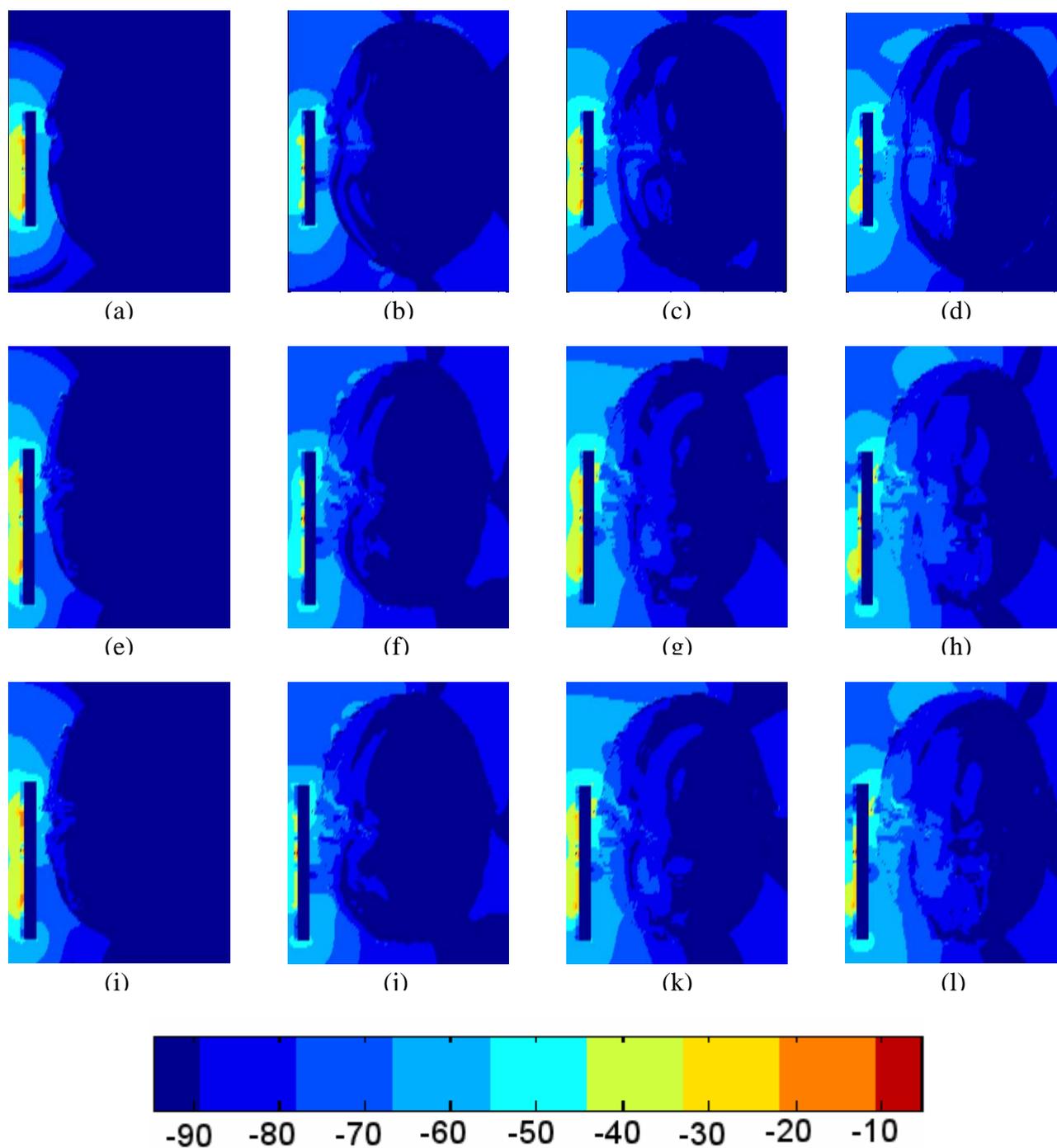


Figura 13 Evolução do campo eletromagnético no tempo ($10 \times \log_{10}(|E|)$). Para antena tipo patch em 850MHz (600 mW). No adulto após (a) 100 iterações, (b) 200 iterações, (c) 300 iterações, (d) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos de adulto após (e) 100 iterações, (f) 200 iterações, (g) 300 iterações, (h) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos ajustados após (i) 100 iterações, (j) 200 iterações, (k) 300 iterações, (l) 400 iterações.

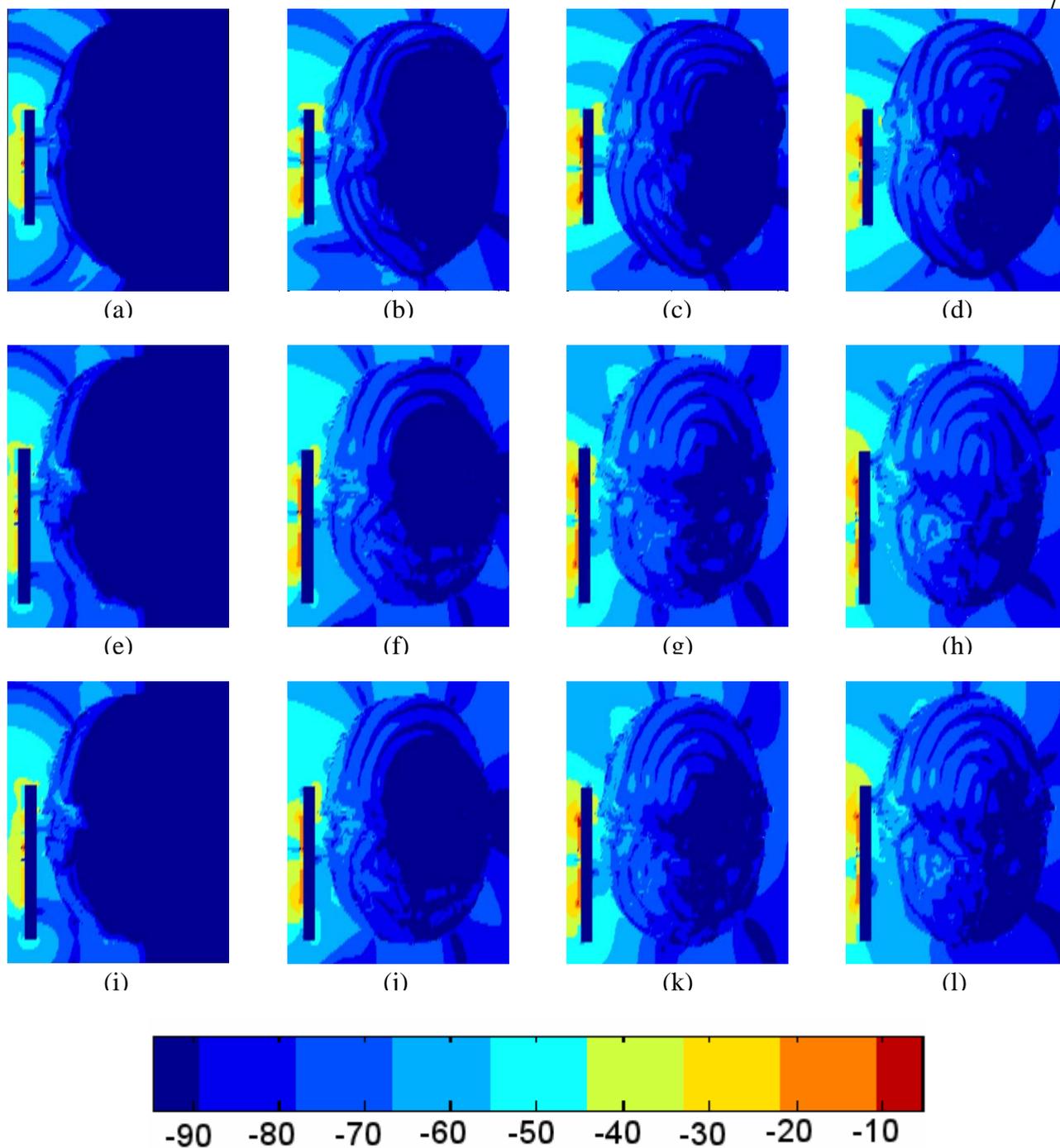


Figura 14 Evolução do campo eletromagnético no tempo ($10 \times \log_{10}(|E|)$). Para antena tipo patch em 1800MHz (125 mW). No adulto após (a) 100 iterações, (b) 200 iterações, (c) 300 iterações, (d) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos de adulto após (e) 100 iterações, (f) 200 iterações, (g) 300 iterações, (h) 400 iterações. Na criança com parâmetros eletromagnéticos ajustados após (i) 100 iterações, (j) 200 iterações, (k) 300 iterações, (l) 400 iterações.

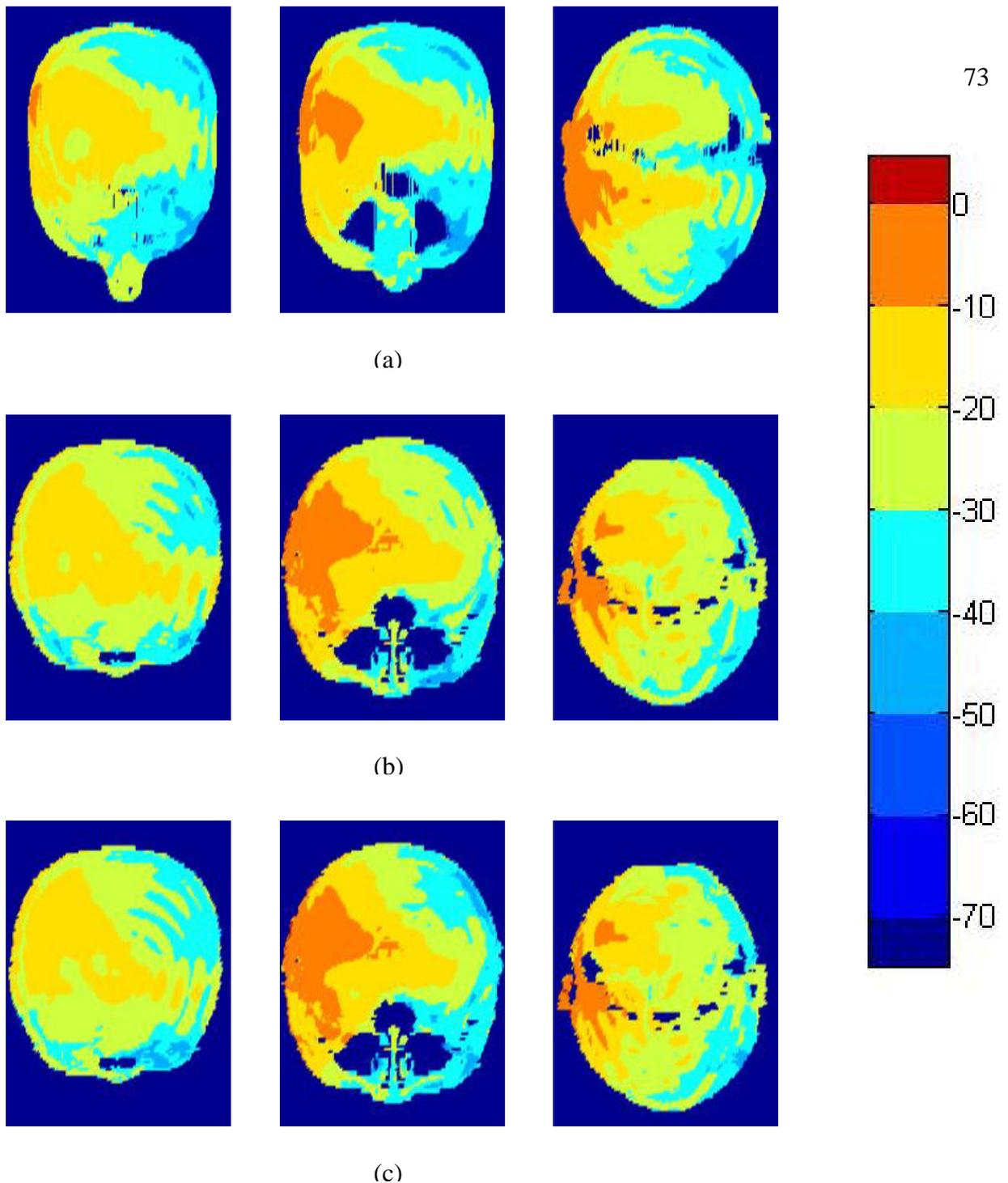


Figura 15 Distribuição de SAR em diversos cortes no plano xz. Escala em dB ($10\log_{10}(\text{SAR} \text{ (mW/g)} / 1.6(\text{mW/g}))$). Freqüência da antena = 1800MHz. Antena tipo monopolo de quarto de onda. Potência de alimentação = 125mW. (a) Caso A, (b) Caso B, (c) Caso C.

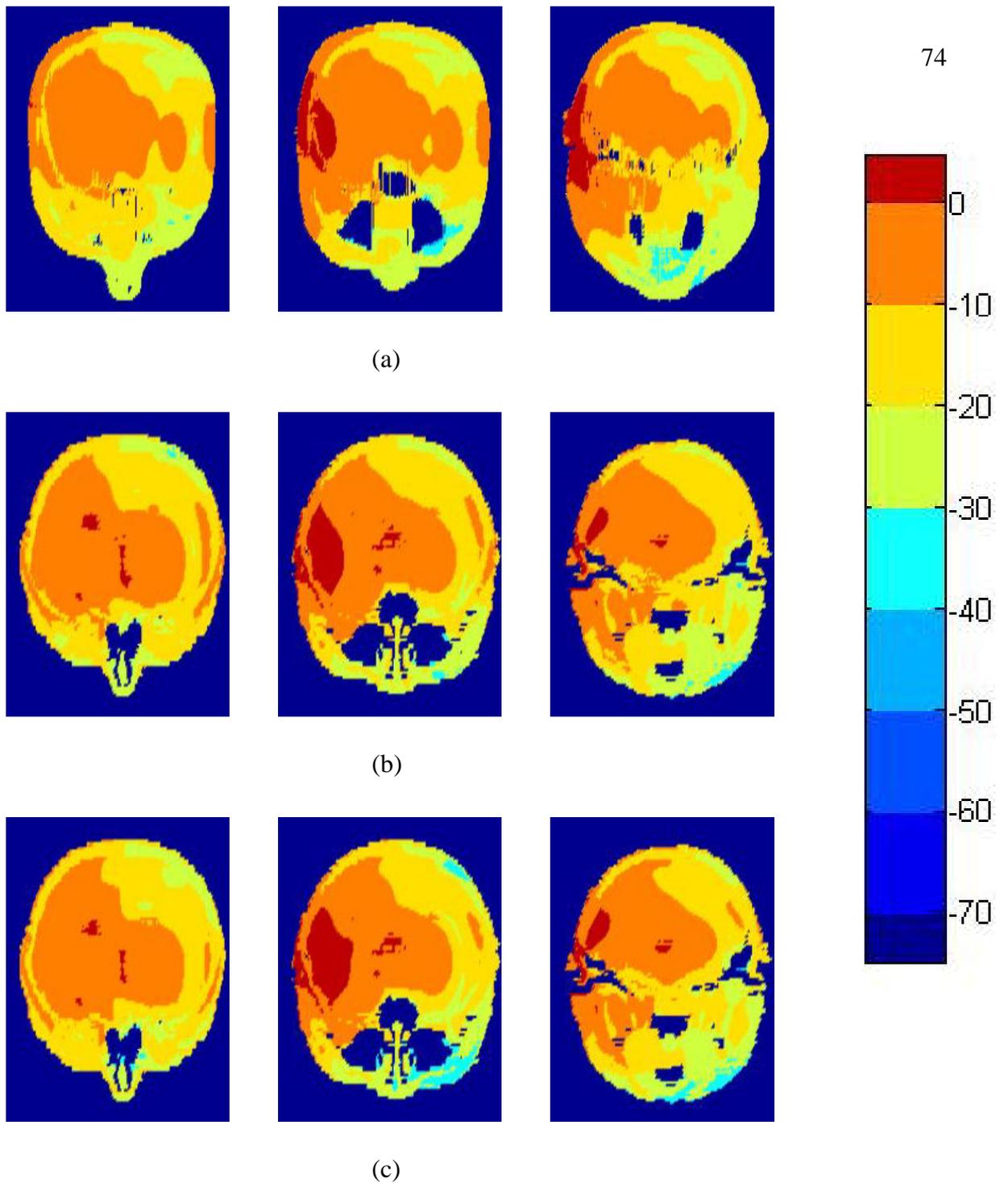


Figura 16 Distribuição de SAR no adulto em diversos cortes no plano xz. Escala em dB ($10\log_{10}(\text{SAR (mW/g)} / 1.6(\text{mW/g}))$). Frequência da antena = 850MHz. Antena tipo monopolo de quarto de onda. Potência de alimentação = 600mW. (a) Caso A, (b) Caso B, (c) Caso C.

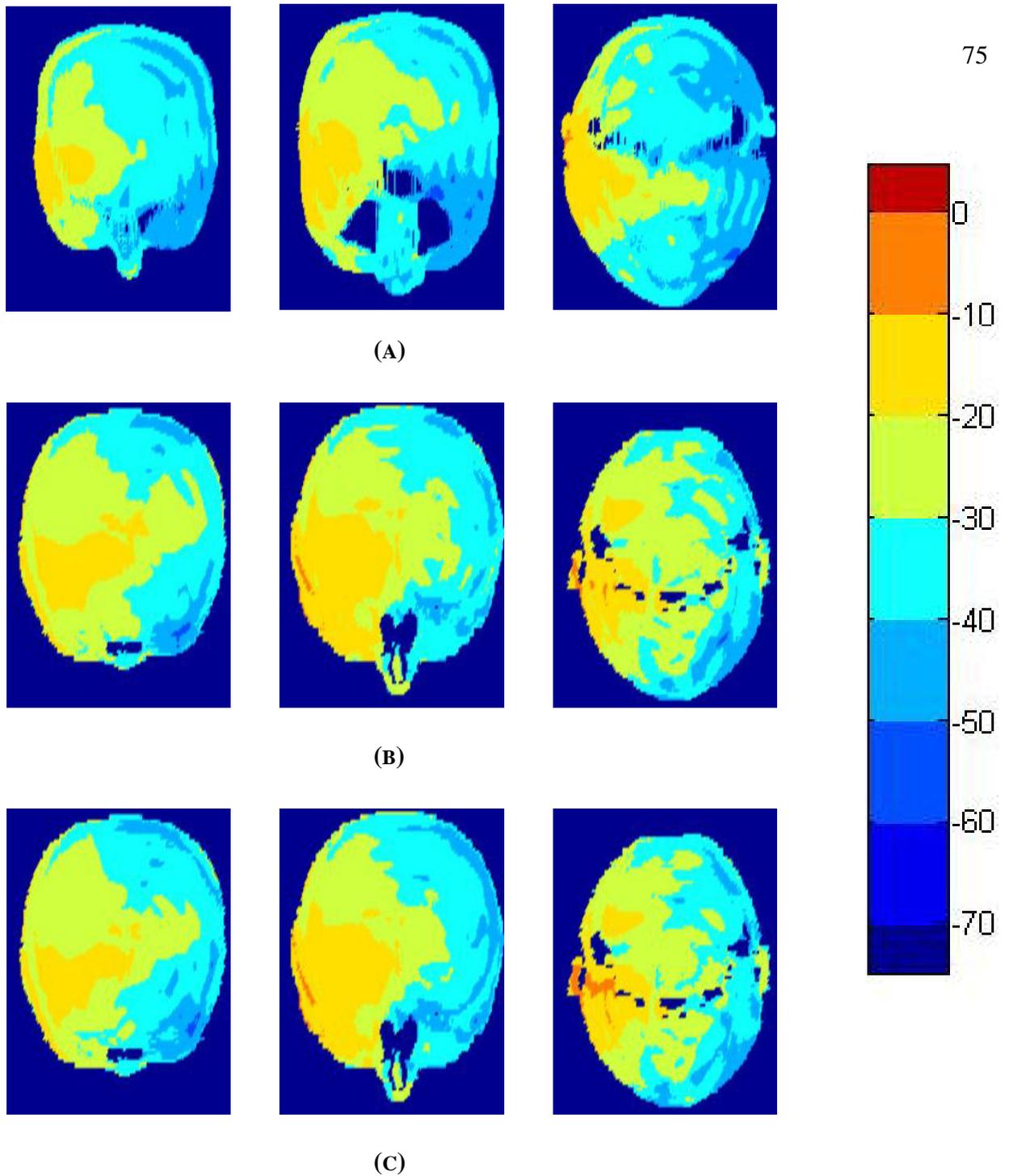


Figura 17 Distribuição de SAR no adulto em diversos cortes no plano xz. Escala em dB ($10\log_{10}(\text{SAR (mW/g)} / 1.6(\text{mW/g}))$). Frequência da antena = 1800MHz. Antena tipo patch. Potência de alimentação = 125mW. (a) Caso A, (b) Caso B, (c) Caso C.

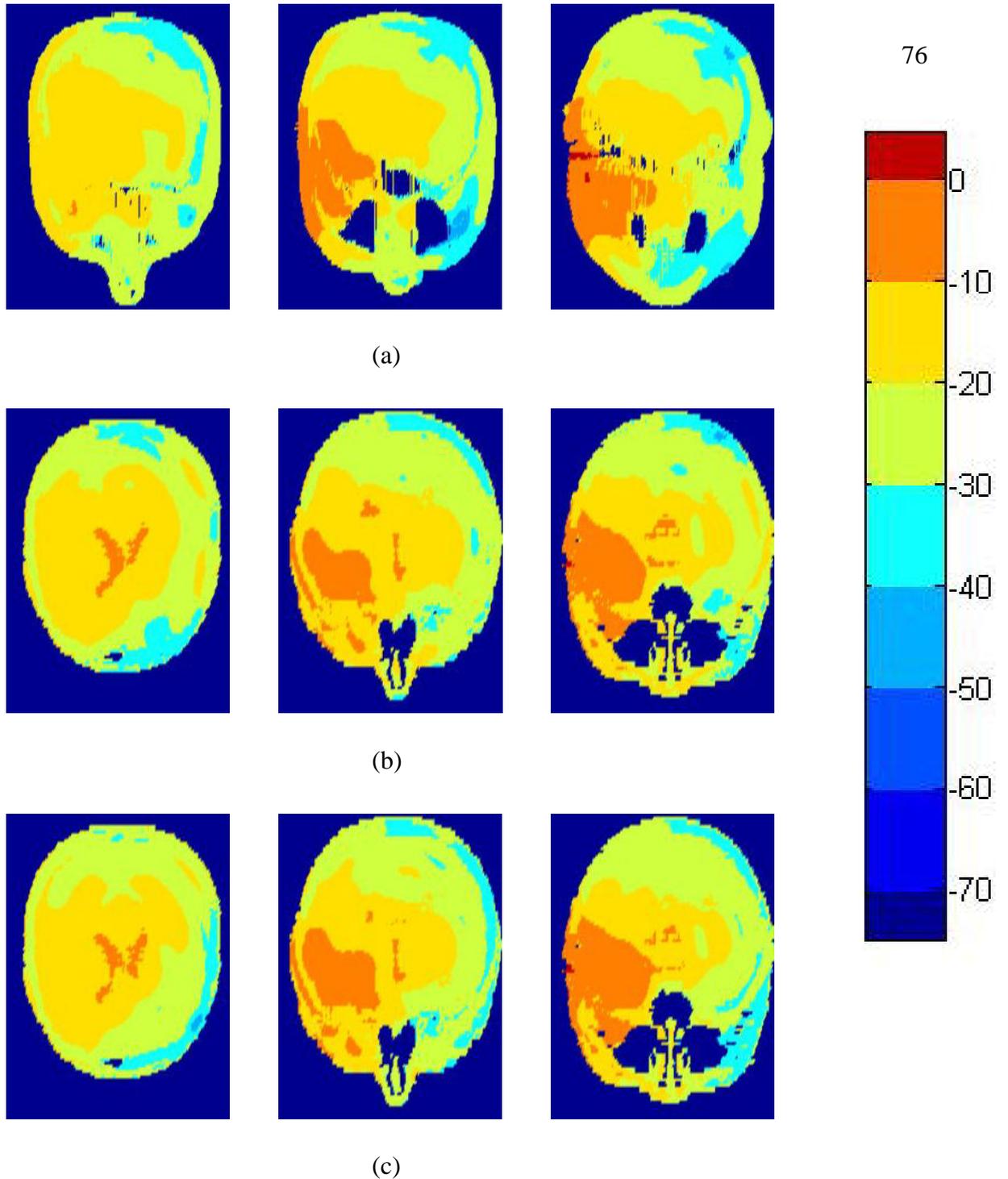


Figura 18 Distribuição de SAR no adulto em diversos cortes no plano xz. Escala em dB ($10\log_{10}(\text{SAR (mW/g)} / 1.6(\text{mW/g}))$). Frequência da antena = 850MHz. Antena tipo patch. Potência de alimentação = 600mW. 125mW. (a) Caso A, (b) Caso B, (c) Caso C.

Tabela 9 Comparação da distribuição de SAR para o modelo de adulto e para o modelo de criança com parâmetros de adulto e com parâmetros de criança. Antena tipo monopolo em 1800MHz. Potência de alimentação = 125mW.

	adulto	Criança com parâmetros de adulto	Criança com parâmetros ajustados
SAR 1g máxima (W/kg)	0.70	0.89	1.01
SAR 10g máxima (W/kg)	0.39	0.42	0.59
SAR 1g máxima no cérebro (W/kg)	0.35	0.39	0.43
SAR 10g máxima no cérebro (W/kg)	0.17	0.19	0.21
SAR média em toda a cabeça (W/kg)	0.021	0.032	0.032

Tabela 10 Comparação da distribuição de SAR para o modelo de adulto e para o modelo de criança com parâmetros de adulto e com parâmetros de criança. Antena tipo monopolo em 850MHz. Potência de alimentação = 600 mW.

	adulto	Criança com parâmetros de adulto	Criança com parâmetros ajustados
SAR 1g máxima (W/kg)	1.89	2.77	2.89
SAR 10g máxima (W/kg)	1.22	1.45	1.63
SAR 1g máxima no cérebro (W/kg)	1.03	1.41	1.49
SAR 10g máxima no cérebro (W/kg)	0.55	0.69	0.78
SAR média em toda a cabeça (W/kg)	0.149	0.193	0.191

Tabela 11 Comparação da distribuição de SAR para o modelo de adulto e para o modelo de criança com parâmetros de adulto e com parâmetros de criança. Antena tipo patch em 1800MHz. Potência de alimentação = 125mW.

	adulto	Criança com parâmetros de adulto	Criança com parâmetros ajustados
SAR 1g máxima (W/kg)	0.060	0.085	0.89
SAR 10g máxima (W/kg)	0.038	0.055	0.058
SAR 1g máxima no cérebro (W/kg)	0.024	0.026	0.029
SAR 10g máxima no cérebro (W/kg)	0.016	0.020	0.021
SAR média em toda a cabeça (W/kg)	0.0058	0.0085	0.0085

Tabela 12 Comparação da distribuição de SAR para o modelo de adulto e para o modelo de criança com parâmetros de adulto e com parâmetros de criança. Antena tipo patch em 850MHz. Potência de alimentação = 600 mW.

	adulto	Criança com parâmetros de adulto	Criança com parâmetros ajustados
SAR 1g máxima (W/kg)	0.41	0.62	0.72
SAR 10g máxima (W/kg)	0.24	0.30	0.31
SAR 1g máxima no cérebro (W/kg)	0.20	0.25	0.28.
SAR 10g máxima no cérebro (W/kg)	0.16	0.18	0.19
SAR média em toda a cabeça (W/kg)	0.0451	0.0516	0.0524

É observado aumento na SAR média em 1 g de tecido nos casos B e C em relação ao caso A. A SAR média em 1 g de tecido na cabeça da criança para antenas em 1800 MHz mostrou aumento, em relação à do adulto em torno de 30% para o caso B e de 50% para o caso C. Em 850 MHz este aumento é ainda maior. A antena patch em 850 MHz mostrou aumento de 51% entre a SAR média em 1 g no adulto e na criança, no caso B, e de 75% entre o adulto e a criança, no caso C.

Também é observado aumento na SAR média em toda a cabeça, entre o adulto e as crianças (casos B e C). No entanto, nenhum aumento significativo é observado entre as SAR média em toda a cabeça das crianças nos casos B e C. O aumento de SAR média na cabeça da criança é esperado, devido a dimensões reduzidas da sua cabeça.

Os valores de SAR foram reduzidos em pelo menos 60% quando a antena tipo monopolo de quarto de onda foi substituída por uma antena tipo “patch”. Desta forma, este tipo de antena, pode ser usado como proposta inicial para desenvolvimento de telefones celulares que irradiem o usuário com níveis mais baixo, sem diminuir a potência transmitida, nem prejudicar a comunicação.

Trabalhos publicados por outros autores apresentam resultados de simulações realizadas em situações semelhantes às apresentadas neste trabalho. Alguns resultados para valores de SAR calculadas em cabeças de adultos, na presença de antena tipo monopolo de quarto de onda, segundo diversos autores, são apresentados na Tabela 13. As diferenças nos resultados são devidas a diferenças existentes entre as simulações. Entre essas diferenças estão, por exemplo, frequência de alimentação da antena, posicionamento da antena em relação ao modelo de cabeça, discretização espacial, algoritmo de cálculo de SAR e posição da antena monopolo em cima da caixa metálica, dentre outros.

Os valores de SAR calculados neste trabalho, para o caso de cabeça de adulto com uma antena tipo monopolo de quarto de onda, em caixa metálica, em 850 MHz com potência de alimentação de 600 mW, estão próximos aos valores apresentados por outros autores.

Os valores calculados de SAR média em 1 g e 10 g de tecido estão dentro dos limites estabelecidos pelas normas ENV50166-2 (ICNIRP GUIDELINES, 1998) e C95.1-2005 (ANSI, 2005). No entanto, a SAR média calculada em 1 g de tecido dos modelos de cabeça, na presença da antena tipo monopolo de quarto de onda, em 850 MHz e com 600 mW de potência máxima, superou a antiga norma C95.1-1991 (ANSI, 1991) nos três modelos de cabeça.

Tabela 13 - Comparação da distribuição de SAR para o modelo de adulto entre diversos autores. Antena tipo monopolo de quarto de onda. Faixa 800 a 900 MHz. Potência de alimentação = 600 mW.

Referência	SAR 1g na cabeça (mW/g)	SAR 10g na cabeça (mW/g)	SAR 1g no cérebro (mW/g)	SAR 10g no cérebro cabeça (mW/g)
(GANDHI, 1996b)	2.93	não calculado	1.62	não calculado
(WANG, 1999)	1.63	0.92	0.89	0.66
(BERNARDI, 2000)	2.17	1.29	1.24	não calculado
(BIT-BABIK, 2005)	3.93	1.75	1.24	não calculado
Este trabalho	1.89	1.22	1.03	0.55

6. CÁLCULO TÉRMICO

Nesse estudo foi analisado o aumento de temperatura induzida por uma dada distribuição de SAR, associada à emissão do telefone. O aumento local de temperatura é influenciado pela potência dissipada nos tecidos, por trocas térmicas com tecidos vizinhos e com o ambiente externo.

6.1. CÁLCULO DA DISTRIBUIÇÃO DE TEMPERATURA

O aumento de temperatura na cabeça humana é governado pela equação de aquecimento biológico (“bio heat equation” - BHE). A BHE modela diferentes mecanismos de transferência de calor, tais como condução de calor, fluxo sanguíneo e o metabolismo. Considera também a potência dissipada por fontes externas, tais como aquelas relacionadas ao campo eletromagnético. A BHE é dada por (WANG, 1999)

$$\rho \cdot C_p \frac{\partial T}{\partial t} = K \cdot \nabla^2 T + b \cdot (T - T_b) + \rho \cdot SAR \quad (64)$$

com a condição de contorno

$$K \frac{\partial T}{\partial n} = -h \cdot (T - T_a) \quad (65)$$

em que $T = T(x, y, z, t)$ é a temperatura ($^{\circ}C$) no instante t e na posição (x, y, z) , C_p é o calor específico ($J/Kg \cdot ^{\circ}C$), K é a condutividade térmica [$J/(s \cdot m \cdot ^{\circ}C)$], b é uma constante ($W/m^3 \cdot ^{\circ}C$) relacionada ao fluxo sanguíneo, T_b é a temperatura do sangue arterial, T_a é a temperatura ambiente, \hat{n} é o vetor unitário normal à superfície da cabeça, h é o coeficiente de transferência de calor convectivo ($W/m^2 \cdot ^{\circ}C$), e SAR é a fonte de aquecimento eletromagnético dentro da BHE. Para simplificar a solução da BHE, os parâmetros C_p , K e b são assumidos constantes em cada tecido.

A discretização da BHE segue a mesma discretização da célula FDTD usada no cálculo de SAR. Para uma função contínua no espaço e no tempo $F(x, y, z, t)$, sua forma discreta no m-ésimo passo pode ser expressa por $F^m(i, j, k) = F(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, m\Delta t)$, onde Δx , Δy e Δz são as dimensões das células nas direções x, y e z, respectivamente, e Δt é o incremento temporal. Abrindo a BHE em sua aproximação de diferenças finitas, (65) e (66) podem ser escritas como

$$\begin{aligned}
 T^{m+1}(i, j, k) = & T^m(i, j, k) + \frac{\Delta t}{C_p(i, j, k)} SAR(i, j, k) - \\
 & \frac{\Delta t}{\rho(i, j, k)C_p(i, j, k)} b(i, j, k) \cdot [T^m(i, j, k) - T_b] + \\
 & + \frac{\Delta t K(i, j, k)}{\rho(i, j, k)C_p(i, j, k)} \cdot \left[\left(\frac{T^m(i+1, j, k) + T^m(i-1, j, k) - 2T^m(i, j, k)}{\Delta x^2} \right) + \right. \\
 & \left. \left(\frac{T^m(i, j+1, k) + T^m(i, j-1, k) - 2T^m(i, j, k)}{\Delta y^2} \right) + \right. \\
 & \left. \left(\frac{T^m(i, j, k+1) + T^m(i, j, k-1) - 2T^m(i, j, k)}{\Delta z^2} \right) \right]
 \end{aligned} \tag{66}$$

$$T^{m+1}(i_{\min}, j, k) = \frac{KT(i_{\min} + 1, j, k)}{K + h\Delta x} + \frac{T_a h\Delta x}{K + h\Delta x} \tag{67}$$

onde a aproximação por diferenças finitas de (65) representa o caso de uma superfície cuja normal está orientada no sentido do semi-eixo negativo dos x. Aproximações semelhantes podem ser obtidas para os demais casos. As equações (66) e (67) podem facilmente ser implementadas em um computador. Para garantir estabilidade numérica, Δt é escolhido de forma a satisfazer

$$\Delta t \leq \frac{2\rho C_p \Delta^2}{15K + b\Delta^2} \tag{68}$$

em que Δ é qualquer uma das discretizações Δx , Δy , Δz . A inequação (68) é obtida da condição de estabilidade de Von Neumann.

Os parâmetros térmicos usados para cálculo de aumento de temperatura na cabeça são encontrados na literatura (GUYTON, 1991; BERNARDI, 2000) e estão apresentados na Tabela 14.

Tabela 14 Propriedades Térmicas de Tecidos na Cabeça Humana

TECIDO	C_p [J/(kg ⁰ C)]	K[W/(m ⁰ C)]	b[W/(m ³ . ⁰ C)]
PELE	3500	0.42	9100
MÚSCULO	3600	0.5	2700
OSSO	1300	0.4	1000
GORDURA	2500	0.25	520
CÉREBRO	3650	0.54	35000
HUMOR VÍTREO	4000	0.6	0
CRISTALINO	3000	0.4	0
ESCLERA	4200	0.58	0
CSF	4000	0.6	0

O aumento de temperatura devido à exposição eletromagnética do telefone celular é obtido pela diferença entre a temperatura $T = T(x, y, z, t)$ e $T = T(x, y, z, 0)$ onde

$T = T(x, y, z, 0)$ é a distribuição normal de temperatura, em cabeça não exposta (SAR=0), no equilíbrio térmico.

6.2. VALIDAÇÃO DO ALGORITMO

O algoritmo térmico foi validado avaliando um material de forma cúbica, de lado 10 cm, sob uma SAR uniforme de 350 W/kg e com propriedades $K=0$, $\rho = 1 \text{ kg/l}$, $b = 35000 \text{ W/(m}^3 \cdot ^\circ\text{C)}$ e $C_p = 3500 \text{ J/(kg} \cdot ^\circ\text{C)}$. Desta forma, no equilíbrio térmico, o aumento de temperatura no interior do material é de 10 °C, enquanto que na superfície a temperatura deve ser a mesma do meio externo. A temperatura do ambiente foi escolhida como 25 °C e a temperatura inicial do corpo foi escolhida como a temperatura do sangue arterial (37°C). Usou-se uma Discretização espacial de 5 mm em todas as dimensões e um intervalo de tempo de 2s.

O aumento de temperatura no interior do corpo, em regime permanente, foi calculado usando o algoritmo numérico, em 9.99 °C, exibindo, assim, um erro de apenas 0.1%.

No entanto, é importante avaliar também a parte de condução de calor, por condução, do algoritmo. Para isto estuda-se o caso em que $b=0$, com condições de contorno de temperatura fixa, e em regime permanente. Para este caso, é possível calcular analiticamente o aumento de temperatura para uma esfera com uma distribuição uniforme de SAR (MCGEE, 1999). A solução analítica para este caso é

$$\Delta T = \frac{\rho \text{SAR}}{6k} (a^2 - r^2) \quad (69)$$

em que “a” é o raio da esfera e “r” é a distancia do centro da esfera até alguma posição dentro da esfera. Serão usados os seguintes parâmetros nesta simulação: $\rho = 1 \cdot \text{kg/l}$, $C_p = 2000 \cdot \text{J/(kg} \cdot ^\circ\text{C)}$, $k = 0.5 \cdot \text{W/(m} \cdot ^\circ\text{C)}$, SAR=10W/kg, raio $a = 10 \text{ mm}$, discretização espacial 1 · mm em todas as direções, e discretização temporal $dt=1 \text{ s}$.

Usando estes dados em (68), é calculado um aumento máximo de temperatura de $10/3$ °C, no centro da esfera. O valor calculado usando o algoritmo baseado em diferenças finitas é 0.353 °C, tendo-se, assim, uma diferença em relação ao valor analítico menor do que 6%. A

Figura 19 mostra o perfil da diferença de temperatura sobre reta linha passando pelo centro da esfera. Boa concordância é observada entre o modelo analítico e o modelo numérico.

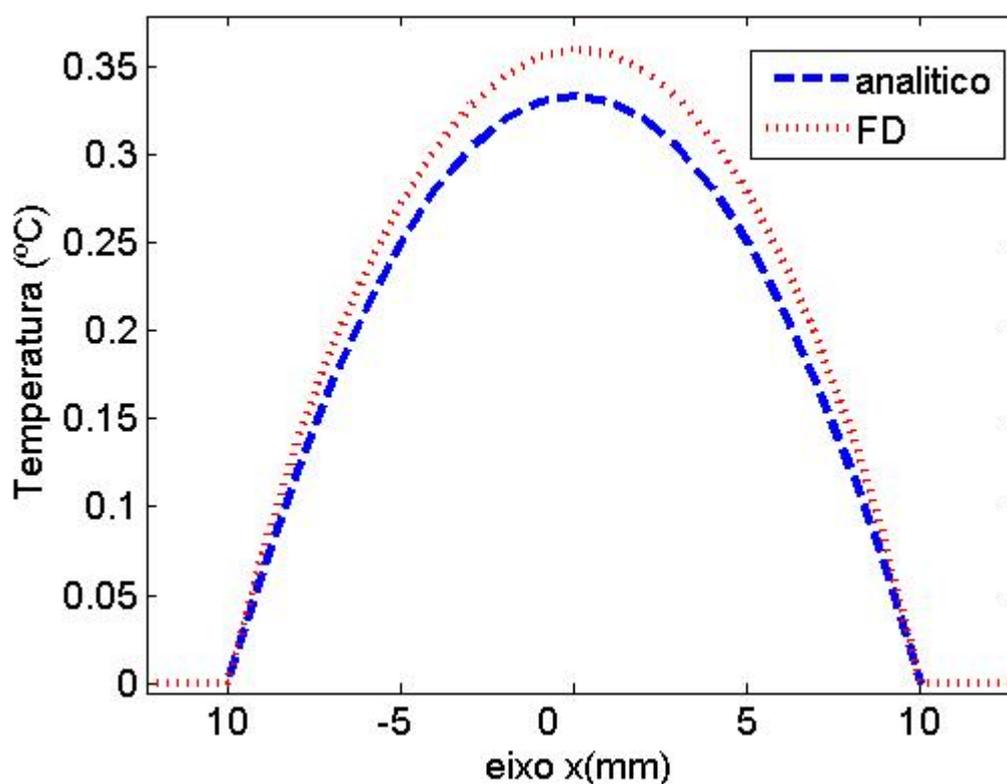


Figura 19 - Perfil, em regime permanente, da diferença de temperatura sobre uma reta passando pelo centro de uma esfera., foram usados os valores $h=0$, $\rho = 1 \cdot \text{kg} / \text{l}$, $C_p = 2000 \cdot \text{J} / (\text{kg} \cdot ^\circ \text{C})$, $k = 0.5 \cdot \text{W} / (\text{m} \cdot ^\circ \text{C})$, $\text{SAR}=10 \text{ W/kg}$, raio $a = 10 \cdot \text{mm}$ e discretização espacial $1 \cdot \text{mm}$ em todas as direções, discretização temporal $dt=1 \text{ s}$, condição de contorno de temperatura constante na fronteira.

6.3. RESULTADOS DE CÁLCULO DE AUMENTO DE TEMPERATURA

O aumento de temperatura em cabeças de adulto e criança expostas à radiação eletromagnética proveniente de aparelho celular, é calculado. Os valores de temperatura máxima computados na cabeça e no cérebro, para a situação de regime permanente, são mostrados nas Tabelas 15 e 16.

Tabela 15 – Aumento Máximo de temperatura na cabeça, em regime permanente.

Modelo	<i>Adulto</i>	<i>Criança de 10 anos</i>	
Parâmetros Eletromagnéticos	<i>Parâmetros de adulto</i>	<i>Parâmetros de adulto</i>	<i>Parâmetros de criança</i>
Tipo de antena/ frequência/ potencia	Aumento de Temperatura (°C)		
Monopolo de $\lambda/4$ / 850MHz / 600mW	0.210	0.310	0.380
Monopolo de $\lambda/4$ / 1800MHz / 125mW	0.062	0.106	0.118
Antena Patch / 850MHz / 600mW	0.043	0.064	0.079
Antena Patch/ 1800MHz / 125mW	0.0065	0.015	0.018

Tabela 16 – Aumento Máximo de temperatura no cérebro, em regime permanente.

Modelo	<i>Adulto</i>	<i>Criança de 10 anos</i>	
Parâmetros Eletromagnéticos	<i>Parâmetros de adulto</i>	<i>Parâmetros de adulto</i>	<i>Parâmetros de criança</i>
Tipo de antena/ frequência/ potência	Aumento de Temperatura (°C)		
Monopolo de $\lambda/4$ / 850MHz / 600mW	0.110	0.15	0.18
Monopolo de $\lambda/4$ / 1800MHz / 125mW	0.035	0.049	0.0544
Antena Patch / 850MHz / 600mW	0.0225	0.0293	0.0362
Antena Patch/ 1800MHz / 125mW	0.0034	0.0067	0.0080

As diferenças observadas entre os aumentos máximos de temperatura na cabeça de adulto e de criança, são semelhantes às apresentadas entre as diferenças entre a SAR média em 1 g de tecido na cabeça de adulto e a SAR média em 1 g de tecido na cabeça de criança. Observa-se a tendência de aumento da temperatura na cabeça e no cérebro da criança, em comparação com a de um adulto.

Os valores de aumento de temperatura estimado estão abaixo dos níveis indicados na literatura como sendo limites de indução de dano térmico. Ou seja, não há na literatura evidências de que aumento de temperatura dessa magnitude possam causar danos.

O aumento de temperatura na cabeça e no cérebro, em função do tempo, para a antena monopolo em 850MHz e 600mW, para os casos A, B e C, está mostrado na Figura 20. Observa-se que para um tempo em torno de 8 minutos o aumento de temperatura na cabeça atinge cerca de 90% do seu valor de regime permanente.

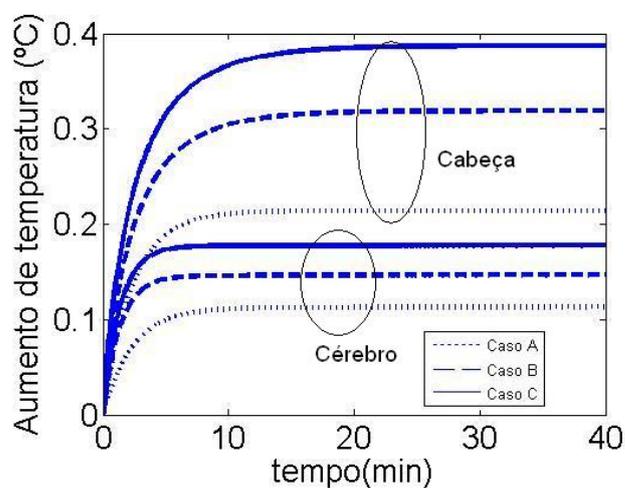


Figura 20 - Aumento de temperatura com o tempo (monopolo de quarto de onda 850MHz, 600mW).

7. CONCLUSÃO

Foi apresentado o desenvolvimento de programa para cálculo de campos eletromagnéticos baseado no método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD). O programa foi aplicado no cálculo de SAR em modelos de cabeça de adulto e criança usuários de telefone celular. Para a modelagem da cabeça da criança foi feita análise detalhada das diferenças de tamanho, forma e valores das propriedades eletromagnéticas de cabeças de adultos e crianças.

Também foi desenvolvido “software” para cálculo de aumento de temperatura causado pela distribuição de SAR na cabeça.

Os valores de SAR foram comparados a outros resultados apresentados na literatura e com as normas relativas a exposição a campo eletromagnético.

A SAR induzida por um celular num modelo de cabeça de criança de 10 anos de idade foi calculada e comparada aos resultados obtidos para a SAR calculada num modelo de cabeça de adulto. No aparelho celular foram usadas antenas “patch” e monopolo de quarto de onda, em 1800 e 850 MHz.

Resultados de SAR na criança, com parâmetros eletromagnéticos ajustados para esta idade, tiveram valores pelo menos 50% maiores do que os observados no adulto. Isto se verificou, independentemente do tipo de antena ou frequência utilizada. Isto era esperado devido às diferenças nas dimensões e nos parâmetros eletromagnéticos, em conformidade com resultados obtidos por outros autores.

A relação entre a SAR média em 1 g de tecido, calculada com o modelo de criança e a SAR média em 1 g de tecido calculada usando o modelo de adulto, se mostrou mais alta em 850 MHz do que em 1800 MHz. Isto se deve ao fato de o comprimento de onda relativo a 850 MHz ser da mesma ordem de grandeza das dimensões da cabeça da criança.

Os valores de SAR foram reduzidos em pelo menos 60% quando a antena tipo monopolo de quarto de onda foi substituída por uma antena tipo “patch”. Isso é esperado devido a grande relação frente costas para esse tipo de antena, em relação a antena monopolo. Este tipo de antena pode ser usado como proposta inicial para desenvolvimento de telefones celulares que irradiem o usuário com níveis mais baixos, sem diminuir a potência transmitida nem prejudicar a comunicação.

O aumento na SAR média em toda a cabeça nos modelos de criança também é esperado devido às dimensões reduzidas da sua cabeça.

Os valores calculados de SAR em todos os modelos ficaram dentro dos limites estabelecidos pelas normas atuais do IEEE (ANSI, 2005) e ICNIRP (ICNIRP GUIDELINES, 1998). Isto entretanto não garante que não existam riscos à saúde dos usuários, uma vez que já foram demonstrados efeitos não térmicos, em níveis de exposição substancialmente abaixo daqueles limites.

Os aumentos máximos de temperatura na cabeça mostraram se comportar de forma semelhante às variações de SAR média em 1 g de tecido nas cabeças de adulto e criança. Maior aumento de temperatura é observado no modelo de cabeça da criança.

Os valores estimados de aumento de temperatura estão dentro dos valores normais de variação biológica de temperatura, em humanos.

Devido ao aumento do uso de telefones móveis por crianças e como os testes de acoplamento eletromagnético usam modelos de cabeça baseados, exclusivamente, em dados de adulto, os resultados mostrados neste trabalho sugerem que mais pesquisas teóricas e experimentais devem ser feitas para se avaliar o tema com mais profundidade. O objetivo, naturalmente, é reduzir os riscos para as crianças.

Dentre as perspectivas de desenvolvimentos futuros deste trabalho, incluem-se (a) uso do método FDTD no desenvolvimento de antenas planares diretivas para comunicações

móveis; (b) adaptação do algoritmo para uso de malhas não uniformes, não ortogonais e não estruturadas; (c) implementação de cálculos para campo distante.

REFERÊNCIAS

AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES - ANATEL, **Diretrizes para Limitação da Exposição a Campos Elétricos, Magnéticos e Eletromagnéticos Variáveis no Tempo**, Brasília: Agência Nacional de Telecomunicações, Brasil, Dez. 1999.

ANDERSON, V. Comparisons of Peak SAR Levels in Concentric Sphere Head Models of Children and Adults for Irradiation by a Dipole at 900 MHz. **Physics in Medicine and Biology**, [S. l.], v. 48, p. 3263-3275, 2003.

AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE - ANSI. **IEEE C95.1-1991**: IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 KHz to 300 GHz. East 47 Street, New York, NY 10017-2394, USA: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.345, 1991.

AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE - ANSI. **IEEE C95.1-2005**: IEEE standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 KHz to 300 GHz. East 47 Street, New York, NY 10017-2394, USA: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.345, 2005.

AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE - ANSI. **IEEE C95.3-2002**: IEEE recommended practice for measurements and computations of radio frequency electromagnetic fields with respect to human exposure to such fields, 100 KHz–300 GHz. East 47 Street, New York, NY 10017-2394, USA: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.345, 2002.

AMERICAN NATIONAL STANDARDS INSTITUTE - ANSI. **P1528-2003**: recommended practice for determining the peak spatial-average specific absorption rate (SAR) in the human head from wireless communications devices: measurement techniques. East 47 Street, New York, NY 10017-2394, USA: The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.345, 2003.

BALANIS, C. **Antenna Theory Analysis and Design**. New York, John Wiley & Sons 1997, ISBN 0-471-59268-4.

BERENGER, J. A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves, **Journal of Computational Physics**, [S. l.], v. 114, p. 185-200, 1994.

BERNARDI, P. et al. Specific Absorption Rate and Temperature Increases in the Head of a Cellular-Phone User. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S. l.], v. 48, n. 7, p. 1118-1126, July. 2000.

BEARD, B. B. et al. Comparison of Computed Mobile Phone Induced SAR in the SAM Phantom to That in Anatomically Correct Models of the Human Head. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, [S. l.], v. 48, n. 2, p 397-407, May 2006.

BIT-BABIK, G. et al. Simulation of Exposure and SAR estimation for Adult and Child Heads to Radiofrequency energy from Portable Communication Devices. **Radiation Research**, [S. l.], n. 163, p. 580-590, 2005.

BULLA, G. et al. Comparison of electromagnetic absorption characteristics in the head of adult and a children for 1800 MHz and 850 MHz mobile phones, In: Simpósio Brasileiro de Microondas e Optoeletrônica, 12., Congresso Brasileiro de Eletromagnetismo, 7., 2006, Belo Horizonte. **Anais...** Belo Horizonte, 2006

CENELEC. **Basic Standard for the Measurement of Specific Absorption Rate Related to Human Exposure to Electromagnetic Fields from Mobile Phones (300 MHz – 3 GHz)**, [S. l.], IHS, Rev. Final Draft, TC-211, apr. 2000.

CHEN, H.; WANG, H. Current and SAR Induced in a Human Head Model by Electromagnetic Fields Irradiated from a Cellular Phone. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S. l.], v. 42, n. 12, p. 2249-2254, dec. 1994.

CENTRO NACIONAL DE SUPER COMPUTAÇÃO – CESUP, Brasil. Disponível em: <<http://www.cesup.ufrgs.br>>. Acesso em: jan. 2005.

DIMBYLOW, P. J.; MANN, S. M. SAR Calculations in an Anatomically Based Realistic Model of the Head for Mobile Communication Transceivers at 900 MHz and 1.8 GHz. **Physics in Medicine Biology**, [S. l.], v. 39, p. 1537-1553, 1994.

FERNÁNDEZ, C. R. **Efeitos Biológicos das Radiações de Rádio Frequências de Telefonia Celular – Simulação FDTD**. 2001. Tese (Mestrado em engenharia) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Rio Grande do Sul, Porto Alegre, 2001.

FERNÁNDEZ, C. R. Comparison of electromagnetic absorption characteristics in the head of adult and a children for 1800 MHz mobile phones. In: INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONICS CONFERENCE, 2005, Brasília. **Proceedings...** Brasília: SBMO/IEEE MTT-S, p. 523-617, 528b.

FUJIMOTO, M. et al. Comparison of Maximum Temperature Increase in the Infant and Adult Head Models Due to Dipole Antenna. In: TOPICAL CONFERENCE ON WIRELESS COMMUNICATIONS TECHNOLOGY, [S. l.], p.196 - 197, oct. 2003, **Proceedings...** [S. l.: s. n.], 2003.

FUJIMOTO, M. et al. FDTD-Derived Correlation of Maximum Temperature Increase and Peak SAR in Child and Adult Head Models Due to Dipole Antenna. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, [S. l.], v. 48, n. 1, p 240-247, feb. 2006.

GABRIEL, C. Compilation of the Dielectric Properties of Body Tissues at RF and Microwave Frequencies. **Brooks Air Force**, Texas: Tech. Rep. AL/OE-TR-1996-0037, 1996.

GAJSEK, P. et al. Parametric Dependence of SAR on Permittivity Vales in a Man Model. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, [S. l.], v. 48, n. 10, p. 1169-1177, 2001.

GANDHI, O.P.; FURSE, C.M.; LAZZI, G. FDTD Computation of Power Deposition in the Head for Cellular Telephones. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY

INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 1996. [S. l.]. **Proceedings...**[S. l.]: IEEE, AP-s Digest, v. 3, 21-26 july 1996a p. 1794 – 1797.

GANDHI, O.P.;FURSE; C.M.; LAZZI, G. Electromagnetic Absorption in the Human Head and Neck for Mobile Telephones at 835 MHz and 1900 MHz. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**. [S. l.], v. 44, n. 10, p. 1884-1897, oct. 1996b.

GANDHI, O.P.; Li, Q. Thermal Implications of the New Relaxed IEEE RF Safety Standard for Head Exposures to Cellular Telephones at 835 and 1900 MHz. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S. l.], v. 57, n. 7, p. 3146-3154, july. 2006.

GARG, R. et al. **Microstrip Antenna Design Handbook**. London: Artech House, 2000. p. 761-762. ISBN 0-89006-513-6.

GUYTON, A. C. **Textbook of Medical Physiology**, Philadelphia, PA: Saunders, 1991.

HADJEM, A. et al. Study of Specific Absorption Rate (SAR) Induced in Two Child Head Models and in Adult Heads Using Mobile Phones. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S. l.], v. 53, n. 1, p. 4-11, july. 2005.

HIRATA, A.; MORITA, M.; SHIOZAWA, T. Temperature Increase in the Human Head Due to Dipole Antenna at Microwave Frequencies. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, [S. l.], v. 45, n. 1, p 109-116, feb. 2003a.

HIRATA, A.; SHIOZAWA, T. Correlation of Maximum Temperature Increase and Peak SAR in the Human Head Due to Handset Antennas. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S. l.], v. 51, n. 7, p. 1834-1841, 2003b.

HOMBACH, V. et al. The Dependence of EM Energy Absorption Upon Head Modelling at 900MHz. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**. [S. l.], v. 44, n. 10, p. 1865-1873, oct. 1996.

HURT, W. D.; ZIRIAX, J. M.; MASON, P. A. Variability in EMF Permittivity Values: implications for SAR calculations. **IEEE Transactions on Biomedical Engineering**, [S. l.], v. 47, p. 396-401, mar. 2000.

INTERNATIONAL COMMISSION ON NON-IONIZING RADIATION PROTECTION - ICNIRP. Guidelines for Limiting Exposure to Time-Varying electric, Magnetic and Electromagnetic Fields (Up to 300 GHz). **Health Physics**, [S. l.], v. 74, n. 4. p. 494-522, aprl.. 1998.

LU, Y. et al. Electromagnetic and Thermal Simulations of 3-D Human Head Model under RF Radiation by Using FDTD and FD approaches. **IEEE Transactions on Magnetics**, [S. l.], v. 32, n. 3, may 1996.

MARTÍNEZ-BÚRDALO, M. et al. Comparison of FDTD-Calculated Specific Absorption Rate in Adults and Children When Using a Mobile Phone at 900 and 1800 MHz. **Physics on Medicine and Biology**, [S. l.], v. 49, p. 345-354, 2004.

MASON, P. A. et al. Effects of Frequency, Permittivity, and Voxel Size on Predicted Specific Absorption Rate Values in Biological Tissue during Electromagnetic-Field Exposure. **IEEE**

Transactions on Microwave Theory and Techniques, [S. l.], v. 48, n. 11, p. 2050-2058, 2000.

MCGEE, H.; MCINERNEY, J.; AND HARRUS, A. The Virtual Cook: modeling heat transfer in the kitchen. **Physics Today**, [S. l.], v. 52, n. 11, p. 30-36, nov. 1999.

NIKITA, K. S. et al. A Study of Uncertainties in Modeling Antenna Performance and Power Absorption in the Head of a Cellular Phone User. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S. l.], v. 48, n. 12, p. 2676-2685, dec.. 2000.

OKONIEWSKI, M.; STUCHLY, M. A. A Study of the Handset Antenna and Human Body Interaction. **IEEE Transactions Microwave Theory and Techniques**, [S. l.], v. 44, n. 10, oct. 1996.

PEYMAN, A.; REZAZADEH, A. A; GABRIEL, C. Changes in the Dielectric Properties of Rat Tissue as Function of Age at Microwave Frequencies, **Physics in Medicine and Biology**, [S. l.], v. 46, n. 6, p. 1617-1629, 2001.

PRADER, A. et al. Physical Growth of Swiss Children from Birth to 20 Years of Age. **Helvetica Paediatrica**, [S. l.], Acta 43(Suppl. 52), 1988.

RAHMAT-SAMII, Y.; JENSEN, M. A. EM Interaction of Handset Antennas and a Human in Personal Communications. **Proceedings of the IEEE**, [S. l.], v. 83, n. 1, p. 7-17, jan. 1995.

ROWLEY, J. T.; WATERHOUSE, R. B. Performance of Shorted Microstrip Patch Antennas for Mobile Communications Handsets at 1800 MHz. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, [S. l.], v. 47, n.5, may 1999.

SALLES, A. A. A. de; FERNANDEZ, C. R. Riesgos a la Salud Provocados por los Teléfonos Celulares Móviles: una discusión reabierta.: los efectos a largo plazo. **Revista Infosuis**, [S. l.], n. 4 p. 2-5, Oct. 1999a.

SALLES, A. A. A. de. Biological Effects of Microwave and RF . In: INTERNATIONAL MICROWAVE AND OPTOELECTRONICS CONFERENCE, 1999, Rio de Janeiro. **Proceedings...** Rio de Janeiro: SBMO/IEEE MTT-S, p. 611-617, 1999b.

SALLES, A. A. A. de; FERNANDEZ, C. R.; BONADIMAN, M. Simulações da SAR na Cabeça e Antenas Planares para Telefones Móveis. **Revista Brasileira de Engenharia Biomédica**, [S. l.], v. 19, n. 2. p. 77-90, ago. 2003.

SALLES, A. A. A. de; FERNANDEZ, C. R.; BONADIMAN, M. FDTD Simulations and Measurements for cell phone with planar antennas. **Annales des Télécommunications**, n. 9/10, p. 1012-1030. sept./oct. 2004.

SALLES, A. A. A. de; BULLA, G., FERNÁNDEZ, C.R., Electromagnetic Absorption in the Head of Adults and Children Due to Mobile Phone Operation Close to the Head. **Electromagnetic Biology and Medicine**, [S.l.], v.25, n.4, p.349-360, 2006.

SCHÖNBORN, F.; KUSTER, N.; BURKHARDT, M. Differences in Energy Absorption Between Heads of Adults and Children in the Near Field of Sources. **Health Physics**, [S. l.], v. 74, n. 2, p. 160-168, feb. 1998.

INDEPENDENT EXPERT Group on Mobile Phones, Mobile Phones and Health, IEGMP U.K.: National Radiological Protection Board, 2000. Disponível em: <<http://www.iegmp.org.uk/report/index.htm>>. Acesso em: nov. 2006

STRATTON, J. A. **Electromagnetic Theory**. [S. l.]: McGraw– Hill, 1941.

STUCHLY, M. A. Mobile Communications Systems and Biological Effects on Their Users. **The Radio Science Bulletin**, [S. l.], n. 275, dec. 1995.

STUCHLY, M. A.; OKONIEWSKI, M. A; CAPUTA, K. An Algorithm for Computation of the Power Deposition in Human Tissue. **IEEE Antennas Propagation Magazine**, [S. l.], v. 41, p. 102-107, sept. 1999.

TAFLOVE, A. **Computational Electrodynamics: the finite-difference time-domain method**. Norwood, Massachusetts: Artech House Publications, 1995.

TAFLOVE, A. **Advances in Computational Electrodynamics: the finite difference time domain method**. Norwood, Massachusetts: Artech House Publications, 1998, ISBN 0-89006-834-8.

VISIBLE Human Project - VHP, National Library of Medicine, U. S.,2003. Disponível em <http://www.nlm.nih.gov/research/visible/visible_human.html>. Acesso em jul. 2005.

WANG, J.; FUJIWARA, O. FDTD Computation of Temperature Rise in the Human Head for Portable Telephones. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S. l.], v. 47, n. 8, p. 1528-1534, aug. 1999.

WANG, J. ; FUJIWARA, O. Comparison and Evaluation of Electromagnetic Absorption Characteristics in Realistic Human head Models of Adult and Children for 900MHz Mobile Phones. **IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques**, [S. l.], v. 51, n. 3, p. 966-971 aug. 2003.

WANG, J.; FUJIWARA, O.; WATANABE, S. Approximation of Aging Effect on Dielectric Tissue Properties for SAR Assessment of Mobile Telephones. **IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility**, [S. l.], v. 48, n. 2, p 408-413, may 2006.

YEE, K.S. Numerical Solution of Initial Boundary Value Problems Involving Maxwell's Equations in Isotropic Media. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, [S. l.], v. Ap-14, p.302-307, may 1966.

ZWEKI, M. et al. Broadband Analysis of Finite Microstrip Patch Antenna Structure Using FDTD. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ANTENNAS AND PROPAGATION, 11., 2001, Manchester, U.K., **Proceedings...**[S. l.]: UMIST, p 403-407, Conference Publication n. 48.

ANEXO A: ESTABILIDADE NUMÉRICA DO ALGORITMO DE YEE

Nesta seção será reproduzido o estabelecimento do critério de estabilidade numérica do algoritmo de Yee apresentado em (TAFLOVE, 1995).

Considerando por conveniência uma região normalizada do espaço, com $\mu = 1$, $\varepsilon = 1$, $\sigma = 0$, $\rho' = 0$, e $c = 1$. Sendo $j = \sqrt{-1}$, as equações de Maxwell são reescritas de forma compacta como

$$j\nabla \times (\vec{H} + j\vec{E}) = \frac{\partial}{\partial t} (\vec{H} + j\vec{E}) \quad (\text{A1})$$

ou mais simplesmente como

$$j\nabla \times (\vec{V}) = \frac{\partial}{\partial t} (\vec{V}) \quad (\text{A2})$$

onde $V = \vec{H} + j\vec{E}$. A estabilidade de uma representação numérica particular de (A1) pode ser examinada simplesmente considerando o seguinte par de auto vetores

$$\left. \frac{\partial}{\partial t} \right|_{\text{numérico}} \vec{V} = \Lambda \vec{V} \quad (\text{A3})$$

$$j\nabla \left|_{\text{numérico}} \vec{V} = \Lambda \vec{V} \quad (\text{A4})$$

Portanto, o espectro dos autovalores para modos espaciais numericamente estáveis em três dimensões são puramente imaginários e dados por

$$-\frac{\partial}{\Delta t} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq \frac{\partial}{\Delta t} \quad (\text{A5})$$

Sendo

$$\vec{V} \Big|_{I,J,K} = \vec{V}_0 e^{j(\tilde{k}_x I \Delta x + \tilde{k}_y J \Delta y + \tilde{k}_z K \Delta z)} \quad (\text{A6})$$

Representando um modo espacial arbitrário da rede. Usando as derivadas centrais para implementar as derivadas do operador rotacional, (A4) torna-se

$$-2 \left[\frac{\hat{x}}{\Delta x} \sin(\tilde{k}_x \Delta x / 2) + \frac{\hat{y}}{\Delta y} \sin(\tilde{k}_y \Delta y / 2) + \frac{\hat{z}}{\Delta z} \sin(\tilde{k}_z \Delta z / 2) \right] \times \vec{V} \Big|_{I,J,K} = \Lambda \vec{V} \Big|_{I,J,K} \quad (\text{A7})$$

onde \hat{x} , \hat{y} e \hat{z} são os vetores unitários nas direções x, y e z. Depois de realizar o produto vetorial em (A7), o sistema de equações resultantes pode ser resolvido para Λ^2 . Isso resulta em

$$\Lambda^2 = -4 \left[\frac{\hat{x}}{\Delta x} \sin^2(\tilde{k}_x \Delta x / 2) + \frac{\hat{y}}{\Delta y} \sin^2(\tilde{k}_y \Delta y / 2) + \frac{\hat{z}}{\Delta z} \sin^2(\tilde{k}_z \Delta z / 2) \right] \quad (\text{A8})$$

É claro que para quaisquer $\tilde{k}_x, \tilde{k}_y, \tilde{k}_z$

$$\text{Re}(\Lambda) = 0 \quad (\text{A9})$$

$$-2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq 2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \quad (\text{A10})$$

Para garantir a estabilidade numérica para os modos espaciais arbitrários, o raio dos autovalores para os modos espaciais dados por (A9) e (A10) devem estar contidos completamente dentro do raio de estabilidade dos autovalores para os modos temporais dados por

$$-\frac{2}{\Delta t} \leq \text{Im}(\Lambda) \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (\text{A11})$$

Notando que todos os autovalores temporais e espaciais estão localizados sob o eixo imaginário centrados simetricamente em torno do zero, é suficiente que o limite superior em (A10) seja menor ou igual aquele de (A11):

$$2 \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}} \leq \frac{2}{\Delta t} \quad (\text{A12})$$

O limite superior para Δt segue imediatamente:

$$\Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (\text{A13})$$

Desnormalizando para um valor não unitário de c, pode-se mostrar que (A13) é levemente modificada:

$$\Delta t \leq \frac{1}{c \sqrt{\frac{1}{(\Delta x)^2} + \frac{1}{(\Delta y)^2} + \frac{1}{(\Delta z)^2}}} \quad (\text{A14})$$