



Murilo Oliveira de Moraes

DESENVOLVIMENTO DE UMA ANTENA QUADRIBANDA GSM INTEGRADA

Campinas
2013



Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Murilo Oliveira de Moraes

DESENVOLVIMENTO DE UMA ANTENA QUADRIBANDA GSM INTEGRADA

Dissertação de mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa.

Este exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pelo aluno e orientado pelo Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa.

Campinas
2013

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

M791d	<p>Moraes, Murilo Oliveira de Desenvolvimento de uma antena quadribanda GSM integrada / Murilo Oliveira de Moraes. --Campinas, SP: [s.n.], 2013.</p> <p>Orientador: Hugo Enrique Hernandez Figueroa. Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.</p> <p>1. Antenas (Eletrônica). 2. Antenas em microlinha. 3. Transdução de sinal celular. I. Hernandez-Figueroa, Hugo Enrique, 1959-. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.</p>
-------	---

Título em Inglês: Design of a quadband integrated GSM antenna

Palavras-chave em Inglês: Antennas (Electronics), Microstrip antennas, Cellular signal transduction

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Jorge Lizardo Diaz Calle, Michel Zamboni Rached

Data da defesa: 31-01-2013

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Murilo Oliveira de Moraes

Data da Defesa: 31 de janeiro de 2013

Título da Tese: "Desenvolvimento de uma Antena Quadribanda GSM Integrada"

Prof. Dr. Hugo Enrique Hernandez Figueroa (Presidente):

Prof. Dr. Jorge Lizardo Diaz Calle:

Prof. Dr. Michel Zamboni Rached:

DEDICAÇÃO NÃO É O QUE O
MUNDO ESPERA DE VOCÊ, É O QUE
VOCÊ DÁ A ELE.

Agradecimentos

Agradeço,

à Família, o carinho e apoio nestes anos decorridos, sua parcela definitiva na minha formação como Ser;

ao Prof. Hugo, os mais de 3 anos de valorosa orientação e a oportunidade de desbravamento do conhecimento;

aos excelentes colegas de trabalho que pude ter, novos e antigos, presentes e ausentes, Alexandre, Luciano, Sartori, Renata, Joice a convivência e as trocas de experiências;

aos demais colegas do LEMAC, do DMO e da FEEC, o companheirismo;

à FEEC, pela estrutura que oferece aos pesquisadores e alunos;

à OrbiSat, na pessoa do Dr. João Moreira, a estrutura industrial que oferece aos colaboradores e parceiros;

à Magneti-Marelli pelo suporte técnico e de produção deste projeto de dissertação;

a todos que, direta ou indiretamente, deixaram sua parcela de contribuição neste Ser.

Nós somos aquilo que fazemos repetidamente. Excelência, então, não é um modo de agir, mas um hábito.

Aristóteles

Resumo

A complexidade dos sistemas eletrônicos atuais cria a demanda por mais componentes num mesmo sistema, ao mesmo tempo que exige sistemas mais compactos. Esta dissertação apresenta o desenvolvimento, fabricação e testes de uma antena GSM quadribanda, integrada a um módulo rastreador automotivo produzido no mercado nacional. A antena opera dentro das faixas de frequências correspondentes às bandas GSM 850/900/1800/1900, com desempenho adequado para uso no sistema de comunicação GSM, estando em conformidade com testes de TRP, sendo o produto final homologado pela ANATEL e agências reguladoras de outros países. A antena é um monopolo com dobras especiais para ajuste de ressonância. O casamento da antena com o sistema é realizado via um teco em curto dobrado, não trivial, otimizado para um casamento banda-larga ao longo do espectro GSM ocupado.

Palavras-chave: Antenas (Eletrônica), Antenas em microlinha, Transdução de sinal celular.

Abstract

The complexity of today's electronic systems creates demand for more quantity and less cost of components in a system, at the same time that the system must be made smaller. This dissertation presents the design and tests of a quadband GSM antenna, embedded into an existing automotive tracking module produced in Brazil. The antenna operates within the GSM 850/900/1800/1900 bands, with performance suitable for its use in the GSM system, being in conformance with TRP tests. The final product is approved by Brazil's regulatory agency ANATEL and by other countries' agencies. The antenna is a monopole with special bendings for resonance adjustment. The antenna matching is achieved with a shorted bent stub, non-trivial, optimized for a broadband matching over the occupied GSM spectrum.

Key-words: Antennas (Electronics), Microstrip antennas, Cellular signal transduction.

Lista de Figuras

1.1	Sistema de eixos coordenados esféricos.	5
(a)	Simplificação de campo-próximo	5
(b)	Simplificação de campo-distante	5
1.2	Representação de malha FIT	10
(a)	Malha ortogonal estruturada.	10
(b)	Malha não-estruturada.	10
2.1	Arquitetura simplificada do dispositivo móvel.	11
2.2	Sistema embarcado original.	13
2.3	Interface física do modem	14
2.4	Uso espectral das bandas GSM	16
(a)	Limites das bandas GSM.	16
(b)	Raias espectrais GSM 850/900/1800/1900.	16
2.5	Transição de camadas do sinal GSM	18
2.6	Estrutura de alimentação da antena	19
3.1	Geometria do braço ressonante nas bandas GSM 850/900	23
(a)	ANT1	23
(b)	ANT1'	23
(c)	ANT1''	23
(d)	Toco	23
3.2	Perda de retorno simulada do braço ANT1.	24
3.3	Resistência simulada do braço ANT1.	24
3.4	Reatância simulada do braço ANT1.	24
3.5	Carta de Smith de impedância simulada do braço ANT1.	25
3.6	Geometria do braço ressonante nas bandas GSM 1800/1900	26
(a)	ANT2	26
(b)	ANT2'	26
(c)	ANT2''	26
(d)	Toco	26
3.7	Perda de retorno simulada do braço ANT2.	27
3.8	Resistência simulada do braço ANT2.	27
3.9	Reatância simulada do braço ANT2.	27
3.10	Carta de Smith de impedância simulada do braço ANT2.	28
3.11	Geometria da antena ANT	29

(a)	ANT. Antena calculada.	29
(b)	ANT'. Antena dobrada e otimizada	29
(c)	ANT". Antena dobrada e otimizada com toco de casamento	29
(d)	Toco em curto.	29
3.12	Perda de retorno simulada da antena ANT.	30
3.13	Resistência simulada da antena ANT.	30
3.14	Reatância simulada da antena ANT.	30
3.15	Carta de Smith de impedância simulada da antena ANT	31
3.16	Casamento com toco simples	33
(a)	Toco simples na entrada da antena ANT'	33
(b)	Comprimento do toco para cancelar $\text{Im}(Z_{\text{ANT}'})$	33
(c)	Perda de retorno simulada da antena ANT com o toco simples calculado	33
3.17	Casamento para a antena ANT'	35
(a)	Estrutura do toco otimizado em paralelo com ANT'	35
(b)	Resistência simulada do casador	35
(c)	Reatância simulada do casador	35
3.18	Diagrama de radiação de campo distante de ANT"	37
(a)	Sistema de eixos coordenados.	37
(b)	GSM 850/900. Corte em $\theta = 90^\circ$	37
(c)	GSM 1800/1900. Corte em $\theta = 90^\circ$	37
(d)	GSM 850/900. Corte em $\phi = 0^\circ$	37
(e)	GSM 1800/1900. Corte em $\phi = 0^\circ$	37
3.19	Radiação de ANT"	38
(a)	Ganho realizado do modelo computacional.	38
(b)	Eficiência total do modelo computacional.	38
(c)	Sensibilidade do modelo computacional.	38
3.20	Potótipo simplificado.	40
(a)	Visão geral do modelo simulado	40
(b)	Imagem do conector SMA usado	40
(c)	Imagem da linha de alimentação 50Ω	40
3.21	Protótipo final.	41
(a)	Visão geral da antena e PCB	41
(b)	Detalhe da solda do <i>jumper</i> para a linha RF_1	41
(c)	Imagem da camada TOP	41
(d)	Imagem da camada BOTTOM	41
3.22	Resposta em frequência do protótipo de ANT"	42
3.23	Carta de Smith de impedância do protótipo ANT"	43
3.24	Taxa de onda estacionária do protótipo.	44
3.25	Resultado do teste de TRP	44
4.1	Antena GSM com braços ressonantes em série.	47
4.2	Antena Banda P	47
4.3	Antena dielétrica Banda C.	48

4.4	Etiqueta RFID para Hemobrás.	48
A.1	Camada 01 TOP.	51
A.2	Camada 02 INNER2.	52
A.3	Camada 03 INNER3.	53
A.4	Camada 04 INNER4.	54
A.5	Camada 05 INNER5.	55
A.6	Camada 06 BOTTOM.	56
B.1	Designação de pads do Modem BGS3	57
B.2	Tabela de designação de pads do Modem BGS3	58
C.1	Camada 01 TOP.	60
C.2	Camada 02 INNER2.	61
C.3	Camada 03 INNER3.	62
C.4	Camada 04 INNER4.	63
C.5	Camada 05 INNER5.	64
C.6	Camada 06 BOTTOM.	65

Lista de Tabelas

2.1	Empilhamento de camadas do sistema original.	12
2.2	Frequência dos canais GSM.	15
2.3	Propriedades Elétricas FR-4.	17
2.4	Sequência de empilhamento das camadas do protótipo.	17
2.5	Resultados da impedância característica da linha de alimentação.	19
2.6	Especificações da antena GSM.	20
A.1	Empilhamento do sistema original.	50
C.1	Empilhamento do Protótipo.	59

Lista de Acrônimos e Notações

CST	<i>Computer Simulation Techonoly</i>
HFSS	<i>High Frequency Structural Simulator</i>
FIT	<i>Finite Integration Technique</i>
FDTD	<i>Finite Diference Time Domain</i>
FEM	<i>Finite Element Method</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
FR4	<i>Flame Retardant 4</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>
AT	Atenção
ARFCN	<i>Absolute Radio-Frequency Channel Number</i>
TRP	<i>Total Radiated Power</i>
TIS	<i>Total Isotropic Sensitivity</i>
ERB	Estação Rádio Base
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
RFID	<i>Radio Frequency Identification</i>
HF	<i>High Frequency</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
TV	Televisão
GND	Plano-terra
VCC	Tensão nominal da fonte
ANATEL	Agência Nacional de Telecomunicações
TRAI	<i>Telecom Regulatory Authority of India</i>

\vec{E}	Vetor intensidade de campo elétrico
\vec{H}	Vetor intensidade de campo magnético
\vec{J}	Vetor densidade de corrente elétrica
\vec{M}	Vetor densidade de corrente magnética
ε	Permissividade dielétrica do meio
ε_r	Permissividade dielétrica relativa do meio
μ	Permeabilidade magnética do meio
μ_r	Permeabilidade magnética relativa do meio
q_{ve}	Densidade volumétrica de carga elétrica

q_{vm}	Densidade volumétrica de carga magnética
f	Frequência
λ	Comprimento de onda
ω	Frequência angular
j	número imaginário $\sqrt{-1}$
β	constante de fase
c_0	velocidade da luz no vácuo
ℓ	comprimento linear
\vec{A}	Vetor campo potencial magnético
\vec{F}	Vetor campo potencial elétrico
β	Constante de fase
Z	Impedância complexa
R	Resistência
X	Reatância
B	Susceptância
\vec{r}	Vetor posição que liga o centro de referência ao ponto de observação
\vec{r}'	Vetor posição que liga o centro de referência ao um ponto da fonte
\vec{R}	Vetor posição que liga um ponto da fonte ao ponto de observação
\vec{S}	Vetor densidade de potência
U	Intensidade de radiação
D	Diretividade
P	Potência
G	Ganho
e	eficiência

Sumário

Introdução	1
1 Conceitos Básicos	3
1.1 Equações de Maxwell	3
1.1.1 Integrais Auxiliares	4
1.2 Parâmetros Fundamentais	6
1.2.1 Padrão de Radiação	6
1.2.2 Lóbulos	6
1.2.3 Impedância	6
1.2.4 Densidade de Potência	7
1.2.5 Intensidade de Radiação	7
1.2.6 Largura de Feixe	7
1.2.7 Antena Isotrópica	7
1.2.8 Diretividade	7
1.2.9 Ganho	8
1.2.10 Eficiência de Radiação	8
1.2.11 Polarização da Antena	8
1.2.12 Potência Radiada Total	8
1.2.13 Sensibilidade Isotrópica Total.	8
1.3 Casamento de Impedância	9
1.4 Simulador e Métodos Numéricos	9
2 Definição do Problema	11
2.1 Modem	13
2.2 Material	17
2.3 Empilhamento	17
2.4 Estrutura de Alimentação	18
2.5 Requisitos da antena GSM	20
2.5.1 Geometria da antena GSM	20
3 Desenvolvimento e Resultados	22
3.1 Antena GSM850/900	22
3.2 Antena GSM1800/1900	26
3.3 Antena Quadribanda	29

3.3.1	O Toco Simples	32
3.3.2	O Toco Otimizado	34
3.3.3	Características de Radiação	36
3.4	Testes do Protótipo	39
4	Conclusões e Perspectivas	45
A	Camadas do Sistema Original	50
B	Designação de PADs Modem BGS3	57
C	Camadas do Sistema Modificado	59
	Bibliografia	66

Introdução

A complexidade dos sistemas eletrônicos atuais cria a demanda por mais componentes num mesmo sistema, ao mesmo tempo que exige sistemas mais compactos com as mesmas funcionalidades. Por sua vez, a necessidade de redução de custos produtivos também se faz prevalecer. O uso de componentes discretos dá flexibilidade de montagem aos dispositivos, enquanto, por outro lado, a integração de componentes leva, entre outras vantagens, a uma redução de custos, o que confere ao dispositivo maior competitividade no seu mercado. Os resultados trazidos por esta pesquisa levam a tecnologia de antenas nesta direção. A antena proposta é capaz de dispensar a pequena quantidade de componentes usados na rede de casamento, então tornada obsoleta, ao mesmo tempo que introduz custo zero de fabricação da antena, pois está incorporada ao *layout* das camadas da PCB. E mais, não necessita a mão-de-obra adicional de instalação, como é exigido por antenas externas, como as propostas por (Vinci, 2010) e (Kwak et al., 2006). A antena também apresenta boas características omnidirecionais de radiação, ideal para um dispositivo móvel dentro de células GSM.

Métodos da Pesquisa

Este trabalho de dissertação tem como objetivo estudar os problemas relacionados à integração em PCB (*Printed Circuit Board*) de uma antena GSM (*Global System for Mobile Communications*), inicialmente pela análise da situação-problema, e em seguida pela formulação teórica da solução do problema. A partir dos cálculos iniciais, realizam-se simulações do sistema, e, quando necessário, modificações justificadas são introduzidas e otimizações do modelo computacional são executadas. As simulações são executadas usando o módulo MICROWAVE STUDIO do software comercial CST STUDIO SUITE 2010 (CST, 2010). Em seguida são construídos protótipos simplificados e protótipos completos para realização de testes de laboratório e de campo. Os protótipos foram simplificados tendo em vista agilizar a etapa de fabricação e montagem, mantendo baixo o custo de confecção do protótipo. Do outro lado, o protótipo completo leva todas as peças e funcionalidades, e portanto tem um custo mais elevado de confecção e leva um tempo maior para ser montado.

Breve Revisão Histórica

Possivelmente um dos primeiros registros de transmissão e recepção de uma onda eletromagnética entre dois terminais tenha sido feito por Heinrich Rudolf Hertz, quando em seu experimento (Kraus, 1985), em 1887, produziu um arco voltaico entre dois terminais de um dipolo $\lambda/2$

e induziu também um arco voltaico entre dois terminais de um arco fendido, separados apenas pelo meio livre. Embora Hertz tenha clarificado e expandido as teorias de Maxwell (Maxwell, 1904), seu mérito está no fato de que projetou os instrumentos necessários e foi o primeiro a provar a existência das ondas eletromagnéticas.

Não foi até o começo do século XX, em 1901, que ondas eletromagnéticas puderam ser transmitidas e recebidas a longas distâncias por equipamentos elétricos. Guglielmo Marconi experimenta com o aparato desenvolvido por Hertz desde 1894, fascinado pela idéia de poder transmitir sinais de telégrafos por meio de “ondas hertzianas”, sem fio. Depois de experimentar muitos sucessos em transmissões a curta e média distância (2.5km em 1896, 22km em 1897) em 1901 realizou com sucesso uma transmissão transatlântica entre Cornwall, Inglaterra, e Newfoundland, Canadá, a 3500 km (Kraus, 1985).

Até meados da década de 1940 a tecnologia de antenas desenvolveu-se sobretudo em torno das antenas tipo fio, em frequências até UHF. A II Guerra Mundial deflagrada nesta década introduziu novas tecnologias de antenas, como as cornetas e refletores metálicos, e também a invenção de fontes de microondas, como o ressonador Klystron (>1 GHz).

No Brasil, a primeira transmissão de rádio acontece no feriado de 7 de Setembro de 1922, data que marca o centenário da Independência. Quase 30 anos depois, tendo forte influência do empresário midiático Assis Chateaubriand, a primeira torre de TV entra em construção no final da década 1940, e é inaugurada em 1951 pela TV Tupi (De Oliveira Sobrinho, 2000).

O desenvolvimento das telecomunicações que se deu nas décadas seguintes, até a década de 1990, teve um grande impacto no avanço da tecnologia de antenas, à medida que mais qualidade e desempenho era demandado dos sistemas de antenas (Stutzman, 2008). Com o advento de métodos computacionais e a rápida evolução dos computadores, problemas de grande complexidade antes intratáveis podem então ser analisados com detalhe e precisão. Nos sistemas de comunicação modernos as antenas têm um papel crucial, já que o seu desempenho tem grande impacto no desempenho de todo o resto do sistema.

O momento histórico no qual este trabalho situa-se é este. Por meio de simulações, é possível calcular, otimizar e prever resultados de testes, com muito boa concordância, de sistemas de antenas complexos. Dessa forma, o ciclo de projeto, desenvolvimento e testes de um sistema de antena torna-se muito mais curto, barato e eficiente do que era no passado.

Desenvolvimento

Nos próximos capítulos, no Capítulo 2, é descrita a situação-problema, as dificuldades envolvidas na colocação da antena junto ao sistema original, e os requisitos para a antena operar com um desempenho satisfatório. No Capítulo 3 as antenas que cobrem a banda (GSM 850/900), e a (GSM 1800/1900), são tratadas de forma independente, e ao final do capítulo, pela combinação dos seus resultados, obtemos a antena final. As características elétricas e de radiação da antena final são analisadas e os resultados do protótipo construído são apresentados e comentados. No Capítulo 4, uma análise dos resultados traça uma visão sistêmica da pesquisa desenvolvida, sua contribuição para o conhecimento de antenas e para o setor tecnológico-industrial nacional.

Capítulo 1

Conceitos Básicos

Uma antena pode ser definida como a “estrutura associada com a região de transição entre uma onda guiada e o meio livre”, ou vice-versa, isto é, a antena é um transdutor de ondas eletromagnéticas (Balanis, 1992). Para um sistema de telecomunicação, a antena é para o sistema assim como os olhos são para o ser humano. Como será visto na Seção 1.1, na análise do sistema de uma antena, primeiro as fontes de excitação são especificadas, e o objetivo então é determinar os campos elétrico e magnético radiados. Uma vez que isto é conseguido, um grande número de parâmetros e figuras de mérito que definem o desempenho da antena podem ser calculados. Impedância, ganho e polarização são alguns exemplos destes parâmetros, que serão discutidos na Seção 1.2. Já na Seção 1.3, discorre-se brevemente sobre o casamento de impedância, e a Seção 1.4 trata das ferramentas computacionais disponíveis e que serão usadas no desenvolvimento desta pesquisa.

1.1 Equações de Maxwell

Matematicamente, uma antena é um problema eletromagnético de condição de contorno (Balanis, 1989). Os campos radiados devem satisfazer as equações de Maxwell. Em um meio (ε, μ) sem perdas e assumindo soluções harmônica (convenção $e^{-j\omega t}$), as equações de Maxwell podem ser escritas como

$$\nabla \times \vec{E} = -\vec{M}_i - j\omega\mu\vec{H}, \quad (1.1a)$$

$$\nabla \times \vec{H} = +\vec{J}_i + j\omega\varepsilon\vec{E}, \quad (1.1b)$$

$$\nabla \cdot (\varepsilon\vec{E}) = +q_{ve}, \quad (1.1c)$$

$$\nabla \cdot (\mu\vec{H}) = +q_{vm}. \quad (1.1d)$$

onde $\vec{E} :=$ campo elétrico (V/m),

$\vec{H} :=$ campo magnético (A/m),

$\vec{J} :=$ densidade de corrente elétrica (A/m²),

$\vec{M} :=$ densidade de corrente magnética (V/m²),

$q_{ve} :=$ densidade de carga elétrica (Coulomb/m³),

$q_{vm} :=$ densidade de carga magnética (Webber/m³).

No sistema (1.1) \vec{J}_i , \vec{M}_i , q_{ve} e q_{vm} podem representar as fontes de excitação. As densidades de carga e de corrente relacionam-se pelas equações de continuidade

$$\nabla \cdot (\vec{J}_i) = -j\omega q_{ve}, \quad (1.2a)$$

$$\nabla \cdot (\vec{M}_i) = -j\omega q_{vm}. \quad (1.2b)$$

Para uma antena tipo fio metálico (monopolo, dipolo, rômica, etc.) uma densidade de corrente elétrica pode ser usada para representar a antena (Balanis, 1997). Na busca da solução do problema, o primeiro passo é definir a excitação, representada por \vec{J}_i , \vec{M}_i ou ambas. O passo seguinte é resolver as equações (1.1) para \vec{E} e \vec{H} , aplicando as condições de contorno necessárias. Este passo envolve a integração direta de um integrando normalmente complicado.

As equações (1.1a)–(1.1b) formam um sistema acoplado de equações diferenciais de primeira ordem, que pode ser desacoplado, tornando-se um sistema desacoplado diferencial de segunda ordem. A complexidade da resolução das equações (1.1a)–(1.1d) irá depender principalmente da complexidade da distribuição das fontes \vec{J}_i e \vec{M}_i . Por exemplo, na ausência de fontes, $\vec{J}_i = \vec{M}_i = 0$, e chegamos nas equações de propagação de uma onda TEM no meio (ϵ, μ) . Quando as fontes se encontram em uma estrutura não-trivial (como uma barra metálica retorcida, por exemplo) a descrição analítica torna-se complexa, e soluções numéricas podem ser obtidas usando as ferramentas computacionais discutidas na Seção 1.4.

1.1.1 Integrais Auxiliares

Resolvendo o sistema (1.1a)–(1.1d) diretamente nos dará as soluções dos campos \vec{E} e \vec{H} . No entanto, pode-se reduzir a complexidade do cálculo direto da solução, realizado um passo intermediário com o auxílio do vetor potencial magnético \vec{A} , e do vetor potencial elétrico \vec{F} . Os campos auxiliares \vec{A} e \vec{F} são calculados por

$$\vec{A} = \frac{\mu}{4\pi} \iint_S \vec{J}_i \frac{e^{-j\beta R}}{R} ds', \quad (1.3a)$$

$$\vec{F} = \frac{\epsilon}{4\pi} \iint_S \vec{M}_i \frac{e^{-j\beta R}}{R} ds', \quad (1.3b)$$

onde os eixos coordenados são detalhados na Figura 1.1, e a constante de fase é $\beta = 2\pi/\lambda$, em unidades de $[radianos/metro]$.

Usando a aproximação de campo distante da Figura 1.1b, a distância R pode ser aproximada por

$$R \approx \begin{cases} r - r' \cos \psi & \text{para termos de fase;} \\ r & \text{para termos de amplitude.} \end{cases} \quad (1.5)$$

nas equações (1.3a)–(1.3b) resulta em

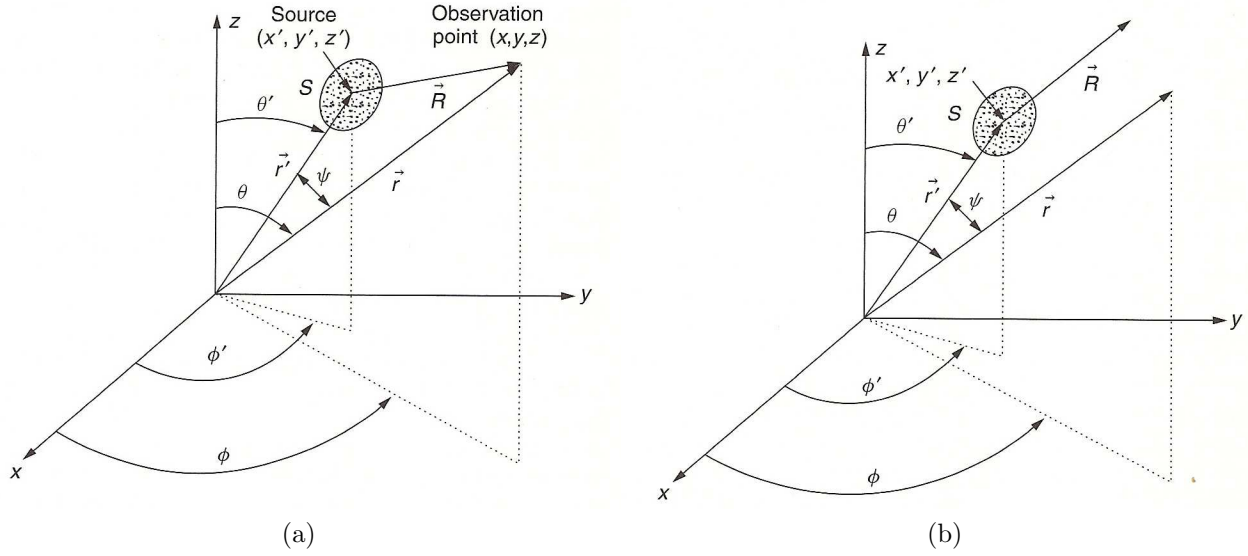


Figura 1.1: Sistema de eixos coordenados esféricos (Proakis, 2003). (a) Simplificação de campo-próximo. (b) Simplificação de campo-distante.

$$\vec{A} \approx \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \iint_S \vec{J}_i e^{j\beta r \cos \psi} ds' = \frac{\mu}{4\pi} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \vec{N}, \quad (1.6a)$$

$$\vec{N} = \iint_S \vec{J}_i e^{j\beta r \cos \psi} ds', \quad (1.6b)$$

$$\vec{N} = \vec{N}_r + \vec{N}_\theta + \vec{N}_\phi, \quad (1.6c)$$

$$\vec{F} \approx \frac{\varepsilon}{4\pi} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \iint_S \vec{M}_i e^{j\beta r \cos \psi} ds' = \frac{\varepsilon}{4\pi} \frac{e^{-j\beta r}}{r} \vec{L}, \quad (1.6d)$$

$$\vec{L} = \iint_S \vec{M}_i e^{j\beta r \cos \psi} ds' \quad (1.6e)$$

$$\vec{L} = \vec{L}_r + \vec{L}_\theta + \vec{L}_\phi. \quad (1.6f)$$

E então os campos $\vec{E} = \vec{E}_r + \vec{E}_\theta + \vec{E}_\phi$ e $\vec{H} = \vec{H}_r + \vec{H}_\theta + \vec{H}_\phi$ são dados por (Balanis, 1997):

$$\vec{E}_r \approx 0, \quad (1.7a)$$

$$\vec{E}_\theta \approx -j \frac{\beta}{4\pi} \frac{e^{-j\beta r}}{r} [L_\phi + \eta N_\theta], \quad (1.7b)$$

$$\vec{E}_\phi \approx +j \frac{\beta}{4\pi} \frac{e^{-j\beta r}}{r} [L_\theta - \eta N_\phi], \quad (1.7c)$$

$$\vec{H}_r \approx 0, \quad (1.7d)$$

$$\vec{H}_\phi \approx \frac{1}{\eta} \vec{E}_\theta, \quad (1.7e)$$

$$\vec{H}_\theta \approx -\frac{1}{\eta} \vec{E}_\phi. \quad (1.7f)$$

$$(1.7g)$$

O procedimento descrito é aplicável quando as fontes radiam em um meio homogêneo contínuo. Quando não é este o caso, deve-se aplicar teoremas específicos, como o Teorema das Imagens, para reduzir o problema até que as fontes radiem em um meio homogêneo contínuo (Kraus, 1988). Uma vez obtidas as soluções dos campos \vec{E} e \vec{H} radiados pelas fontes \vec{J}_i e \vec{M}_i , pode-se obter os parâmetros descritos na próxima seção.

1.2 Parâmetros Fundamentais

Muitos parâmetros e definições podem caracterizar uma antena ou um sistema de antenas. A referência (IEEE, 1983) busca padronizar o uso dos termos relativos a antenas, e alguns dos mais importantes, de uso prático, são descritos nesta seção.

1.2.1 Padrão de Radiação

O padrão de radiação é definido como “uma representação gráfica, normalmente de campo-distante, de algum parâmetro da antena como função das coordenadas esféricas θ e ϕ .” Parâmetros de grande interesse são ganho, diretividade, fase, polarização.

1.2.2 Lóbulos

Um lóbulo principal é definido como “o lóbulo de radiação que contém a direção de máxima radiação”. Em certas antenas, podem existir mais de um lóbulo principal. Um lóbulo lateral é definido como “um lóbulo de radiação em qualquer direção diferente do lóbulo principal”.

1.2.3 Impedância

Tanto no modo transmissor quanto no modo receptor, uma antena pode ser representada circuitualmente por um equivalente de Thévenin Z_A com

$$Z_A = (R_A) + jX_A = (R_r + R_L) + jX_A, \quad (1.8)$$

onde $Z_A :=$ impedância complexa dos terminais da antena (Ω),
 $R_A :=$ resistência total da antena (Ω),
 $R_r :=$ resistência de radiação da antena (Ω),
 $R_L :=$ resistência de perdas (Ω),
 $X_A :=$ reatância da antena (Ω).

A resistência de perdas leva em conta as perdas dielétricas e ôhmicas presentes na antena. Quando a impedância Z_A refere-se aos terminais da antena, refere-se à *impedância de entrada*.

1.2.4 Densidade de Potência

O vetor de densidade de potência, dado por

$$\vec{S} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* = \vec{S}_r + j\vec{S}_i, \quad (1.9)$$

é a densidade de potência dos campos radiados pela antena. A parte real de (1.9) é referida como densidade de radiação. A magnitude de \vec{S} , \vec{S}_r e \vec{S}_i têm unidades de (W/m²). A densidade de radiação \vec{S}_r é a parte real do vetor de Poynting médio em um período T (Cheng, 1989):

$$\langle \vec{S} \rangle = \frac{1}{2} \text{Re}(\vec{E} \times \vec{H}^*) = \text{Re}(\vec{S}) = \vec{S}_r. \quad (1.10)$$

1.2.5 Intensidade de Radiação

A intensidade de radiação U é definida como “a potência radiada pela antena por unidade de ângulo sólido (esferorradiano)”. Definido em campo distante, é dado por

$$U = r^2 \vec{S}_r, \quad (1.11)$$

e tem unidades de (W/radiano²). Na direção de intensidade máxima, define-se

$$U_0 = \max\{U(\theta, \phi)\}. \quad (1.12)$$

1.2.6 Largura de Feixe

A largura de feixe, ou abertura de feixe, é definida como a separação angular entre duas direções nas quais a intensidade de radiação é idêntica.

1.2.7 Antena Isotrópica

Uma *antena isotrópica* é “uma antena hipotética, sem perdas, que possui intensidade de radiação U igual em todas as direções.” A antena isotrópica, embora seja um elemento idealizado, é muitas vezes usado como base de referência para expressar quantidades direcionais de uma antena real.

1.2.8 Diretividade

Definida como “a razão entre a intensidade de radiação numa dada direção e a intensidade de radiação média em todas as direções.” A diretividade é um dos parâmetros de maior interesse prático. Sendo P_r a potência radiada pela antena em unidades de (W), a diretividade é uma grandeza escalar, calculada por

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_0} = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_r}. \quad (1.13)$$

1.2.9 Ganho

É provavelmente o parâmetro de maior importância de uma antena. Sua definição é “a razão entre a intensidade de radiação numa dada direção e a intensidade de radiação que seria obtida se a antena radiasse isotropicamente toda a potência recebida.” O ganho é uma grandeza escalar. Sendo P_a a potência, em unidades de (W), entregue nos terminais da antena, o ganho é expresso por

$$G(\theta, \phi) = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_a}. \quad (1.14)$$

Assim como para a diretividade, na direção de máximo ganho, define-se

$$G_0 = \max\{G(\theta, \phi)\}. \quad (1.15)$$

1.2.10 Eficiência de Radiação

É definida como “a razão da potência total radiada pela potência total recebida pela antena do transmissor conectado aos seus terminais.” Usando (1.8), pode ser escrita como

$$e_r = \frac{P_r}{P_a} = \frac{R_r}{R_r + R_L}. \quad (1.16)$$

Portanto, para uma antena sem perdas, $P_r = P_a$, de modo que $G = D$.

1.2.11 Polarização da Antena

A polarização de uma antena é determinada pela configuração dos campos radiados. Pode ser classificada, de modo geral, em *linear*, *circular* e *elíptica*, a depender das amplitudes e fases relativas das componentes (E_θ, E_ϕ) ou (H_θ, H_ϕ) . Diz-se que uma antena, ou sistema de antenas, tem diversidade de polarização quando radia simultaneamente campos em polarizações diferentes.

1.2.12 Potência Radiada Total

A potência radiada total (TRP – *Total Radiated Power*), em unidades de (dBm), é uma medida da quantidade de potência radiada por uma antena quando é conectada a uma fonte real (físicamente presente). É uma medida ativa, o que significa que um transmissor energizado é usado para alimentar a antena, e o resultado leva em conta todos os efeitos do sistema e do ambiente, como múltiplos-caminhos do sinal, região de sombra da cobertura do sinal transmissor, perdas ômicas na antena e conectores. O TRP muitas vezes é usado como parâmetro de qualidade do desempenho de um transmissor.

1.2.13 Sensibilidade Isotrópica Total.

A sensibilidade isotrópica total (TIR – *Total Isotropic Sensitivity*), assim como o TRP, também é apresentado em unidades de (dBm), é a mínima potência detectável por um dispositivo.

1.3 Casamento de Impedância

Sendo Z_A a impedância de entrada da antena e Z_G a impedância da fonte acoplada aos seus terminais, a relação entre estas impedâncias determina a quantidade de potência gerada pela fonte que de fato é aceita pela antena (Pozar, 2009). Sendo P_s a potência gerada pela fonte, e P_a a potência aceita pelos terminais da antena, a condição de máxima transferência de potência ocorre quando $Z_A = Z_G^*$. Quando $Z_A = Z_G^*$ diz-se que a antena está casada com a fonte.

Na situação $Z_A \neq Z_G^*$, para se obter o casamento da antena, é preciso modificar a impedância Z_A . Existem diversos métodos para se obter o casamento, como uma rede LC sintetizada (Yarman, 2007), circuitos de tocos, e transformadores de impedância. As redes LC são particularmente interessantes pois atingem casamento em uma faixa de frequência tipicamente maior do que é possível com tocos. No entanto, não há uma solução explícita para a solução do sistema sintetizado, e etapas de otimização devem ser previstas no projeto destas redes (Abrie, 2009).

1.4 Simulador e Métodos Numéricos

Uma etapa fundamental na análise e projeto de dispositivos de micro-ondas é a simulação numérica. Dentro desse contexto, pacotes comerciais como *CST Design Studio*®, *HFSS*®, *FEKO* e outros, apresentam uma série de ferramentas aplicadas à grande maioria dos projetos de micro-ondas e baixas frequências, permitindo projetar sistemas e componentes com sofisticadas geometrias sem a necessidade de se lidar com as dificuldades inerentes ao processo de fabricação. Ademais, permite a avaliação da qualidade do processo de fabricação uma vez que as imperfeições inerentes ao processo de fabricação não são inicialmente incluídas no modelo numérico. Além disso, tais ferramentas simplificam a interpretação de resultados uma vez que usando modelos computacionais é possível se ter acesso a grandezas como a distribuição de campos eletromagnéticos, padrão de radiação, perda de retorno e outras grandezas físicas muitas vezes não acessíveis em modelos reais.

Para as simulações eletromagnéticas desta pesquisa, foi utilizado o método FIT (*Finite Integration Technique*) implementado pelo módulo MICROWAVE STUDIO® do software comercial CST DESIGN ENVIRONMENT® (CST, 2010). Convém notar que o método numérico FIT, quando aplicado a uma malha hexaédrica ortogonal estruturada com representado na Figura 1.2a, carrega forte similaridade com o método das diferenças finitas FDTD (*Finite Difference Time Domain*). Quando trata-se do domínio da frequência, o modelo é representado por uma malha tetraédrica como representado na Figura 1.2b. Nesse caso, o FIT assemelha-se ao (FEM - *Finite Element Method*).

A representação tetraédrica consegue uma representação mais precisa da geometria do modelo, como visto na Figura 1.2b, entretanto, pela implementação realizada pelo simulador CST, é eficiente apenas quando a faixa de frequência é de até 10% em relação à frequência central da simulação. Em outros termos, se a faixa de simulação vai da frequência inicial f_1 até a frequência

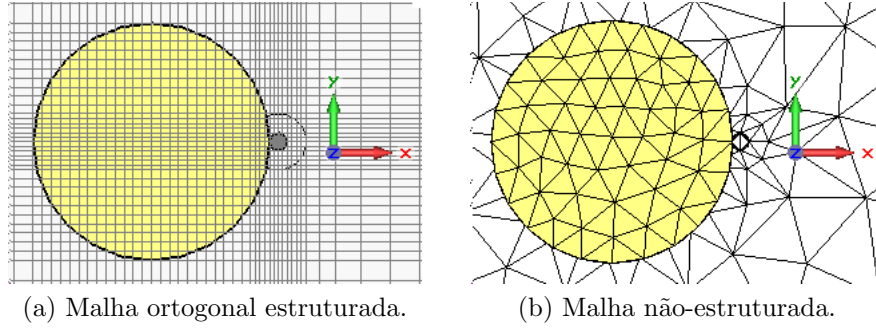


Figura 1.2: Representação de malha em dois domínios. (a) No tempo e (b) Na frequência.

final f_2 , então a frequência central é $f_c = \frac{f_1+f_2}{2}$, e deve-se considerar a banda relativa:

$$\frac{f_2 - f_1}{f_c} \begin{cases} < 10\% & \rightarrow \text{domínio da frequência,} \\ > 10\% & \rightarrow \text{domínio do tempo.} \end{cases}$$

Como será visto no Capítulo 2, para o espectro GSM 850/900/1800/1900:

$$\begin{aligned} f_1 &= 0.8244\text{GHz}, \quad f_2 = 1.9898\text{GHz}, \\ f_c &= \frac{f_1 + f_2}{2} = 1.4\text{GHz}, \\ \frac{f_2 - f_1}{f_c} &= 82.8\% \rightarrow \textbf{domínio do tempo.} \end{aligned}$$

Dada essa limitação do FIT no domínio da frequência implementado pelo CST, este método é apenas usado quando se quer checar o comportamento do modelo em pontos isolados de frequência dentro das faixas GSM.

Veremos no Capítulo 2 seguinte a definição da situação-problema, as características elétricas do modem que usará a antena como transceptor, os requerimentos para a antena, e as características físicas do sistema onde a antena será integrada.

Capítulo 2

Definição do Problema

No conjunto de sistemas automotivos modernos, o sistema de localização do automóvel contribui para aumentar o seu grau de utilidade para o usuário, fornecendo dados para outras partes do sistema que podem pós processá-los e combiná-los com dados de mapas e rota, provendo informações precisas ao usuário. Simplificadamente, como na ilustração da Figura 2.1, o sistema localizador deve possuir:

- modem,
- antena GSM,
- antena GPS, e
- rede de casamento entre antena GSM–modem.

Para a transmissão de dados, o modem usa o protocolo GPRS (*General Packet Radio Service*), através da interface de camada física da rede proporcionada pela antena GSM. Os dados de geolocalização são obtidos através do sub-sistema da antena GPS.

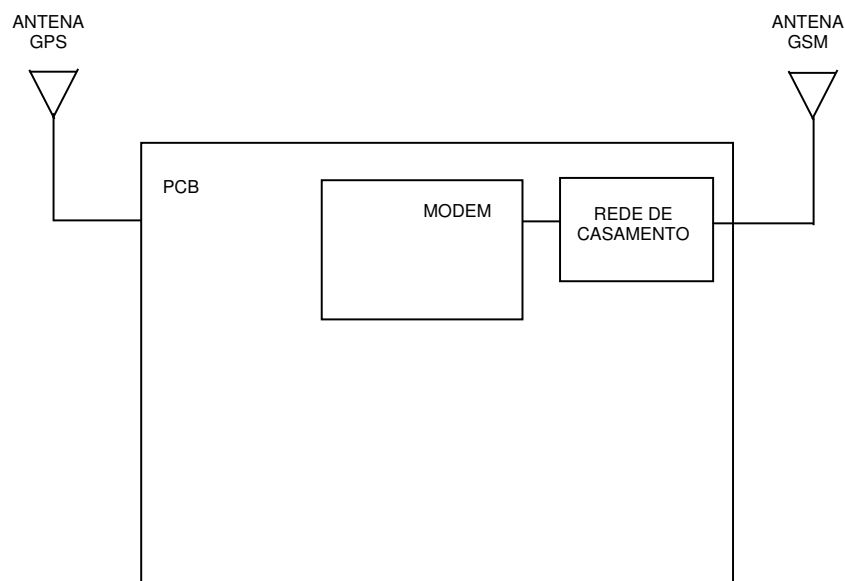


Figura 2.1: Arquitetura simplificada de um dispositivo móvel com sub-sistema localizador.

Tabela 2.1: Empilhamento de camadas do sistema original.

Camada	Descrição	Material	Espessura (μm)
TOP	Antena GSM & GPS	Cu 1/2 oz + soldas	45
Dielétrico 1–2		Prepreg FR-4	240
INNER2	Camada de Sinal	Cu 1/2 oz	17
Dielétrico 2–3		Core FR-4	360
INNER3	Camada GND	Cu 1/2 oz	17
Dielétrico 3–4		Prepreg FR-4	240
INNER4	Camada VCC	Metal	17
Dielétrico 4–5		Core FR-4	360
INNER5	Camada de Sinal	Cu 1/2 oz	17
Dielétrico 5–6		Prepreg FR-4	240
BOTTOM		Cu 1/2 oz + soldas	45
TOTAL			1598

A 1ª versão do sistema (ou sistema original, como será referido) é um dispositivo já em uso, que porém necessita de barateamento de produção, ao mesmo tempo que deve manter ou melhorar seu desempenho como móvel GSM. Nele será integrada a antena GSM proposta, sendo que o sistema está embarcado em uma PCB de 6 camadas, empilhado conforme a Tabela 2.1, e tem dimensões $128 \times 66 \times 1.598 \text{ mm}^3$.

A antena GPS é uma antena tipo *patch* com substrato cerâmico $\varepsilon_r \approx 18$, soldada sobre a PCB, e não será objeto de estudo no desenvolvimento desta dissertação. Para a instalação da antena GSM, há uma área reservada de $\approx 55 \times 11 \text{ mm}^2$, onde a antena pode ser acoplada ao sistema de duas maneiras, como mostrado na Figura 2.2 representativa da camada TOP da 1ª versão do sistema:

1. pelo contato RF1, onde a antena poderia ser soldada sobre a própria PCB, usufruindo do corpo da mesma como plano-terra, e
2. pelo contato RF2, por onde poderia ser conectado um cabo que liga à antena externa, possivelmente até mesmo em outra parte do veículo, distante da PCB.

Isoladamente, a antena estaria desbalanceada, e após instalada, o corpo da PCB serviria com plano-terra para o balanceamento da antena. Os *layouts* das demais camadas podem ser conferidos no Apêndice A. Um grande número de artigos na literatura propõe diferentes soluções de antenas multibandas do tipo externas (Hsu, 2008), (Kwak et al., 2006), e (Islam and Karhu, 2010). A proposta de desenvolvimento desta dissertação engloba a integração da antena em uma das seis camadas, e a mesma deve ser casada com a impedância do modem de 50Ω . Este casamento pode ser obtido através de uma rede de componentes discretos ou manipulando a

própria impedância de entrada da antena para se obter o casamento com o modem sem lançar mão de uma rede de casamento.

Com o intuito de minimizar interferência entre os sinais RF e os demais circuitos, algumas mudanças preliminares no layout do sistema foram propostas:

1. A delimitação da área da antena precisa ser movida da parte centro-lateral maior do sistema para tomar completamente uma parte lateral menor do mesmo,
2. O modem precisa ser movido para a adjacência da nova área reservada para a antena.

Desse modo, com o item 1 conferimos melhores características de compatibilidade eletromagnética, e com o item 2 reduzimos perdas do sinal na linha de transmissão antena-modem, que seriam altas, caso o sinal devesse percorrer toda o comprimento da PCB para chegar da antena ao modem.

Além destas vantagens, na região reservada para a antena no sistema original, as camadas INNER2 e INNER3 são metalizadas (ver Apêndice A), de modo que a construção de uma antena embutida nesta área fica comprometida.

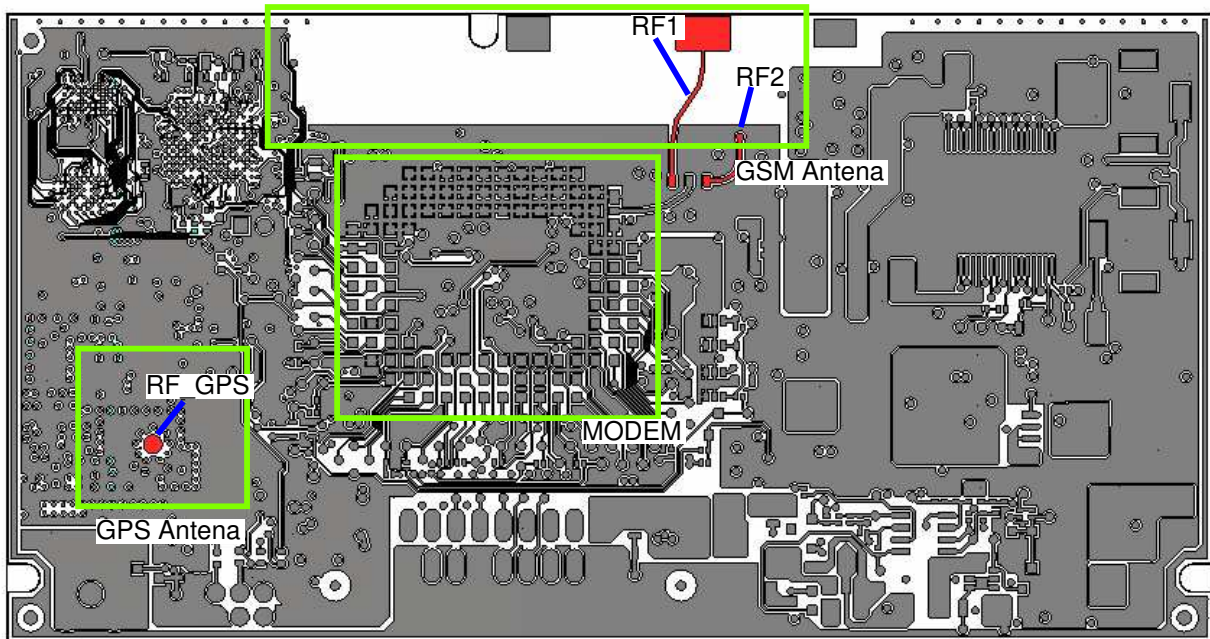


Figura 2.2: Sistema embarcado, 1ª Versão, destacando o modem e a área reservada para as antenas. Um *jumper* deve ser usado para ligar RF1 ou RF2 ao modem. O ponto de conexão da antena do GPS também é mostrado. Este layout será modificado para acomodar a antena GSM integrada.

2.1 Modem

O modem em questão trata-se do modelo BGS3 da Cinterion. Sua interface com a PCB se dá por 119 conectores, sendo o conector #96 (ver Figura 2.3) o contato com a antena GSM.

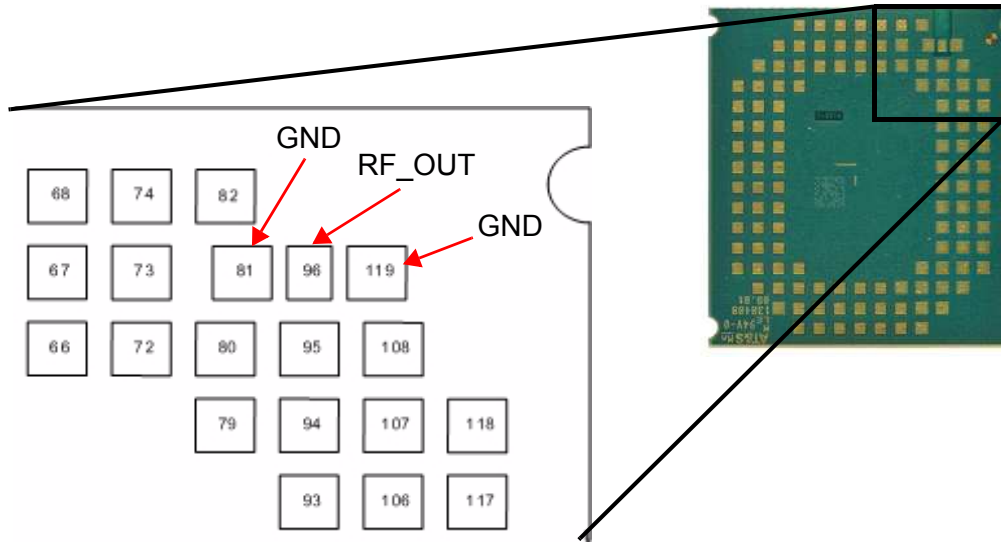


Figura 2.3: Interface física do modem. O pino #96 liga-se diretamente à antena GSM, enquanto os pinos adjacentes são aterrados.

Sua impedância de porta é definida em 50Ω e o nível desejado de casamento com a antena GSM deve ser melhor que -6 dB. O modem interpreta comandos AT (ATenção) para receber e executar chamadas, dentre inúmeras outras funções. Os comandos AT são particularmente úteis aos testes do protótipo operacional, pois, enviando comandos remotamente ao protótipo, permitem estabelecer o link de rádio entre o dispositivo e estação rádio base emulada. A pinagem do modem e a descrição completa do hardware podem ser conferidos no Anexo B e em (Cinterion, 2012b), e a listagem dos comandos AT aceitos em (Cinterion, 2012a).

O espectro de uso das frequências GSM é listado na Tabela 2.2. A equivalência entre o ARFCN (Número Absoluto de Canal de Rádio Frequência) e a frequência usada em MHz pelo canal é:

$$\begin{aligned}
 & f_{\text{uplink}} \\
 \text{GSM 850} & 824.2 + 0.2 \times (\text{ARFCN} - 128), & (2.1a) \\
 \text{E-GSM 900} & 890.0 + 0.2 \times \text{ARFCN} & ; \text{ARFCN} = \{0 - 124\}, & (2.1b) \\
 & 890.0 + 0.2 \times (1024 - \text{ARFCN}) & ; \text{ARFCN} = \{975 - 1023\}, & (2.1c) \\
 \text{GSM 1800} & 1710.2 + 0.2 \times (\text{ARFCN} - 512), & (2.1d) \\
 \text{GSM 1900} & 1850.2 + 0.2 \times (\text{ARFCN} - 512), & (2.1e)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & f_{\text{downlink}} \\
 \text{GSM 850} & 869.2 + 0.2 \times (\text{ARFCN} - 128), & (2.2a) \\
 \text{E-GSM 900} & 935 + 0.2 \times \text{ARFCN} & ; \text{ARFCN} = \{0 - 124\}, & (2.2b) \\
 & 935 + 0.2 \times (1024 - \text{ARFCN}) & ; \text{ARFCN} = \{975 - 1023\}, & (2.2c) \\
 \text{GSM 1800} & 1805.2 + 0.2 \times (\text{ARFCN} - 512), & (2.2d) \\
 \text{GSM 1900} & 1930.2 + 0.2 \times (\text{ARFCN} - 512), & (2.2e)
 \end{aligned}$$

de modo que temos as faixas contínuas de 824.2–959.8 MHz e 1710.2–1989.8 MHz a serem cobertas pela antena. Este espectro é representado graficamente na Figura 2.4.

Tabela 2.2: Frequência dos canais GSM.

		Min (MHz)	Max (MHz)	ARFCN
<i>Up-Link</i>	GSM 850	824	849	128–251
	E-GSM 900	880	915	0–124 e 975–1023
	GSM 1800	1710	1785	512–885
	GSM 1900	1850	1910	512–810
<i>Down-Link</i>	GSM 850	869	894	128–251
	E-GSM 900	925	960	0–124 e 975–1023
	GSM 1800	1805	1880	512–885
	GSM 1900	1930	1990	512–810

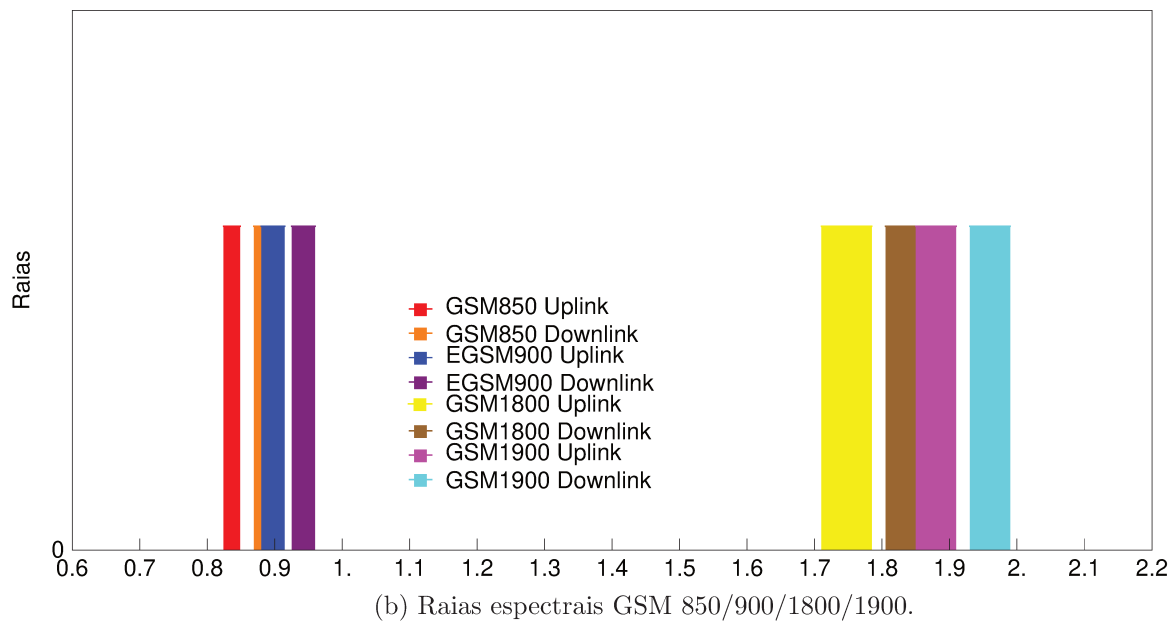
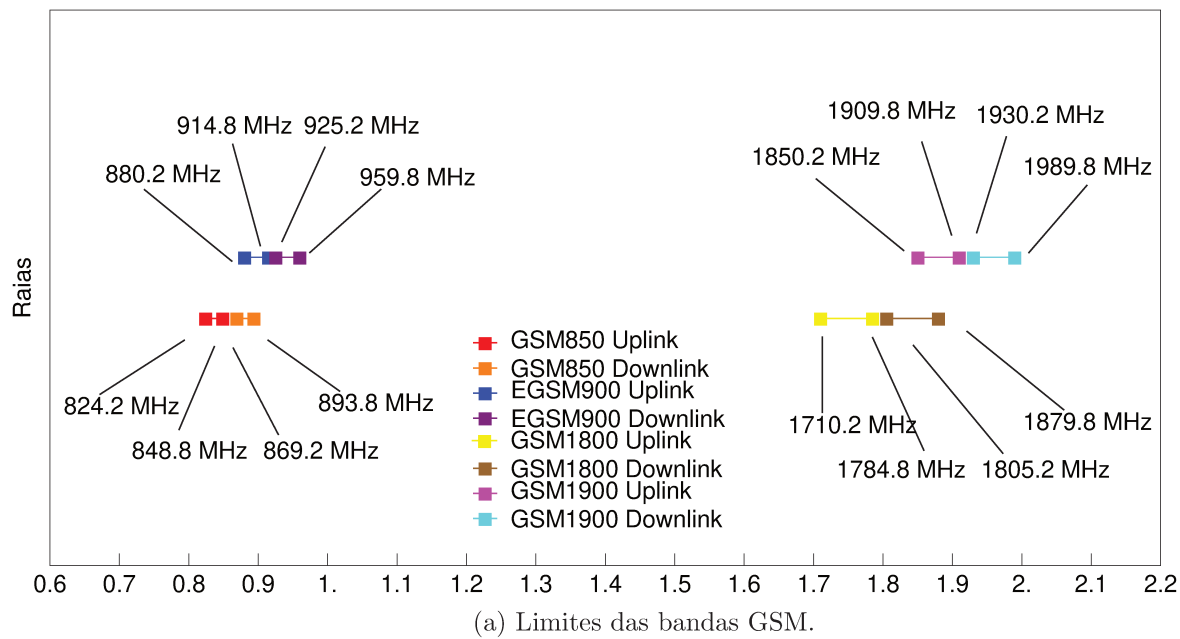


Figura 2.4: Uso espectral das bandas GSM. Nota-se uma curta faixa de interseção entre as bandas *Downlink* GSM850 e *Uplink* EGSM900, e entre *Downlink* GSM1800 e *Uplink* GSM1900. O protocolo de comunicação GSM permite esta interposição, pois o fluxo de dados se dá por uma banda apenas, como GSM850 Up/Down ou GSM1800 Up/Down, sem mistura de bandas como por exemplo GSM900 Up e GSM850 Down.

2.2 Material

O material de substrato é FR-4, e tem as propriedades elétricas mostradas na Tabela 2.3. O conhecimento do valor da permissividade elétrica relativa ε_r é crucial para se determinar o comprimento dos braços ressonantes da antena. Tipicamente o material fornecido pelos fabricantes está no intervalo $\varepsilon_r = [4, 2 - 4, 7]$. Aqui nós adotamos para o material o valor de $\varepsilon_r = 4,3$ como o valor nominal, e uma tangente de perdas $\tan \delta = 2,5 \times 10^{-2}$, que são os valores checados experimentalmente.

Tabela 2.3: Propriedades Elétricas FR-4.

	Mínimo	Nominal	Máximo
ε_r	4,2	4,3	4,7
$\tan \delta$	$1,0 \times 10^{-2}$	$2,5 \times 10^{-2}$	$7,0 \times 10^{-2}$

2.3 Empilhamento

O empilhamento de camadas do protótipo final (Tabela 2.4) será similar ao do sistema original, exceto pela permutação na posição das camadas de INNER3 e GND. A Tabela 2.3 define as características elétricas do material FR-4 usado como substrato. O metal do fabricante é cobre. O detalhe da transição de camadas do sinal GSM é mostrado na Figura 2.5.

Tabela 2.4: Sequência de empilhamento das camadas do protótipo.

Camada	Descrição	Material	Espessura (μm)
TOP	Antena GPS	Cu 1/2 oz + soldas	45
Dielétrico 1–2		Prepreg FR-4	240
INNER2	Camada de Sinal	Cu 1/2 oz	17
Dielétrico 2–3		Core FR-4	360
INNER3	Camada de Sinal	Cu 1/2 oz	17
Dielétrico 3–4		Prepreg FR-4	240
INNER4	Antena GSM e Camda VCC	Metal	17
Dielétrico 4–5		Core FR-4	360
INNER5	Camada GND	Cu 1/2 oz	17
Dielétrico 5–6		Prepreg FR-4	240
BOTTOM	Camada de Sinal	Cu 1/2 oz + soldas	45
TOTAL			1598

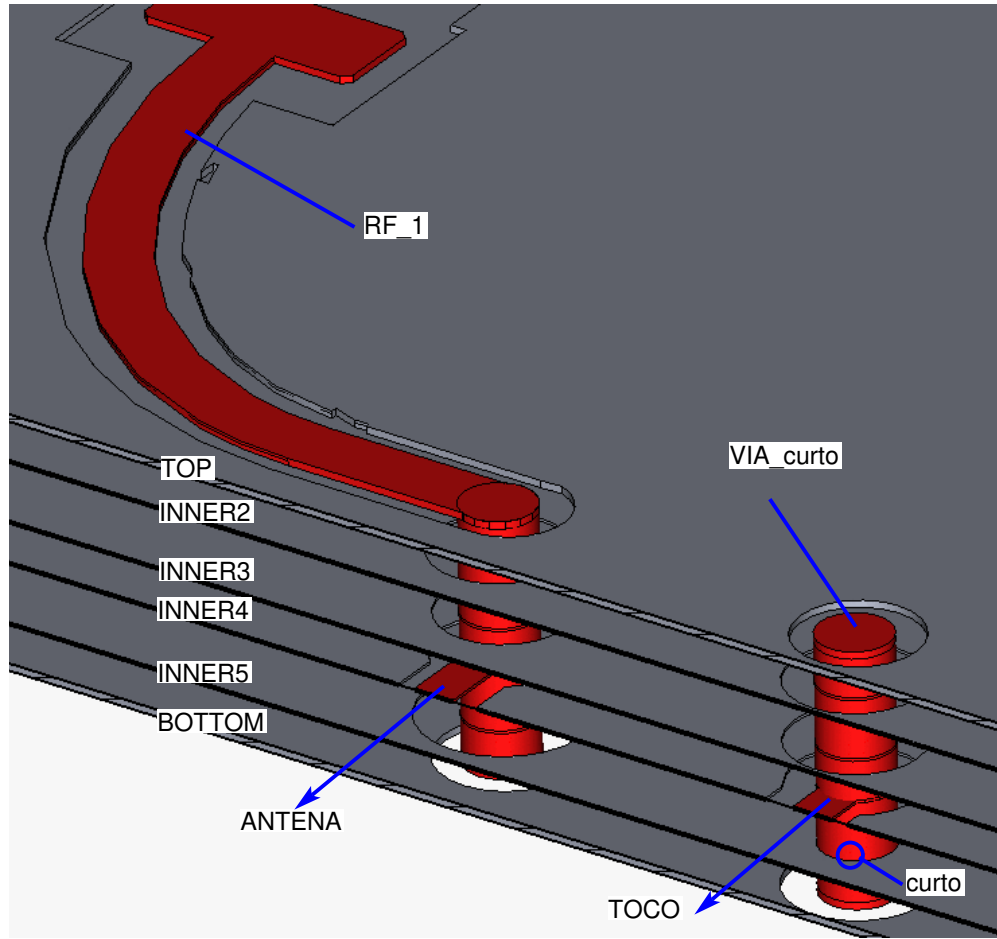


Figura 2.5: Transição de camadas do sinal GSM. Nesta imagem do modelo computacional, foi removido todo o material dielétrico FR4 para facilitar a visualização da estrutura da transição. Pode ser visto o curto-circuito do toco com INNER5. O curto-circuito de INNER3 e INNER5 é feito em outra parte da placa, e não é mostrado.

2.4 Estrutura de Alimentação

A estrutura de entrada da antena, na camada INNER4, é do tipo *stripline*, onde a linha de entrada da antena é o condutor central, e as camadas INNER3 e INNER5 formam o plano-terra, conforme descrito da Figura 2.6. De acordo com (Pozar, 2009), para uma impedância característica $Z_0=50 \Omega$, devemos ter

$$\begin{aligned}
 Z_0 &= \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{b}{w_1 + 0.441b}, \\
 w_1 &= b \left(\frac{30\pi}{Z_0 \epsilon_r} - 0.441 \right) \leftarrow b = h_1 + h_2, \\
 w_1 &= (h_1 + h_2) \left(\frac{30\pi}{Z_0 \epsilon_r} - 0.441 \right) = 0.28 \text{ mm}.
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

onde na estrutura deve-se obedecer $w_2 \gg w_1$. Neste equacionamento a estrutura é considerada simétrica, isto é, aproximou-se $h_1 = h_2$, argumento que não é verdade para o empilhamento de

camadas da Tabela 2.4. A estrutura da Figura 2.6 foi simulada e a dimensão w_1 foi corrigida para se obter uma impedância Z_0 próxima de 50Ω , conforme os resultados da coluna Simulado² da Tabela 2.5.

Tabela 2.5: Resultados da impedância característica da linha de alimentação.

Parâmetro	Calculado	Simulado ¹	Simulado ²
w_1 [mm]	0.28	0.28	0.254
w_2 [mm]	1.37	1.37	1.37
h_1 [mm]	$\frac{0.24+0.36}{2}$	0.240	0.240
h_2 [mm]		0.360	0.360
Z_0	50	43.4	49.7

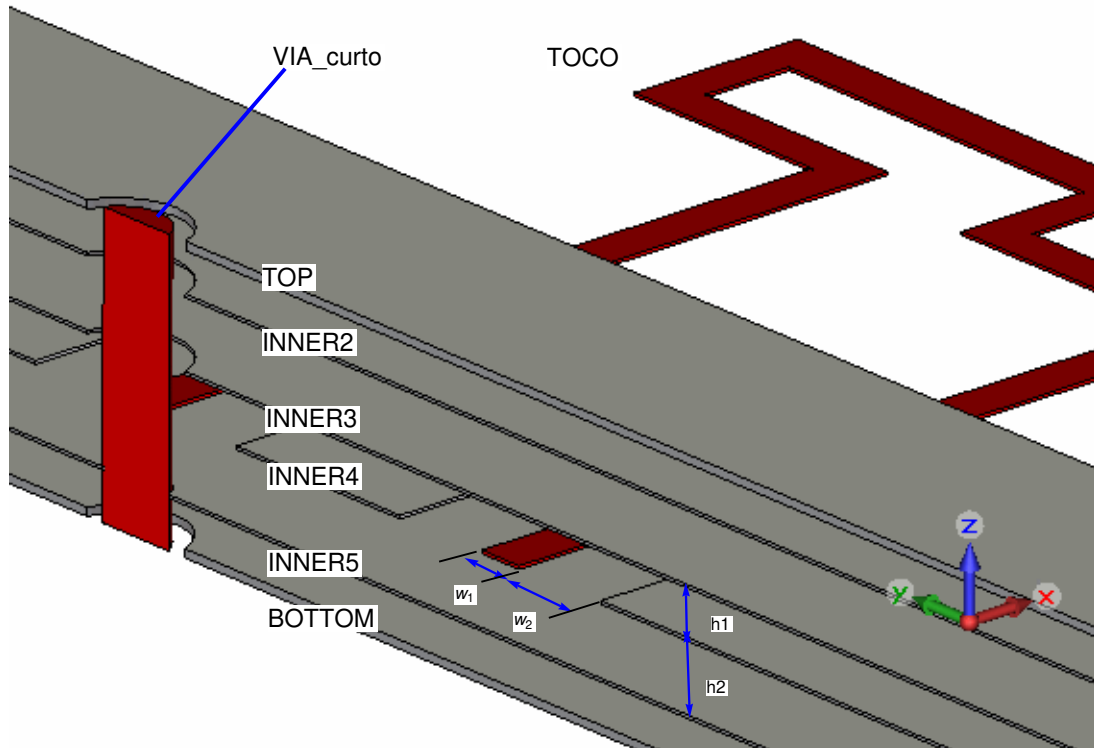


Figura 2.6: Estrutura de alimentação da antena. Com h_1 e h_2 fixados pela Tabela 2.4, o parâmetro w_1 é ajustado para uma impedância de característica $Z_0 \approx 50 \Omega$.

2.5 Requisitos da antena GSM

A antena GSM a ser desenvolvida deverá se enquadrar nos requisitos da Tabela 2.6 a seguir.

Tabela 2.6: Especificações da antena GSM.

Parâmetro	Unidade	Min	Típico	Max	Observação
Z_{IN}	Ω		50		
S_{11}	dB	-6		0	Modem suporta descasamento completo
VSWR	escalar	3:1	1.67:1	10:1	¹
G	dB	-6	0		Diagrama de radiação omnidirecional
ϵ_r	%		50		
TRP	dBm		+27		GSM 850/900
TRP	dBm		+24		GSM 1800/1900
TIS	dBm		-99		² Sensibilidade do modem é -104 dBm
b	mm		4	8	³
f	MHz	⁴ Bandas GSM 850/900/1800/1900			
Polarização		⁵ Indiferente			

¹ Embora o modem suporte um descasamento completo no pino #96, um VSWR<10:1 garante o seu funcionamento adequado.

² Embora o modem detecte sinas de intensidade -104 dBm, por padrão, a potência mínima de uma torre transmissora GSM é -99 dBm.

³ Comprimento menor da área reservada para a antena.

⁴ Ver Tabela 2.2.

⁵ Uma torre transmissora GSM radia com diversidade de polarização.

2.5.1 Geometria da antena GSM

O formato da antena integrada desenvolvida consiste em dois braços ressonantes, de comprimento aproximado $\lambda_g/4$ em 900 MHz e 1800 MHz cada, construídos em paralelo, com um toco casador em curto, posicionado na entrada da linha de alimentação. O cálculo a seguir considera que a antena está no interior de um meio homogêneo infinito de constante dielétrica relativa $\epsilon_r = 4.3$. O braço ressonante em $f_1 = 900$ MHz é um monopolo de quarto de onda, de comprimento ℓ_1 calculado por:

$$\ell_1 = \frac{1}{4} \frac{c_0}{f_1 \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{4} \frac{3 \cdot 10^{11}}{900 \cdot 10^6 \sqrt{4.3}} = 40.18 \text{ mm}, \quad (2.4)$$

e o braço ressonante em $f_2 = 1800$ MHz, de comprimento ℓ_2 por:

$$\ell_2 = \frac{1}{4} \frac{c_0}{f_2 \sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{1}{4} \frac{3 \cdot 10^{11}}{1800 \cdot 10^6 \sqrt{4.3}} = 19.04 \text{ mm.} \quad (2.5)$$

Como será visto no próximo capítulo, será necessário usar toda a área de PCB que puder ser disponibilizada para a antena, isto é, $b = 8 \text{ mm}$. Isto contribui para maior flexibilidade de reconfiguração da geometria dos braços ressonantes, e também para isolar o restante do sistema dos sinais eletromagnéticos radiados pela antena. Um nível de perda de retorno adequado ($S_{11} < -6 \text{ dB}$) será obtido em boa parte das faixas, graças ao casamento de impedância proporcionado pelo toco que será introduzido em paralelo com a antena. A eficiência de radiação obtida no modelo computacional mostrará ser adequada, e o TRP estimado mostrará estar em boa concordância com os testes realizados.

Capítulo 3

Desenvolvimento e Resultados

Os dois braços ressonantes da antena podem ser considerados em separado, de modo que a antena final é, efetivamente, a superposição de duas antenas independentes. Este conceito é demonstrado nas seções seguintes. A estrutura de toco que substituirá a rede de casamento é então aplicada nas antenas, e os resultados são aqui apresentados e comparados. Destaca-se o fato de o toco não estar confinado na estrutura de guiamento proporcionada pelas camadas metálicas da PCB, tornando a realização do casamento dificultosa. Entretanto, os cálculos iniciais garantem um bom ponto de partida das otimizações da geometria do toco. Graça ao toco melhorado proposto, pôde-se aumentar a banda de casamento da antena. Os resultados do protótipo completo, testado em uma câmara de reverberação Bluetest RTS60 no Instituto Eldorado, Campinas, mostram os dados de TRP do móvel no interior de uma célula GSM emulada.

3.1 Antena GSM850/900

O braço ressonante em $f = 900$ MHz, mais longo, tem o comprimento calculado pela equação (2.4). Este cálculo considera que a antena está no interior de um meio homogêneo infinito de $\varepsilon_r = 4.3$. Contudo, de acordo com a Tabela 2.4, a placa de FR4 tem uma espessura finita de $1598\mu\text{m}$, o que torna a constante dielétrica efetiva $\varepsilon_{r_{\text{eff}_1}} < \varepsilon_r$. De fato, a estrutura simulada da Figura 3.1a mostra uma ressonância em torno de $f'_1 = 1.125$ GHz (ver curvas ANT1 na Figuras 3.1–3.5), o que resulta em uma constante dielétrica efetiva de:

$$\varepsilon_{r_{\text{eff}_1}} = \left(\frac{1}{4} \frac{c_0}{f'_1 \ell_1} \right)^2 = \left(\frac{1}{4} \frac{3 \cdot 10^8}{1.125 \cdot 10^9 \times 40.18 \cdot 10^{-3}} \right)^2 = 2.752 \quad (3.1)$$

portanto, o comprimento ℓ_1 do braço deve ser aumentado para ajustar a ressonância em torno de 900 MHz. Devido às restrições de espaço na PCB, esta antena precisa ser dobrada, conforme o esquema da Figura 3.1b. Esta modificação também contribui para aumentar a diversidade de polarização da antena. Depois de dobrada e trazida para ressoar em 900 MHz, temos as curvas correspondentes ANT1' nas Figuras 3.1–3.5. Destas figuras observa-se que a impedância $Z_{\text{ANT1}'} = R_{\text{ANT1}'} + jX_{\text{ANT1}'}$ não está casada com $Z_0 = 50 \Omega$. A impedância exata do casador perfeito é obtida resolvendo o sistema a seguir para Z_{CASADOR} e isolando as partes real e imaginária:

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{R_{ANT1'} + jX_{ANT1'}} + \frac{1}{Z_{CASADOR}} \quad (3.2)$$

Este casador será um toco em curto, como calculado na Seção 3.3.

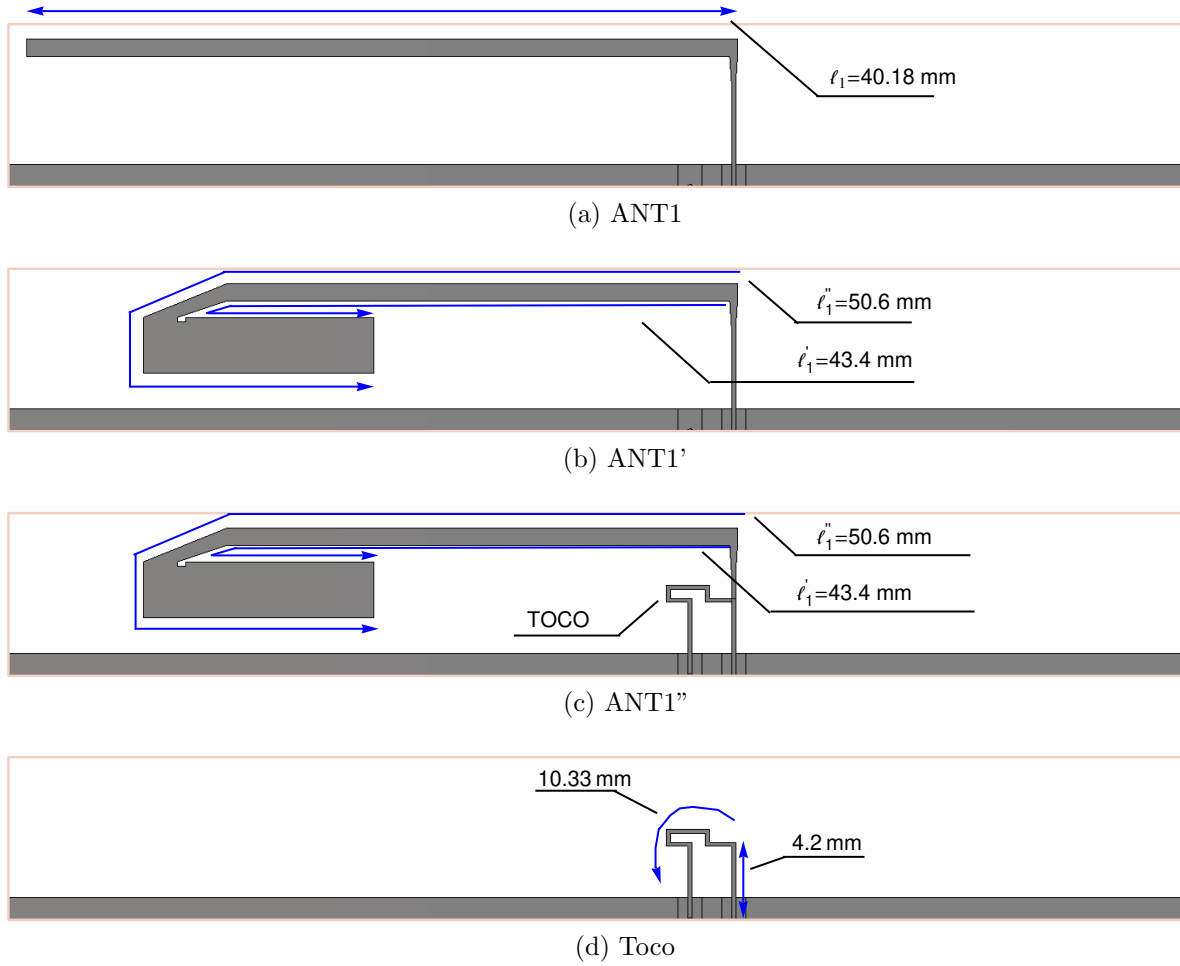


Figura 3.1: Modelos computacionais da geometria do braço ressonante nas bandas GSM 850/900. (a) ANT1, conforme cálculos preliminares. (b) ANT1', após construção da dobra e sintonizada em f_1 . (c) ANT1'', antena dobrada e otimizada com toco de casamento. (d) CASADOR a toco em curto.

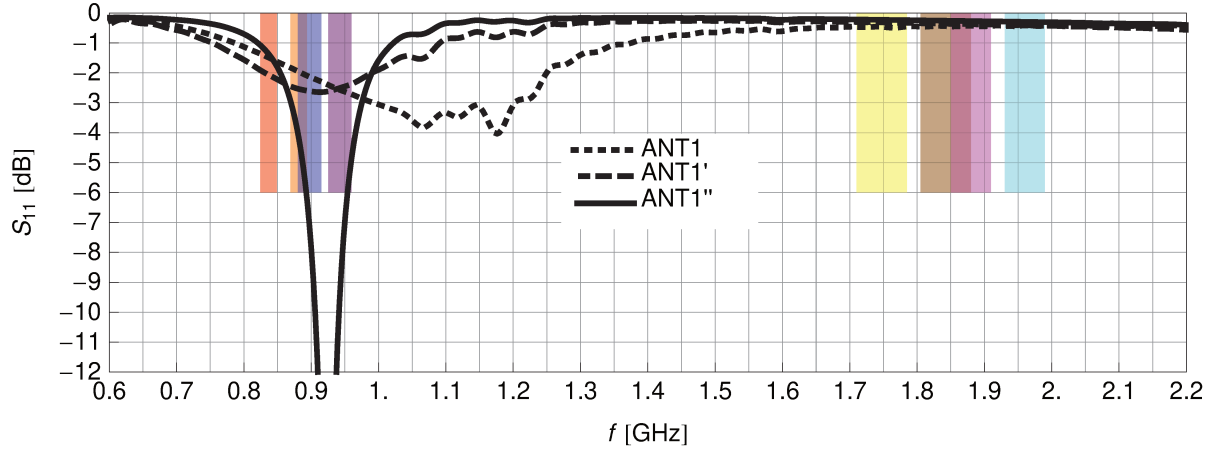


Figura 3.2: Perda de retorno simulada do braço ANT1.

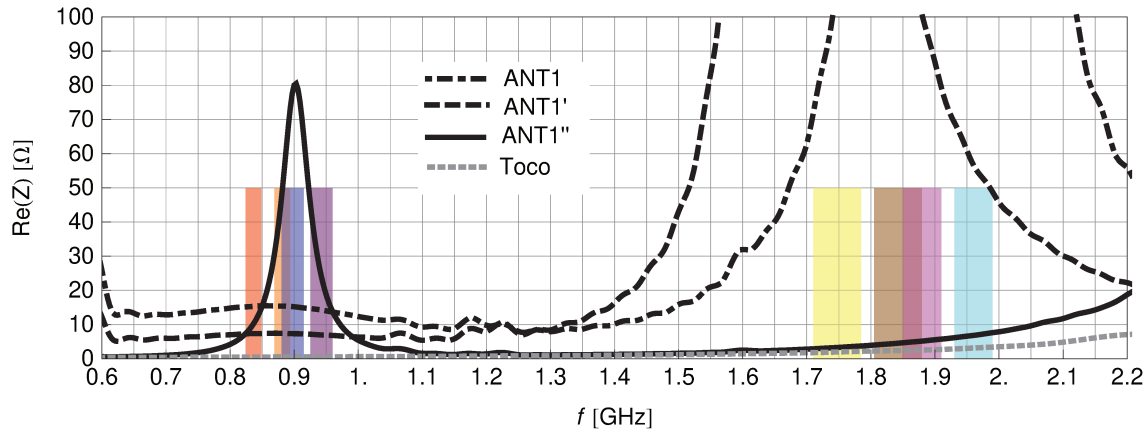


Figura 3.3: Resistência simulada do braço ANT1.

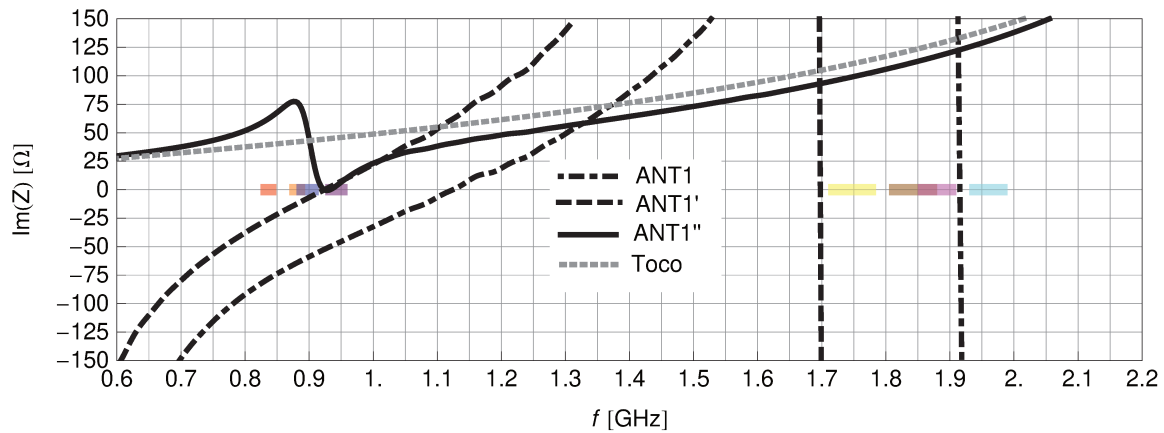


Figura 3.4: Reatância simulada do braço ANT1.

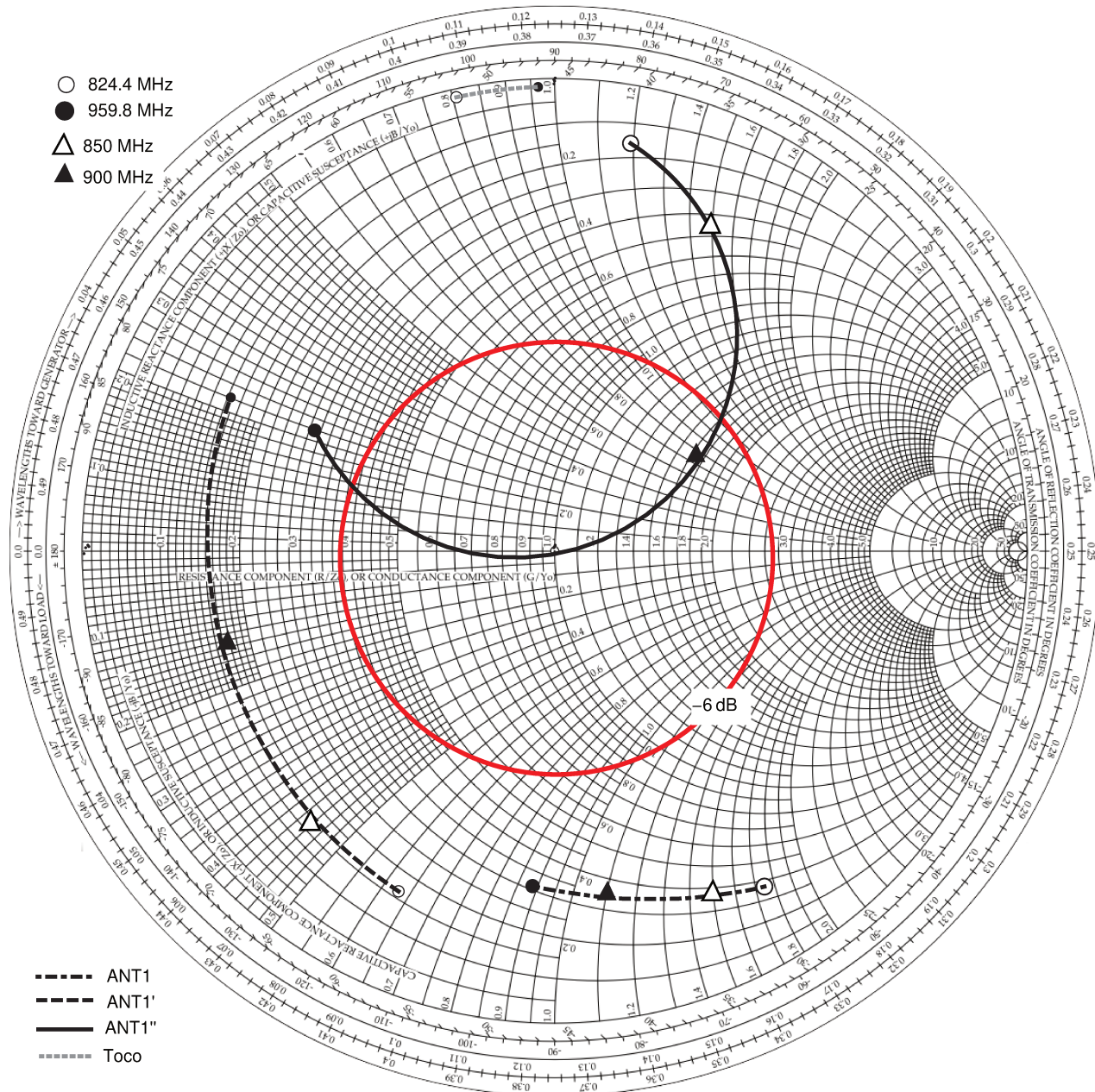


Figura 3.5: Carta de Smith de impedância simulada do braço ANT1. Observa-se que a curva de impedância de ANT1'' passa pelo ponto de casamento perfeito no centro da carta.

3.2 Antena GSM1800/1900

Já o braço ressonante em $f = 1800$ MHz, mais curto, tem o comprimento $\ell_2 = 19.04$ mm como calculado pela equação (2.5). A Figura 3.6a mostra o braço ressonante ANT2 construído baseado neste cálculo. Pela Figura 3.7, este braço ressoa em torno de $f'_2 = \text{GHz}$, trazendo a estimativa da constante dielétrica efetiva para

$$\epsilon_{r_{\text{eff}_2}} = \left(\frac{1}{4} \frac{c_0}{f'_2 \ell_2} \right)^2 = \left(\frac{1}{4} \frac{3 \cdot 10^8}{2.0 \cdot 10^9 \times 19.04 \cdot 10^{-3}} \right)^2 = 3.88 \quad (3.3)$$

Assim como o braço ressonante mais comprido da Seção 3.1 anterior, este braço foi dobrado e ajustado para ressoar em torno de 1800 MHz, resultando na geometria ANT2' da Figura 3.6b. Adicionando o toco casador, temos a geometria ANT2'' da mesma figura, com um S11 melhorado como constatado pela Figura 3.7. As Figuras 3.8-3.10 representam as curvas de impedância das geometrias ANT2, ANT2' e ANT2'', bem como a do toco presente em ANT2''.

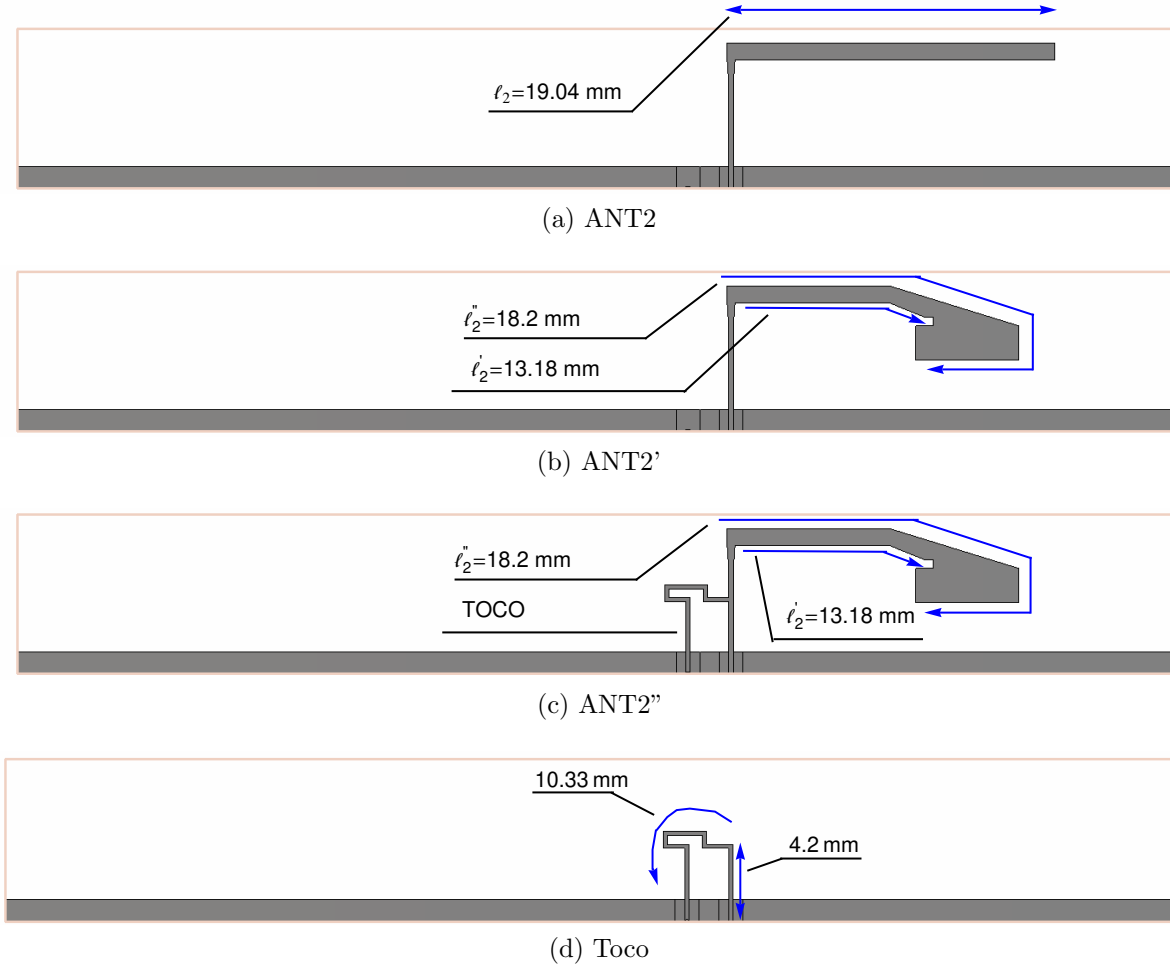


Figura 3.6: Geometria do braço ressonante nas bandas GSM 1800/1900. (a) ANT2, conforme cálculos preliminares. (b) ANT2', após construção da dobra e sintonizada em f_2 . (c) ANT2'', antena dobrada e otimizada com toco de casamento. (d) CASADOR a toco em curto.

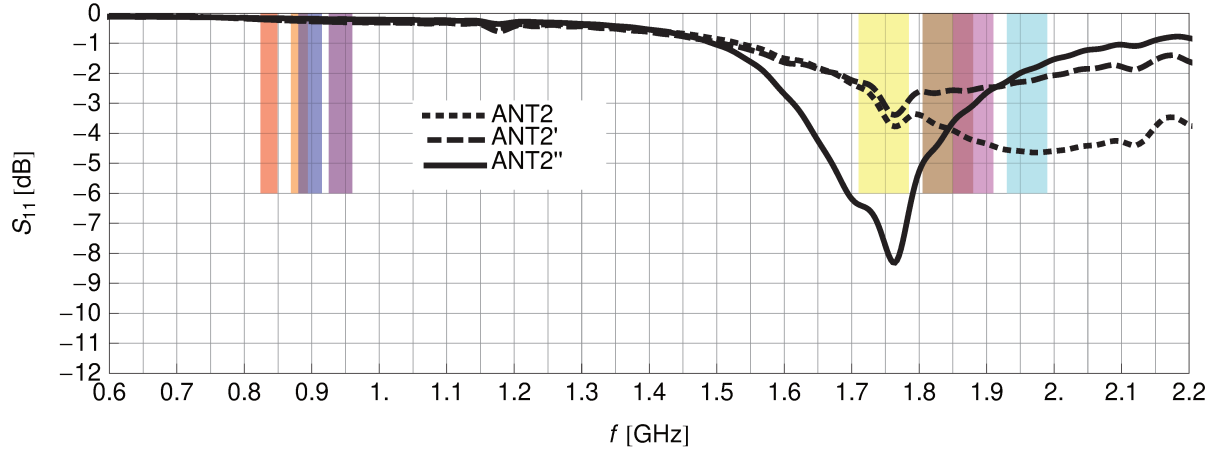


Figura 3.7: Perda de retorno simulada do braço ANT2.

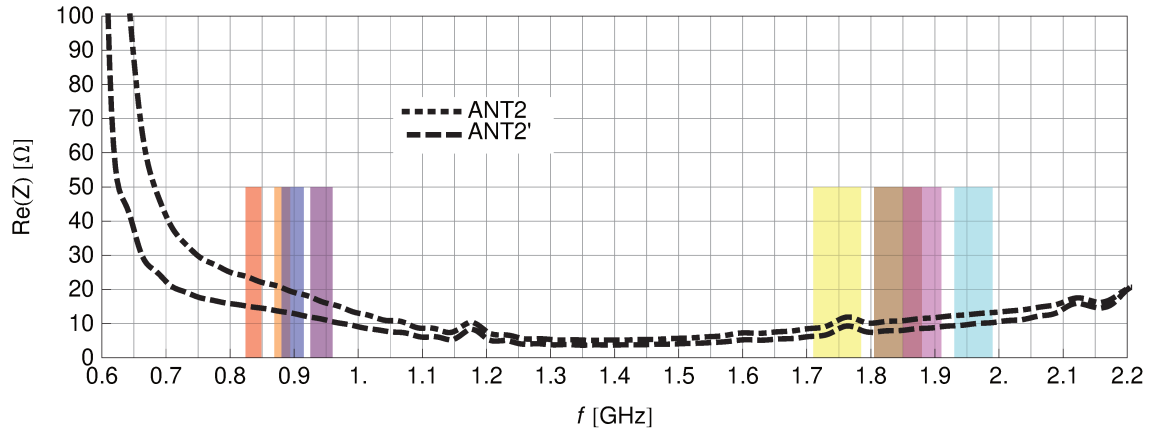


Figura 3.8: Resistência simulada do braço ANT2.

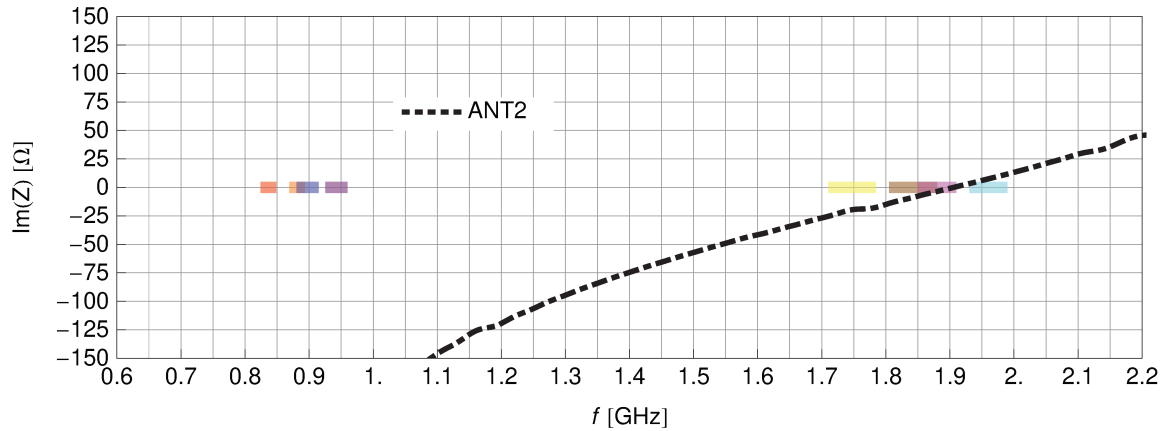


Figura 3.9: Reatância simulada do braço ANT2.

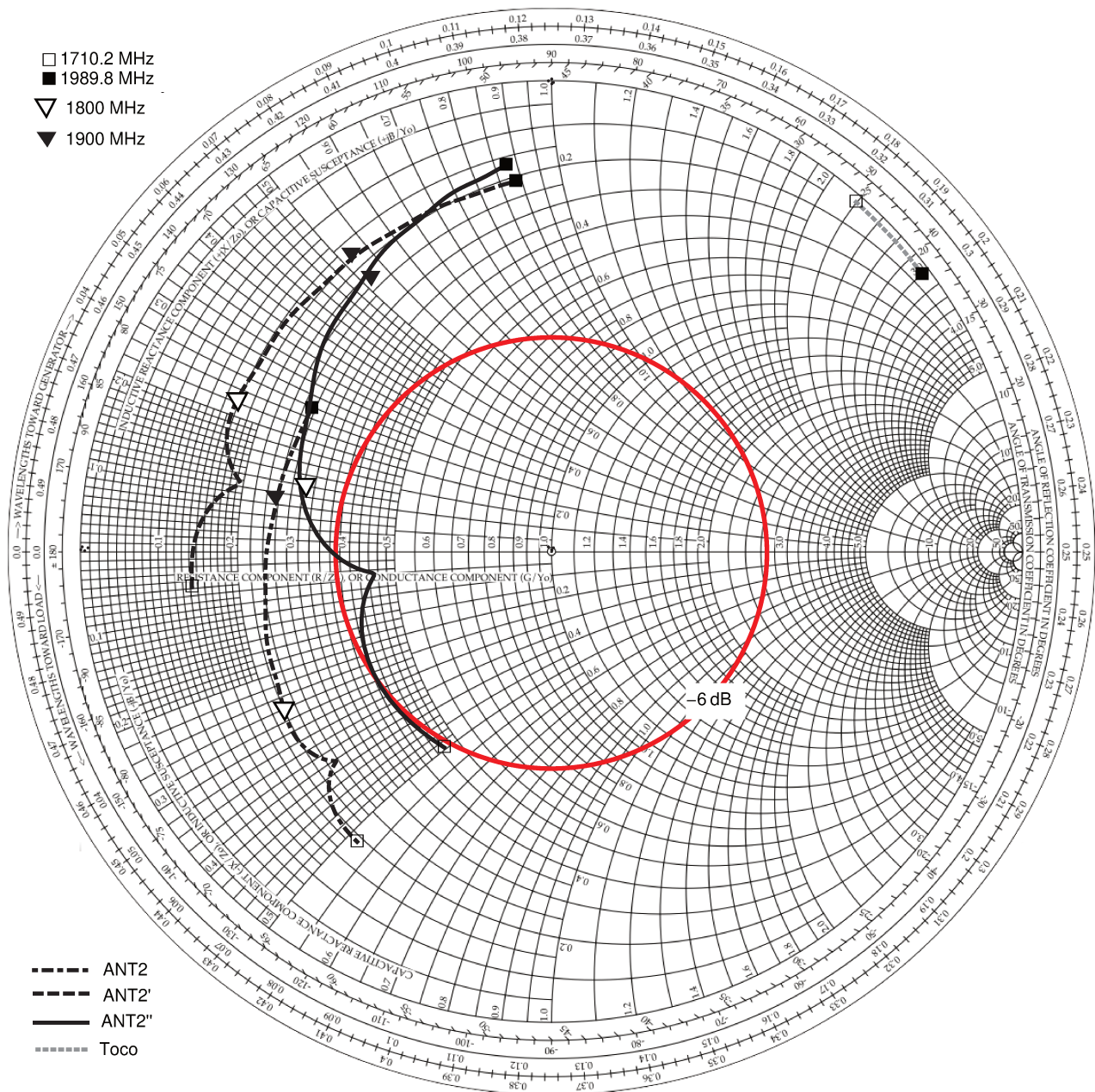


Figura 3.10: Carta de Smith de impedância simulada do braço ANT2. Observa-se que as curvas de impedância estão praticamente fora da região de casamento desejada.

3.3 Antena Quadribanda

Combinando as estruturas das seções 3.1 e 3.2 anteriores, obtemos as novas estruturas da Figura 3.11. A evolução segue a ordem $ANT \rightarrow ANT' \rightarrow ANT''$, sendo:

- i. $ANT \leftarrow ANT1 \parallel ANT2$,
- ii. $ANT' \leftarrow ANT1' \parallel ANT2'$,
- iii. $ANT'' \leftarrow ANT1'' \parallel ANT2''$.

As antenas i, ii, e iii são mostradas, respectivamente, nas Figuras 3.11a, 3.11b, e 3.11c, que têm a perda de retorno da Figura 3.12. Para todas aquelas geometrias, quando um braço está ressonando, o outro se comporta como uma carga em paralelo, modificando a impedância da antena ressonante. O casador é calculado a partir da geometria ANT' , que tem a impedância $Z_{ANT'} = R_{ANT'} + jX_{ANT'}$ dos gráficos nas Figuras 3.13-3.15.

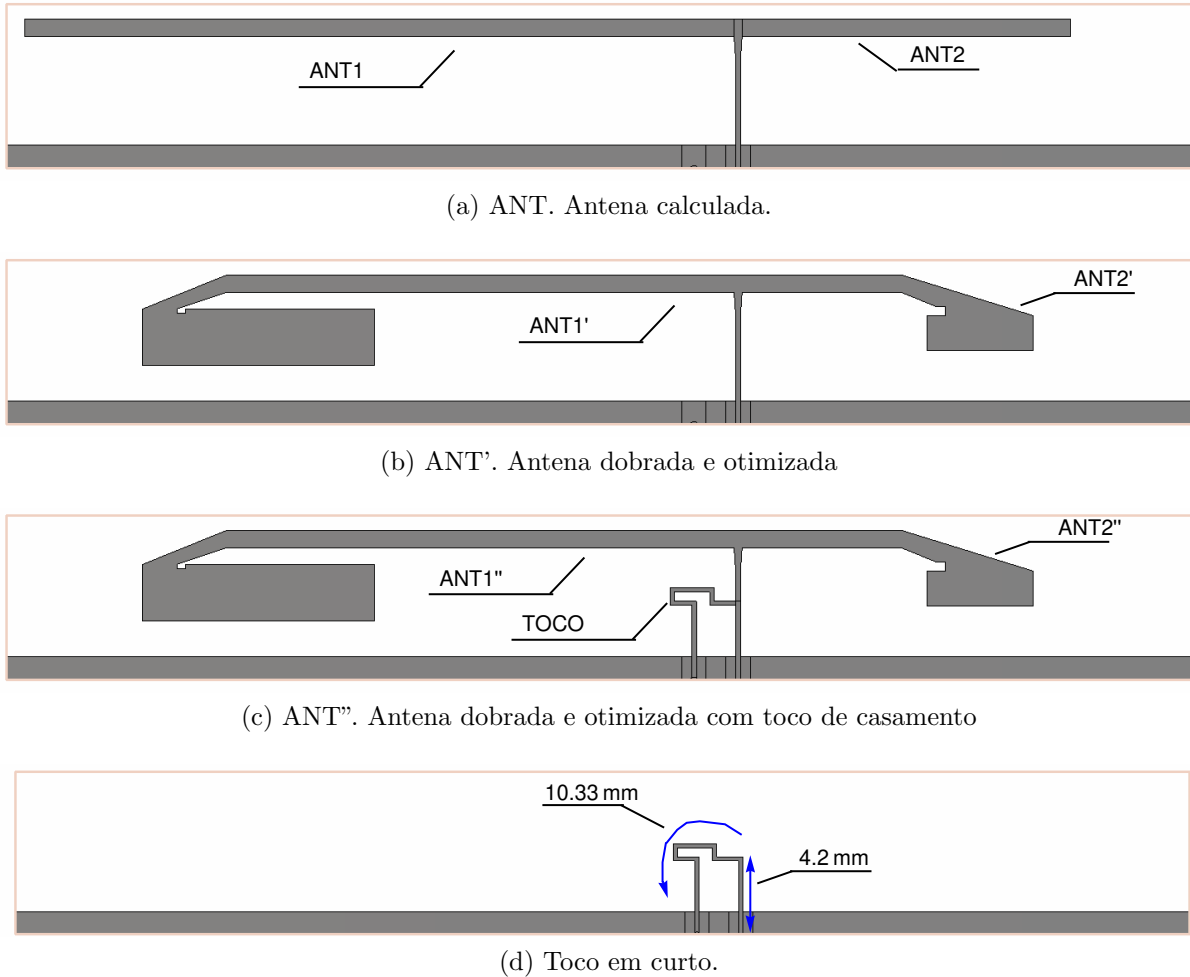


Figura 3.11: Geometria da antena combinada final. (a) ANT, conforme cálculos da Seção 2.5.1. (b) ANT' , após construção da dobra e sintonizada em f_1 e f_2 . (c) ANT'' , antena dobrada e otimizada com toco de casamento. (d) CASADOR otimizado.

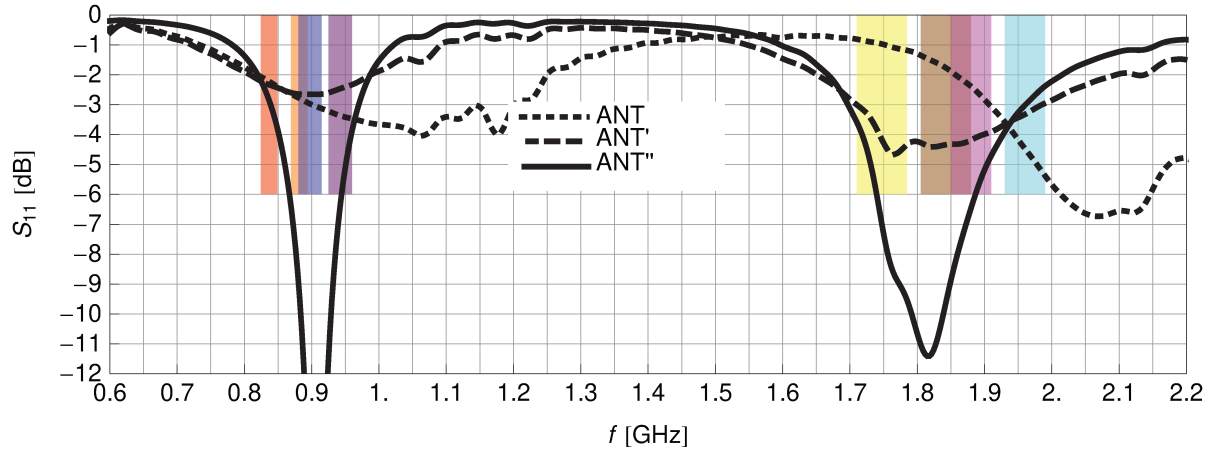


Figura 3.12: Perda de retorno simulada da antenna ANT.

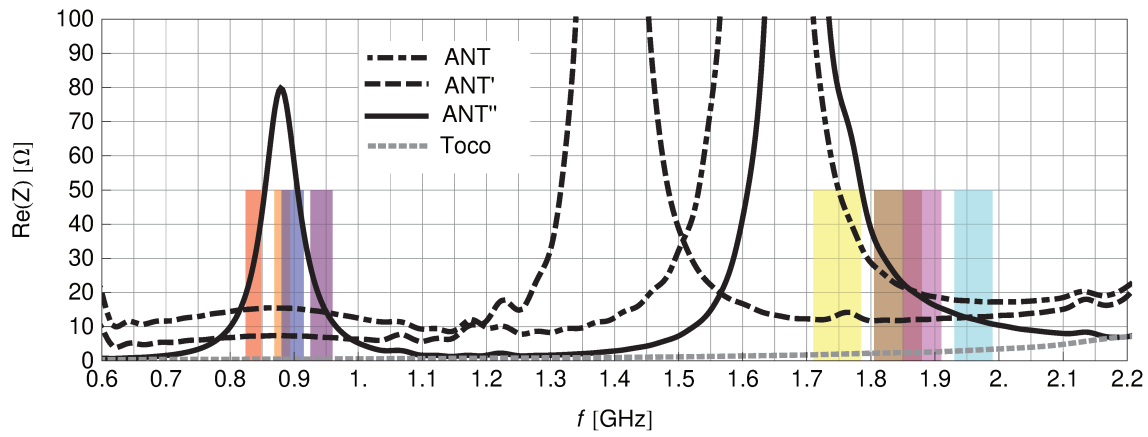


Figura 3.13: Resistência simulada da antenna ANT.

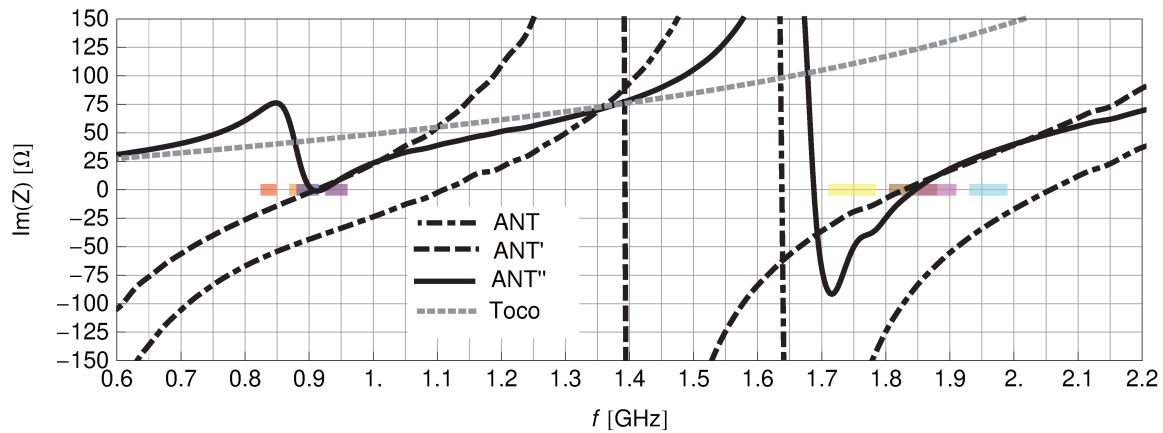


Figura 3.14: Reatância simulada da antenna ANT.

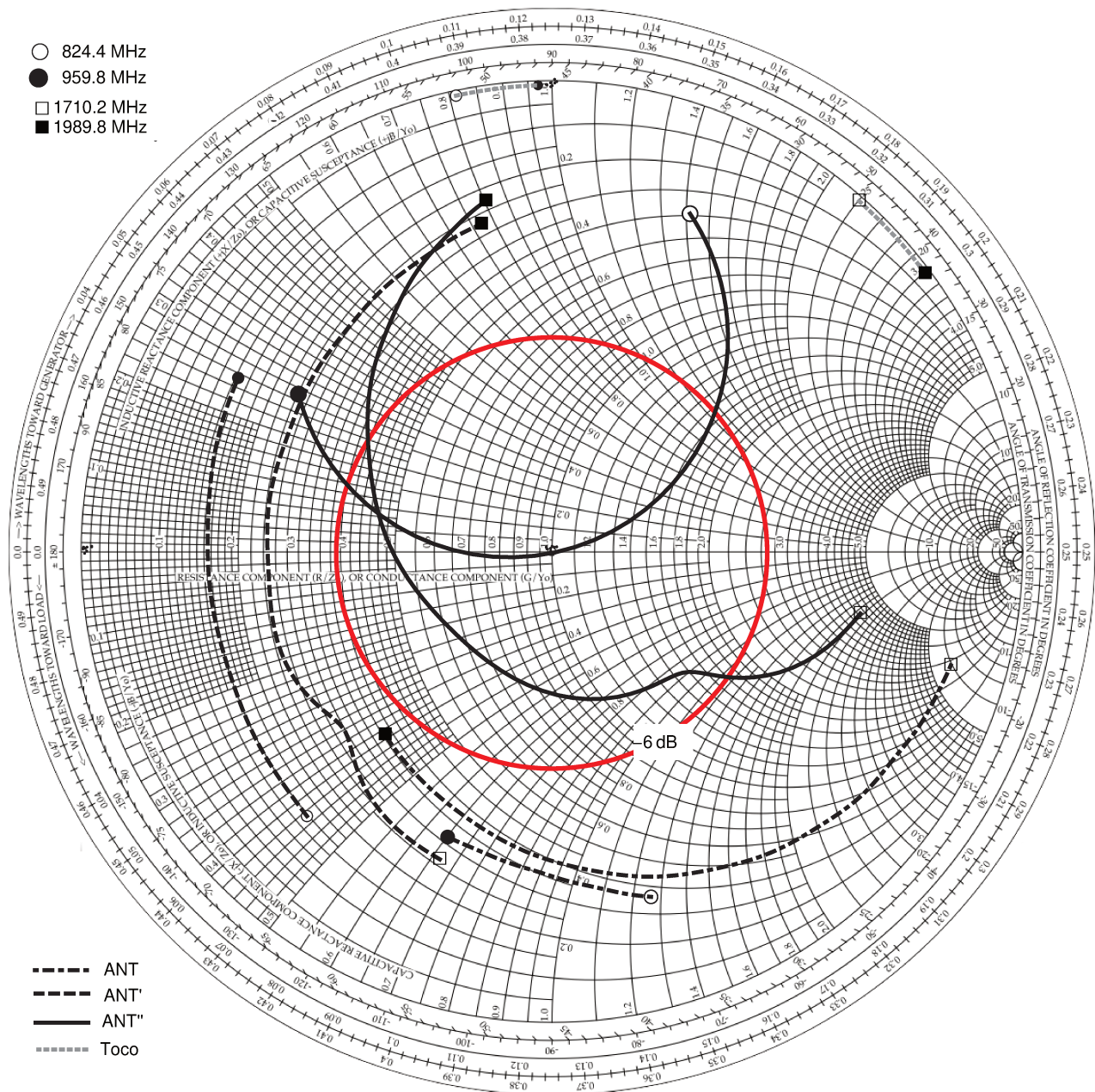


Figura 3.15: Carta de Smith de impedância simulada da antena ANT. Nota-se que as curvas de impedância de ANT'' estão na maior parte dentro da região de casamento desejada.

3.3.1 O Toco Simples

Uma solução simplificada, que contorna a situação de descasamento de ANT', é o toco em curto mostrado na Figura 3.16a. Esta estrutura, em teoria (Pozar, 2009), contribui apenas com reativos, e buscará cancelar a parte imaginária da impedância de ANT', sendo que nos pontos de frequência onde os reativos de ANT' forem cancelados teremos máxima transferência de potência do modem para a antena, isto é, mínima perda de retorno. A solução do comprimento ℓ_T de um toco em paralelo a ANT' é calculada por

$$\begin{aligned} B_{\text{TOCO}} &= -B_{\text{ANT'}}, \\ \frac{1}{X_{\text{TOCO}}} &= -\frac{1}{X_{\text{ANT'}}, \\ X_{\text{ANT'}} &= -X_{\text{TOCO}} = -Z_0 \tan(\beta \ell_t), \\ X_{\text{ANT'}} &= -Z_0 \tan(\beta \ell_t) = -Z_0 \tan\left(\frac{2\pi}{c_0} \sqrt{\epsilon_r} f \ell_t\right), \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\boxed{\ell_T = \tan^{-1}\left(-\frac{X_{\text{ANT'}}}{Z_0}\right) \frac{c_0}{2\pi \sqrt{\epsilon_r} f}}. \quad (3.5)$$

A solução para ℓ_T , aplicando os valores $X_{\text{ANT'}}$ da Figura 3.14, é graficada na Figura 3.16b. Analisando esta curva, o comportamento aparentemente periódico de ℓ_T , que tem origem no perfil de $X_{\text{ANT'}}$ (a função \tan^{-1} não é periódica), determina que para alguns valores de ℓ_T será obtido um casamento tanto na faixa GSM 850/900 quanto em GSM 1800/1900.

Devido à limitada região de transição da PCB para a antena, a posição de inserção do toco não pode ser deslocada em direção à PCB (fonte), ou em direção à antena (carga), sem que seja perdida a estrutura de guiamento de impedância característica $Z_0=50 \Omega$. Por inspeção, escolhe-se $\ell_T = 5$ mm como valor inicial, cujo resultado de perda de retorno pode ser visualizado na Figura 3.16a para vários comprimentos do toco. À medida que ℓ_T aumenta observa-se o casamento na faixas GSM 1800/1900 passa por um ótimo local em $\ell_T = 10$ mm, enquanto para GSM 850/900 o ótimo local é $\ell_T = 15$ mm.

Concluimos assim que esta versão simplificada não atente aos requisitos de casamento. A implementação de tocos múltiplos é desencorajada pela restrição de espaço disponível na PCB, e também porque, de acordo com a equação (3.5) e outras literaturas (Cheng, 1989), (Sartori, 2004), os tocos não proporcionam um casamento banda-larga em múltiplas faixas de frequência.

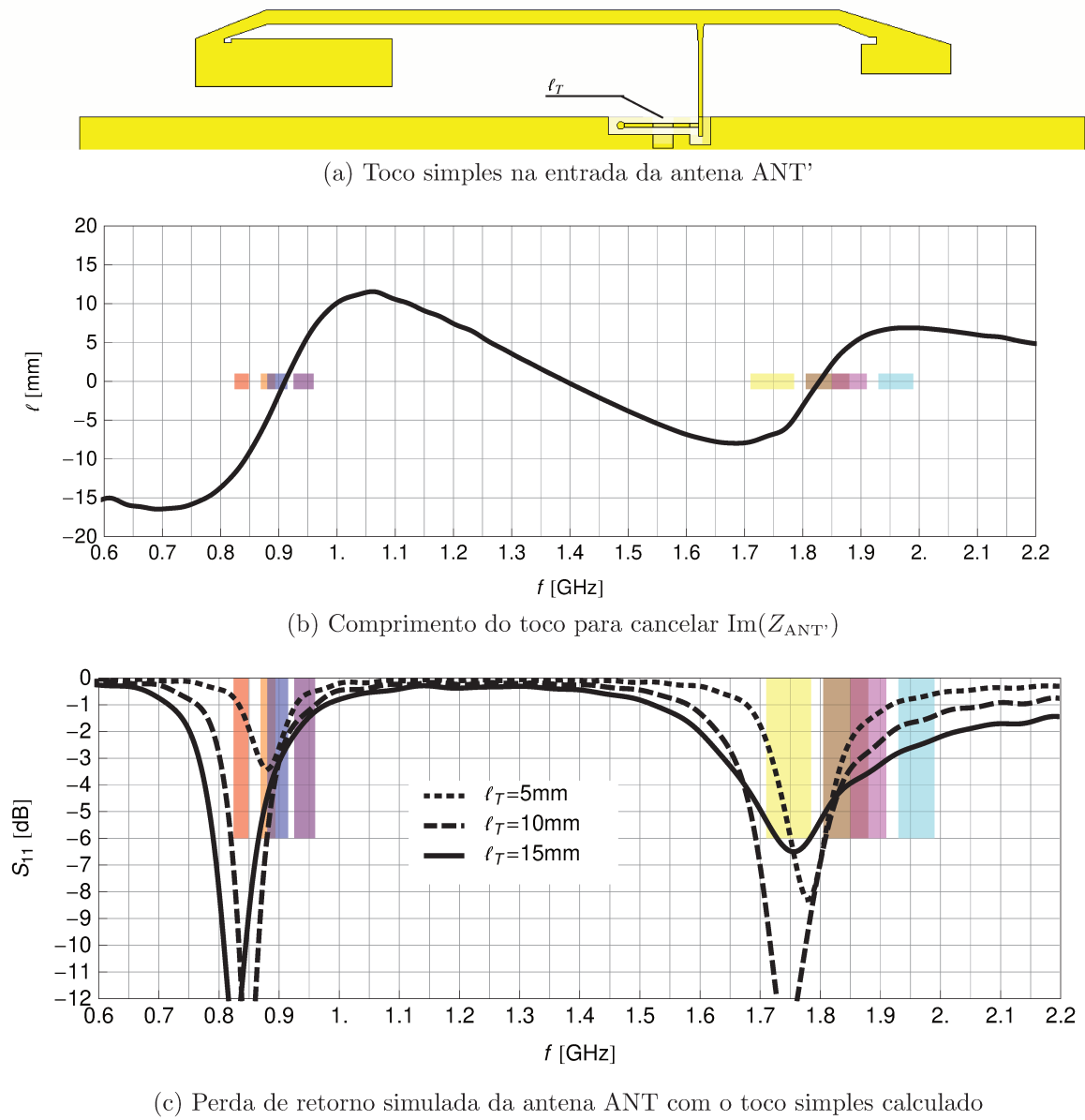


Figura 3.16: Casamento com toco simples. (a) Toco simples na entrada da antena ANT'. (b) Comprimento do toco para cancelar $\text{Im}(Z_{\text{ANT}'})$. (c) Perda de retorno simulada da antena ANT com o toco simples calculado para uma série de comprimentos. Não satisfaz os requerimentos de casamento multi-banda.

3.3.2 O Toco Otimizado

O cálculo do casador ideal para ANT' é obtido resolvendo (3.6) para Z_{CASADOR} e isolando as partes real e imaginária:

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{R_{\text{ANT}'} + jX_{\text{ANT}'}} + \frac{1}{Z_{\text{CASADOR}}} \quad (3.6)$$

$$\frac{1}{Z_0} - \frac{1}{R_{\text{ANT}'} + jX_{\text{ANT}'}} = \frac{1}{Z_{\text{CASADOR}}}$$

$$\frac{1}{Z_{\text{CASADOR}}} = \frac{R_{\text{ANT}'} + jX_{\text{ANT}'} - Z_0}{Z_0(R_{\text{ANT}'} + jX_{\text{ANT}'})}$$

$$Z_{\text{CASADOR}} = \frac{Z_0(R_{\text{ANT}'} + jX_{\text{ANT}'})}{R_{\text{ANT}'} + jX_{\text{ANT}'} - Z_0}$$

$$Z_{\text{CASADOR}} = \frac{Z_0}{(R_{\text{ANT}'} - Z_0)^2 + X_{\text{ANT}'}^2} \{ [R_{\text{ANT}'}(R_{\text{ANT}'} - Z_0) + X_{\text{ANT}'}^2] + j[X_{\text{ANT}'}(R_{\text{ANT}'} - Z_0) - R_{\text{ANT}'}X_{\text{ANT}'}] \}$$

$$R_{\text{CASADOR}} = \frac{Z_0}{(R_{\text{ANT}'} - Z_0)^2 + X_{\text{ANT}'}^2} (R_{\text{ANT}'}^2 + X_{\text{ANT}'}^2 - R_{\text{ANT}'}Z_0) \quad (3.7a)$$

$$X_{\text{CASADOR}} = -\frac{X_{\text{ANT}'}Z_0^2}{(R_{\text{ANT}'} - Z_0)^2 + X_{\text{ANT}'}^2} \quad (3.7b)$$

Tomando os dados de impedância de ANT' das Figuras 3.13 e 3.14 e alimentando as equações (3.7a) e (3.7b), obtemos que o casador ideal tem as impedâncias representadas nas Figuras 3.17b e 3.17c. Por inspeção, observa-se que o casador a ser construído deverá ter parte real negativa em alguns trechos das bandas GSM, o que não é uma solução factível fisicamente com um circuito passivo RLC de componentes discretos. Por outro lado, uma resistência pode ter seu valor reduzido quando há uma outra resistência acoplada em paralelo. Esta idéia simples, porém, introduz perdas no resistor adicional, e portanto não é a melhor solução. Na literatura (Chen, 2003) é demonstrado como se produz uma resistência negativa, entretanto deve-se empregar amplificadores operacionais não-inversores, o que iria em sentido contrário ao objetivo de conseguir um bom casamento dispensando componentes discretos.

O fato de que quando uma impedância é transformada (rotacionada) na carta de simth pode ter seu valor de resistência reduzido, indica que há uma solução de casamento sem perdas via parâmetros distribuídos (Sartori, 2004). A solução inicial do toco, portanto, deverá sofrer alterações, de tal forma que a sua impedância não poderá mais ser calculada por (3.4).

As modificações implementadas no toco criam um pequeno laço fora do confinamento da PCB (Figura 3.17a), e levam a um resultado próximo do casador ideal, como pode ser inferido das Figuras 3.17b e 3.17c pelo comportamento das curvas dentro das faixas GSM. A impedância do toco otimizado mostrada nestes gráficos é calculada resolvendo

$$\frac{1}{R_{\text{ANT}''} + jX_{\text{ANT}''}} = \frac{1}{R_{\text{ANT}'} + jX_{\text{ANT}'}} + \frac{1}{R_{\text{TOCO}} + jX_{\text{TOCO}}} \quad (3.8)$$

para R_{TOCO} e X_{TOCO} , obtendo-se, assim, a impedância de entrada equivalente do toco. A estrutura do toco otimizado tem um perímetro $\ell_T = 10.33$ mm, posicionado a 4.2 mm do ponto de alimentação, conforme a Figura 3.17a. Atenção deve ser dada ao fato de que a linha do toco, nesta posição, tem uma impedância característica indeterminada, isto é, a impedância característica do toco é diferente de $Z_0=50 \Omega$ que é válida apenas dentro do confinamento das camadas metálicas da PCB.

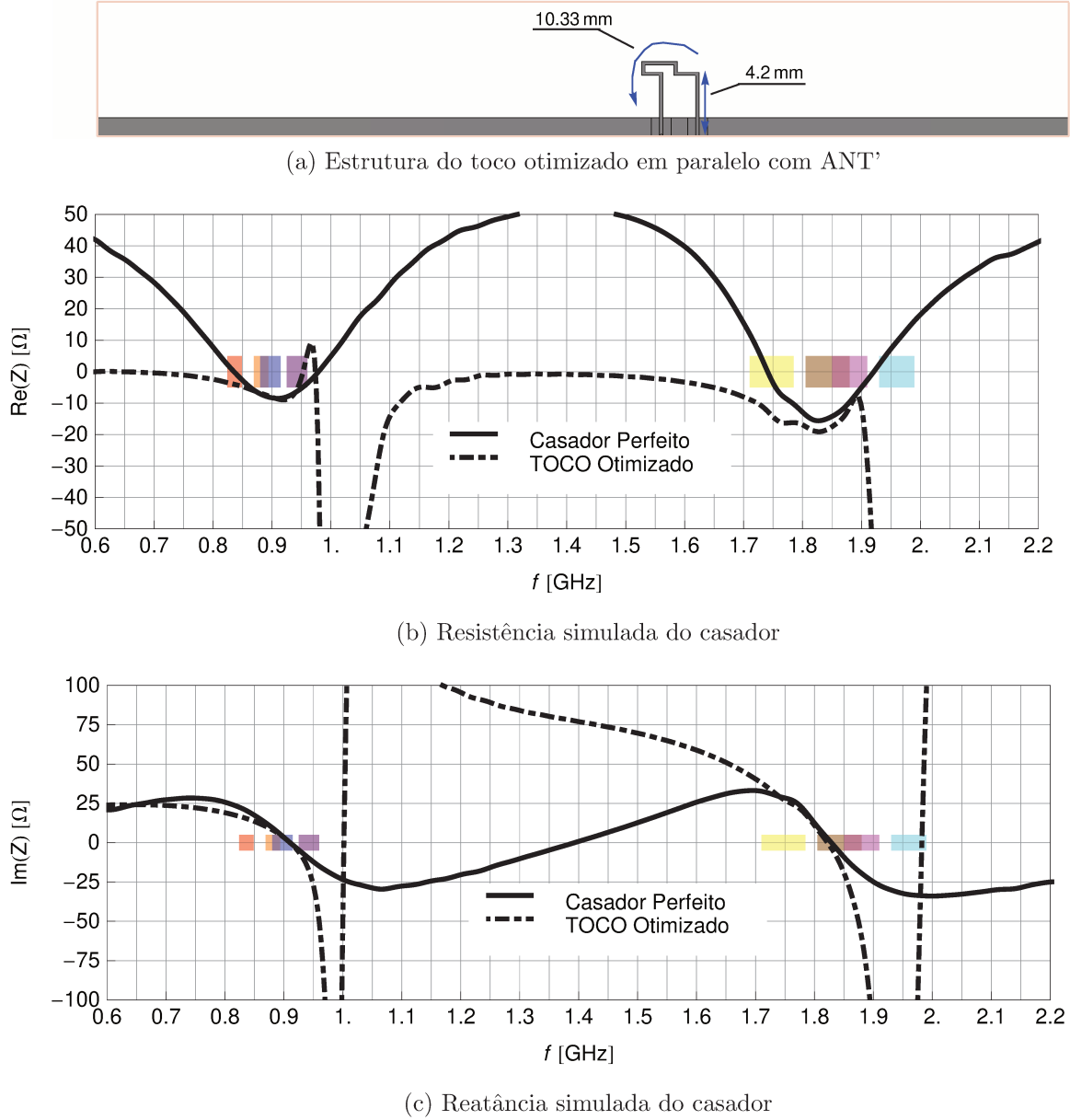


Figura 3.17: Casamento para a antena ANT'. (a) Estrutura do toco otimizado em paralelo com ANT'. (b) Resistência simulada do casador perfeito para ANT' e do toco calculado pela equação (3.8). (c) Reatância simulada do casador perfeito para ANT' e do toco calculado pela equação (3.8).

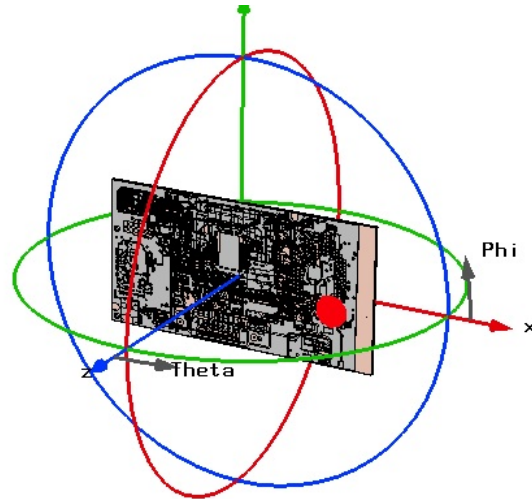
3.3.3 Características de Radiação

Os diagramas polares de radiação ao longo das faixas GSM 800/900/1800/1900 são mostrados na Figura 3.18. O sistema de eixos coordenados θ e ϕ relativos à PCB são descritos na Figura 3.18a, e a PCB situa-se no plano ($\theta = 90^\circ$). Nos planos polares ($\phi = 0^\circ$) das Figuras 3.18d e 3.18e pode-se observar boas características omnidirecionais de ANT”, principalmente nas bandas GSM 1800/1900. Por outro lado, inspecionando os cortes no plano ($\theta = 90^\circ$) nas Figuras 3.18b e 3.18c, fica evidente um ponto de vale no diagrama de radiação nas bandas GSM 1800/1900, e também no diagrama da faixa GSM 850/900, porém um pouco menos acentuado. No entanto, este fato não trará problemas ao sistema pois o sinal da torre transmissora GSM é recebido não só pelo ângulo de visada direta, mas também por múltiplos caminhos e reflexões em barreiras como edifícios, automóveis e árvores (Proakis, 2003).

A potência mínima de uma torre transmissora GSM é $P_{\min} = -99$ dBm. Para o modem BGS3 Cinterion, que tem uma sensibilidade especificada em -104 dBm, é recomendada uma antena de ganho realizado mínimo $G_{0\min} > -6$ dB para uma operação adequada. Como a antena apresenta uma boa eficiência (Figura 3.19b), cobrindo grande parte do espectro GSM com mais de 50% de eficiência, o ganho realizado está acima deste valor (ver Figura 3.19a). Cria-se, assim, uma margem de perdas permitidas no sistema, como por exemplo perdas na *link* por efeitos climáticos, tais como chuva e neve, perdas de polarização, ou também perdas na linha de transmissão do sinal entre Modem-Antena. Como regra geral, deseja-se uma folga de pelo menos 3 dB para dar margem a estas perdas.

O resultado de TIS é calculado de uma forma diferente daquela feita na prática. Em um teste real de TIS, após estabelecida a conexão como o móvel, ERB baixa a potência de transmissão, transmite um pacote de dados e calcula-se BER (Taxa de Erro de Bits) do pacote retransmitido pelo móvel, e quando $BER > 2.4\%$ obtêm-se o valor de TIS para aquele canal ARFCN. No nosso cálculo, a forma como é calculado o TIS é similar: injetamos cada vez menos potência no modelo computacional, e quando a potência a 1m de distância é menor que -99 dBm, temos o valor estimado da sensibilidade. O resultado, representado na Figura 3.19c, mostra uma sensibilidade estimada adequada para as bandas GSM.

O resultado de TRP é o mais importante para se determinar o desempenho do sistema completo, e será discutido na próxima sessão.



(a) Sistema de eixos coordenados.

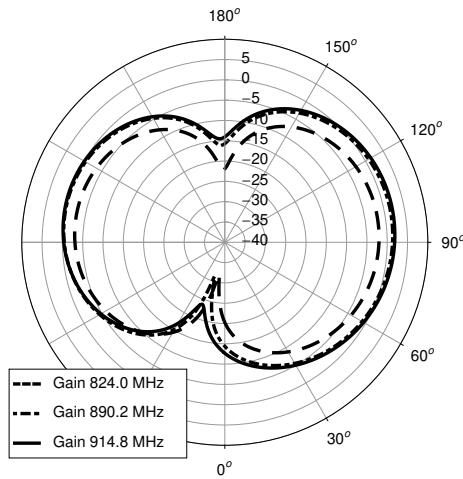
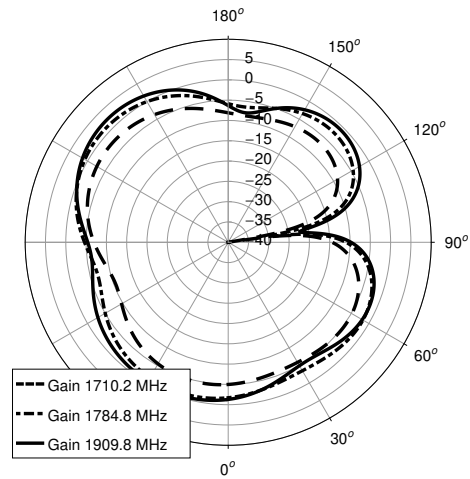
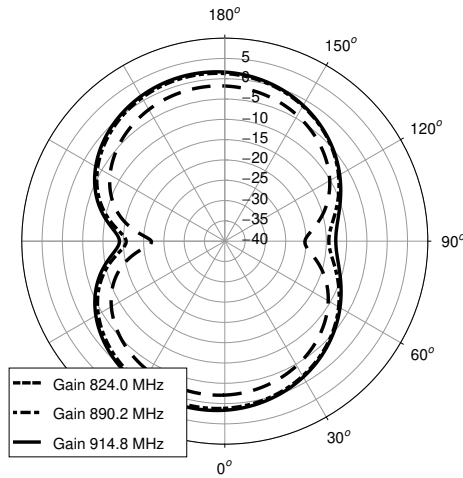
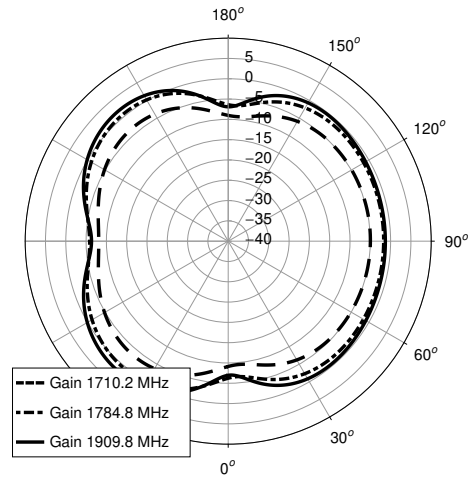
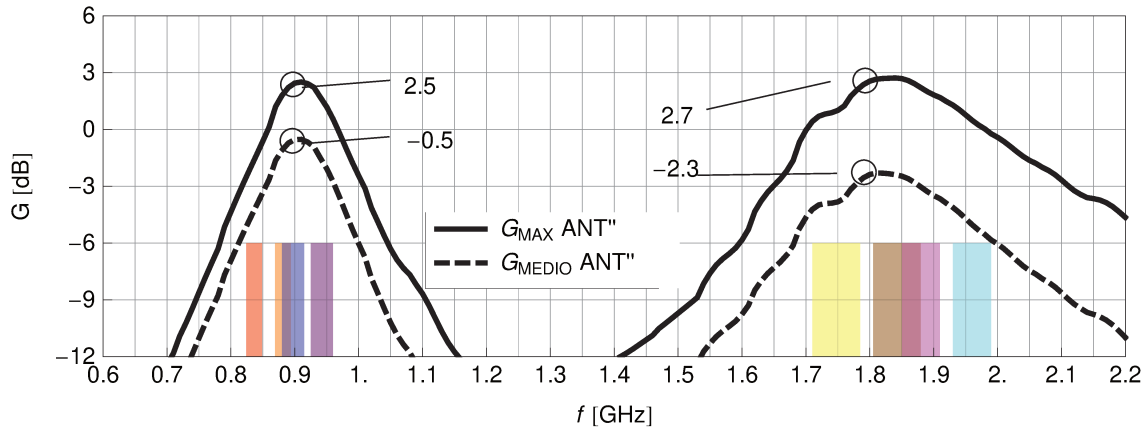
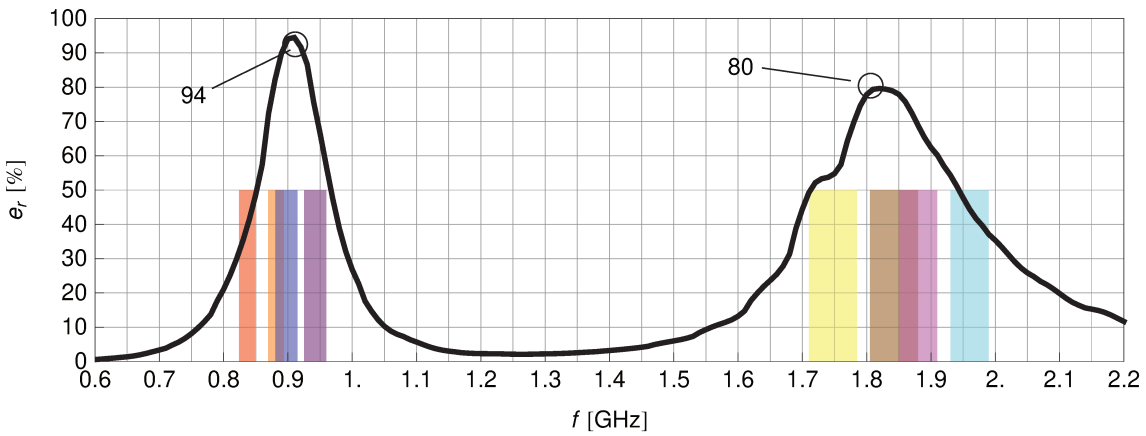
(b) GSM 850/900. Corte em $\theta = 90^\circ$.(c) GSM 1800/1900. Corte em $\theta = 90^\circ$.(d) GSM 850/900. Corte em $\phi = 0^\circ$.(e) GSM 1800/1900. Corte em $\phi = 0^\circ$.

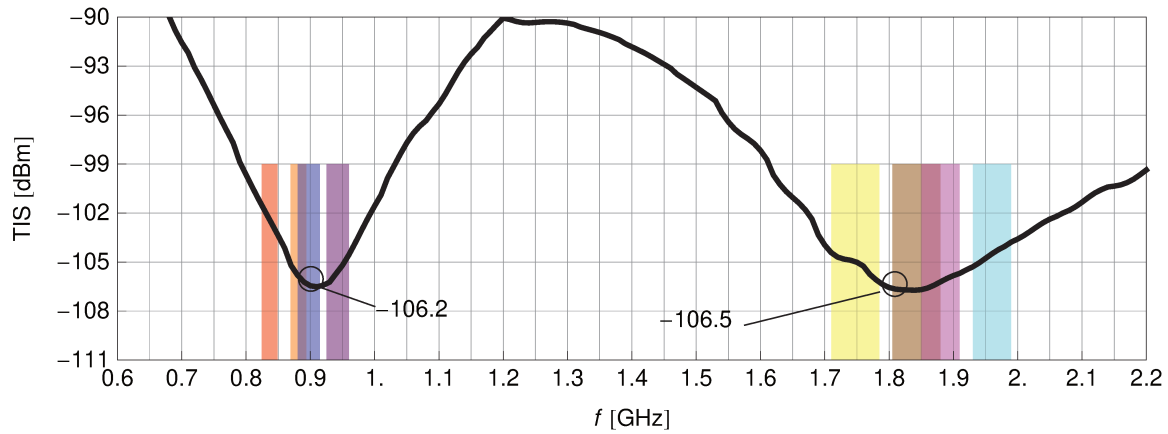
Figura 3.18: Diagrama de radiação de campo distante de ANT". (a) Sistema de eixos coordenados esféricos. Eixo \vec{r} não está representado. (b)-(e) Diagramas de radiação em campo distante.



(a) Ganho realizado do modelo computacional.



(b) Eficiência total do modelo computacional.



(c) Sensibilidade do modelo computacional.

Figura 3.19: Radiação de ANT'' . (a) Ganho total do modelo computacional. O ganho máximo é $\max\{G(\theta, \phi)\}$, e o ganho médio é a média do ganho em todas as direções (θ, ϕ) . (b) Eficiência total da antena integrada ANT'' . (c) Eficiência total da antena integrada ANT'' .

3.4 Testes do Protótipo

Na Figura 3.20 temos as imagens do protótipo simplificado da antena ANT". Esta prototipagem visa somente à medição das seguintes características elétricas da antena:

- i. Perda de retorno,
- ii. Impedância de entrada.

Por esta razão, a PCB simplificada não inclui nenhum componente e nenhuma funcionalidade.

O modelo computacional ANT" e o protótipo completo construído são mostrados em detalhes na Fig. 3.21. O elemento radiador ocupa uma área reservada de largura 8 mm e comprimento igual à dimensão menor da PCB, de modo que ocupa uma pequena área lateral, conforme o destaque na Figura 3.21c.

A resposta em frequência do protótipo simplificado confeccionado foi medida usando um analisador de rede vetorial modelo HP Agilent 8517B. A antena integrada mostra a perda de retorno medida da Figura 3.22, e a impedância na carta de Smith da Figura 3.23. Pode ser observada a boa concordância entre as curvas simulada e medida de S_{11} , e como elas cobrem a maior parte das faixas GSM com o nível desejado de $S_{11} < -6$ dB.

Na Figura 3.24 são apresentadas as curvas de VSWR. Embora o modem seja capaz de suportar um descasamento completo, um limite superior recomendado é 10:1, que está destacado na mesma figura, e o valor desejado é um VSWR melhor que 2.5:1.

Em relação ao teste de TRP, foi realizada uma tentativa de prever e calcular analiticamente os resultados obtidos, com base no modelo computacional, e aplicou-se dois diferentes métodos de cálculo do TRP. O primeiro considera a integração da densidade de potência em toda uma esfera de radiação de 1m de raio:

$$\text{TRP}_a = \iint_{\phi, \theta} \vec{S}_r \sin \theta d\theta d\phi, \quad (3.9a)$$

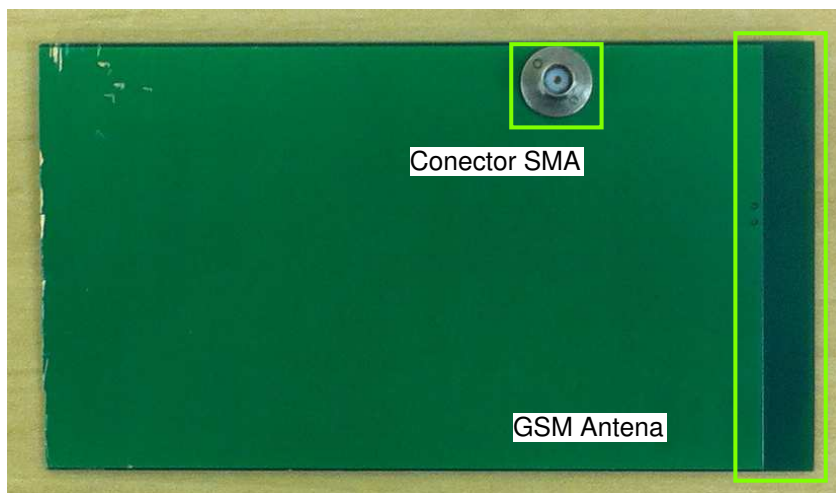
enquanto o segundo considera a integração apenas no plano polar que contém a PCB, da mesma esfera de radiação anterior:

$$\text{TRP}_b = \int_{\phi} \vec{S}_r d\phi \Big|_{\theta=90^\circ}. \quad (3.9b)$$

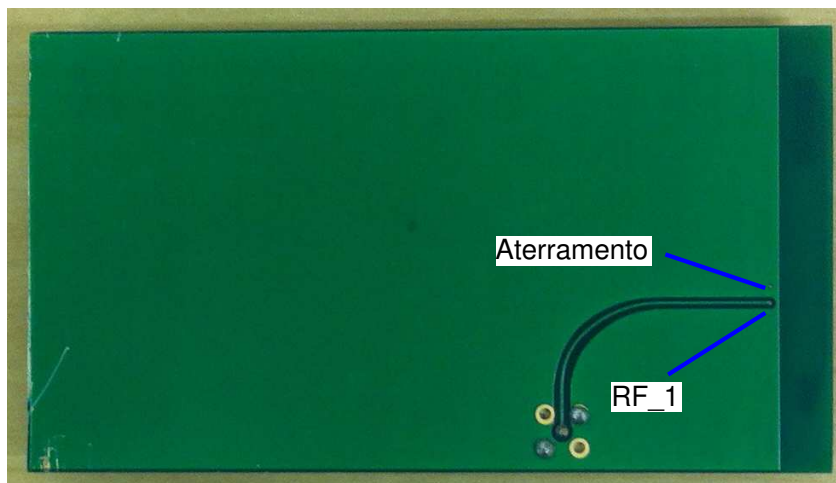
Os resultados estimados por este cálculo mostram uma boa concordância com os resultados medidos, segundo com a Figura 3.25. Destes resultados concluímos que devido a efeitos de múltiplas trajetórias do sinal dentro da câmara Bluetest (BLUETEST, 2012), o resultado medido TRP é uma combinação de TRP_a e TRP_b .



(a)



(b)



(c)

Figura 3.20: Potótipo simplificado sem as funcionalidades do sistema. (a) Visão geral do modelo simulado da antena e PCB simplificada. (b) Imagem do conector SMA usado para aferimento da perda de retorno e da região da antena GSM. (c) Imagem da linha de alimentação $50\ \Omega$ e da via de curto circuito das camadas INNER3 e INNER5. Esta via de curto também conecta-se ao toco de casamento.

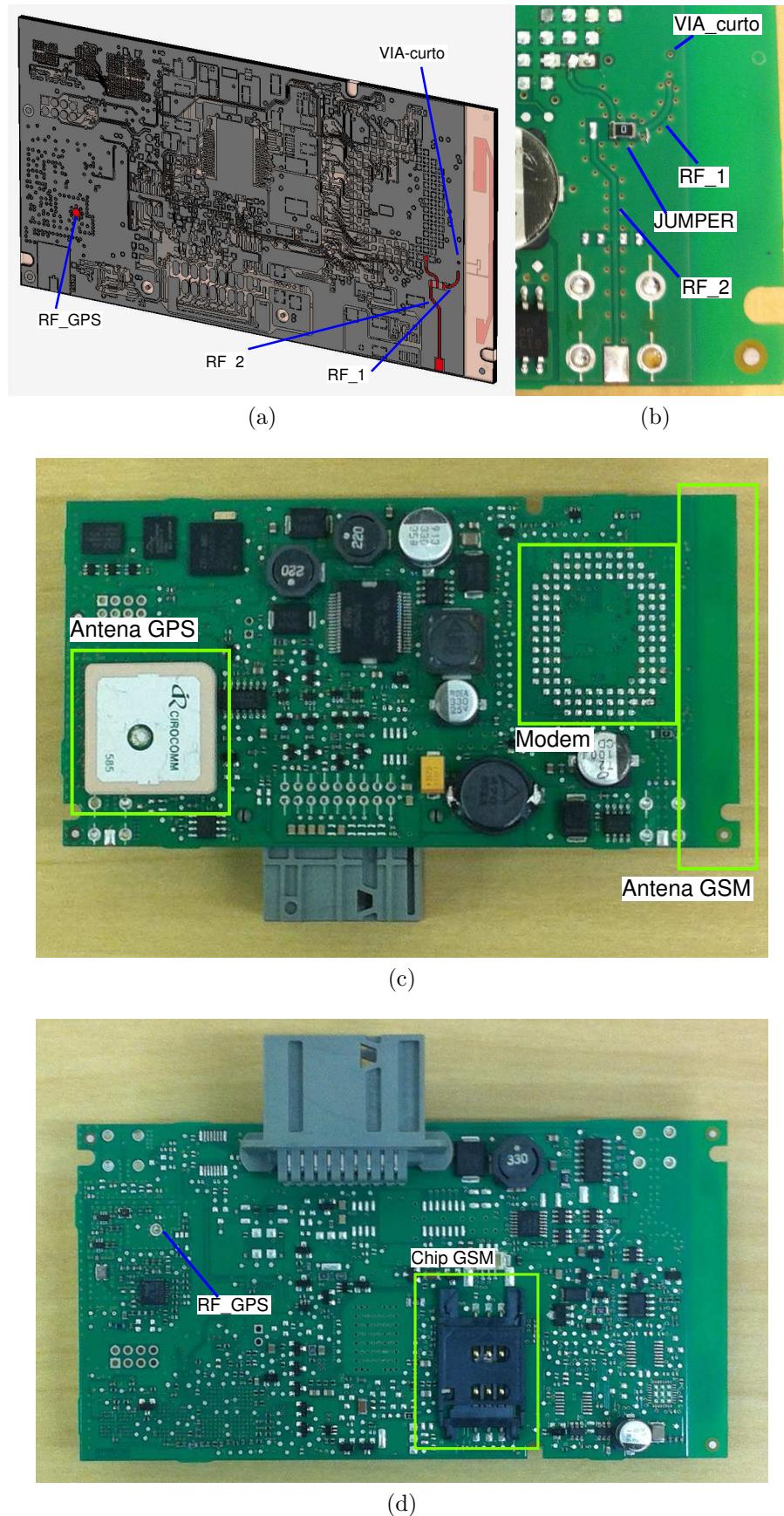


Figura 3.21: (a) Visão geral da antena e PCB. (b) Detalhe da solda do *jumper* para a linha RF_1 que liga a ANT". (c) Imagem da camada TOP, com o modem e as antenas GSM e GPS destacados. (d) Imagem da camada BOTTOM.

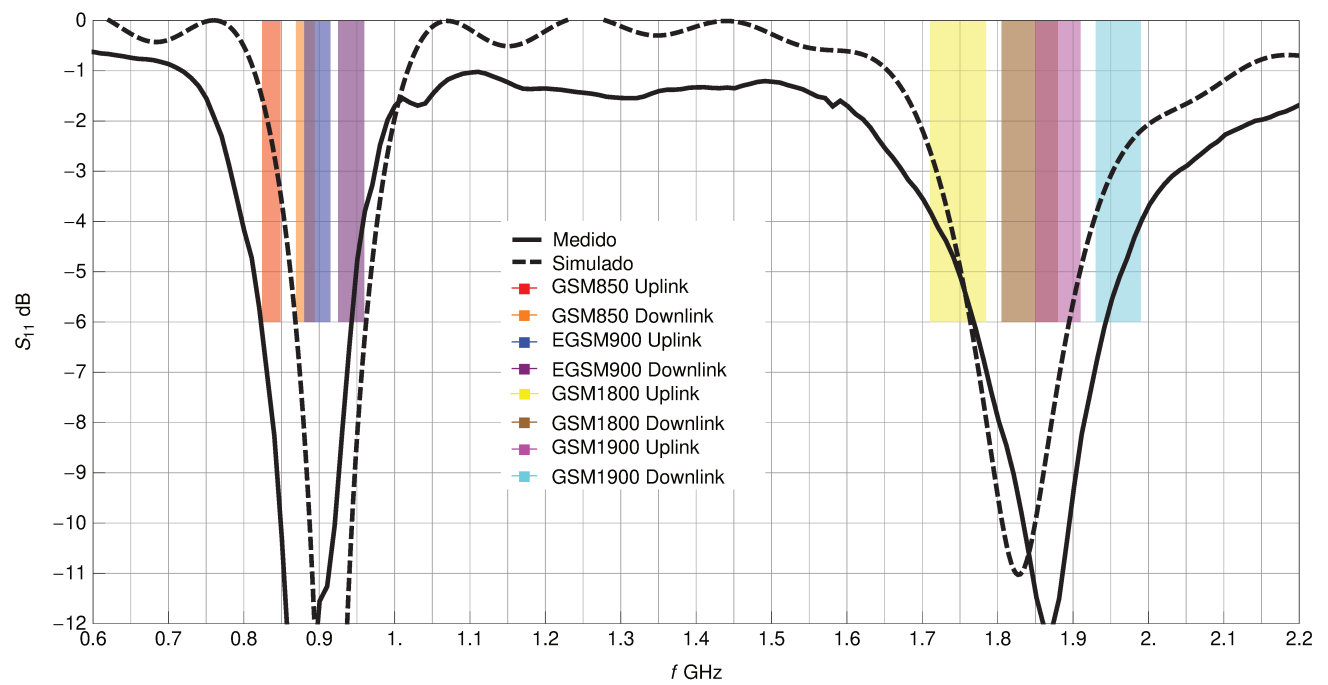


Figura 3.22: Resposta em frequência do protótipo de ANT". A curva medida cobre mais de 85% das faixas GSM com nível de casamento melhor que -6 dB.

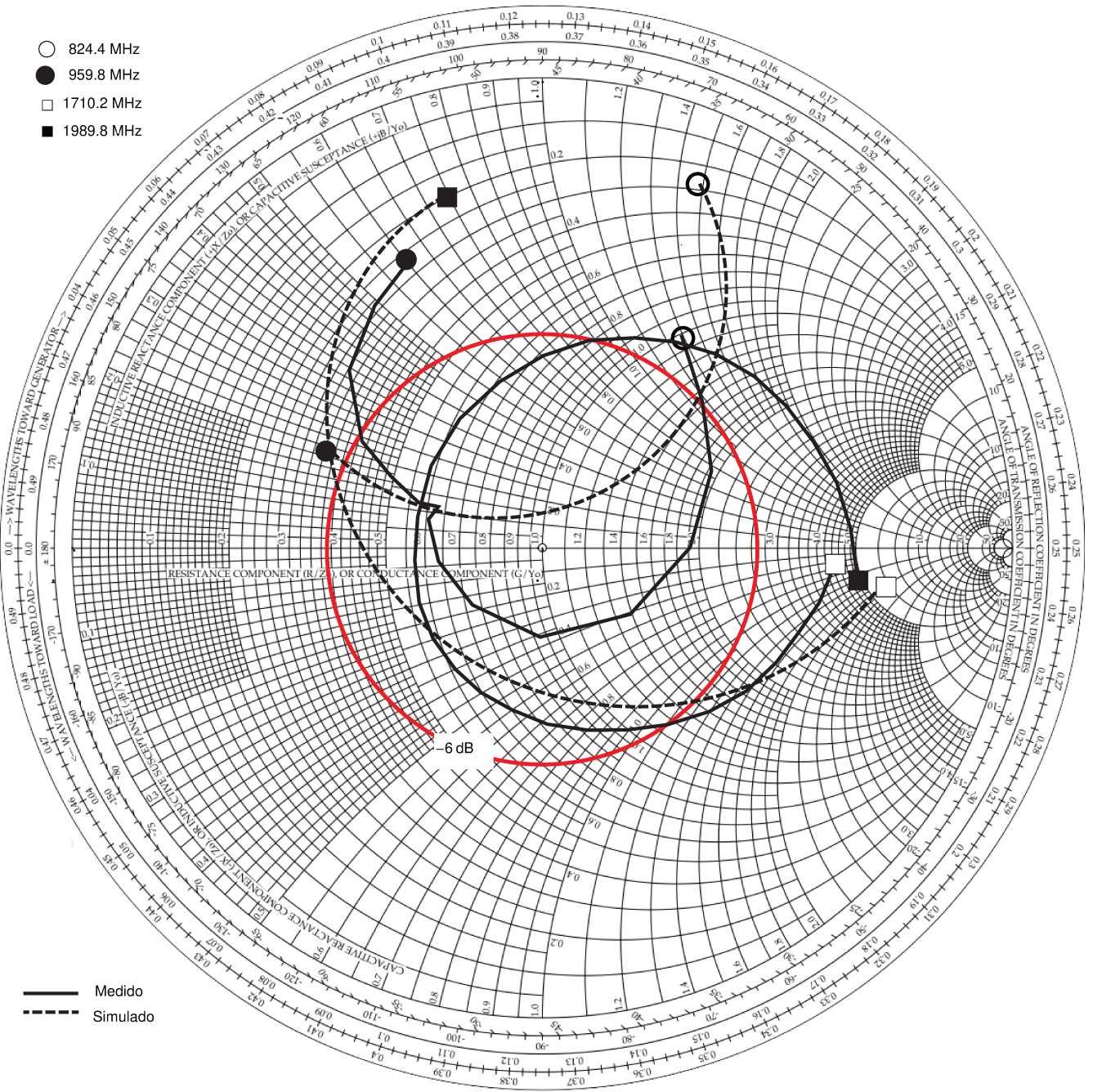


Figura 3.23: Carta de Smith de impedância do protótipo ANT” e do respectivo modelo computacional. Círculo de -6 dB destaca a região dentro da qual $S_{11} < -6$ dB. As curvas de impedância medidas diferem quantitativamente da correspondente curva simulada exata, mas a diferença qualitativa é menor. A conversão destas curvas de impedância em curvas de S_{11} e VSWR (respectivamente nas Figuras 3.22 e 3.24) mostram uma melhor concordância quantitativa entre as simulações e medições.

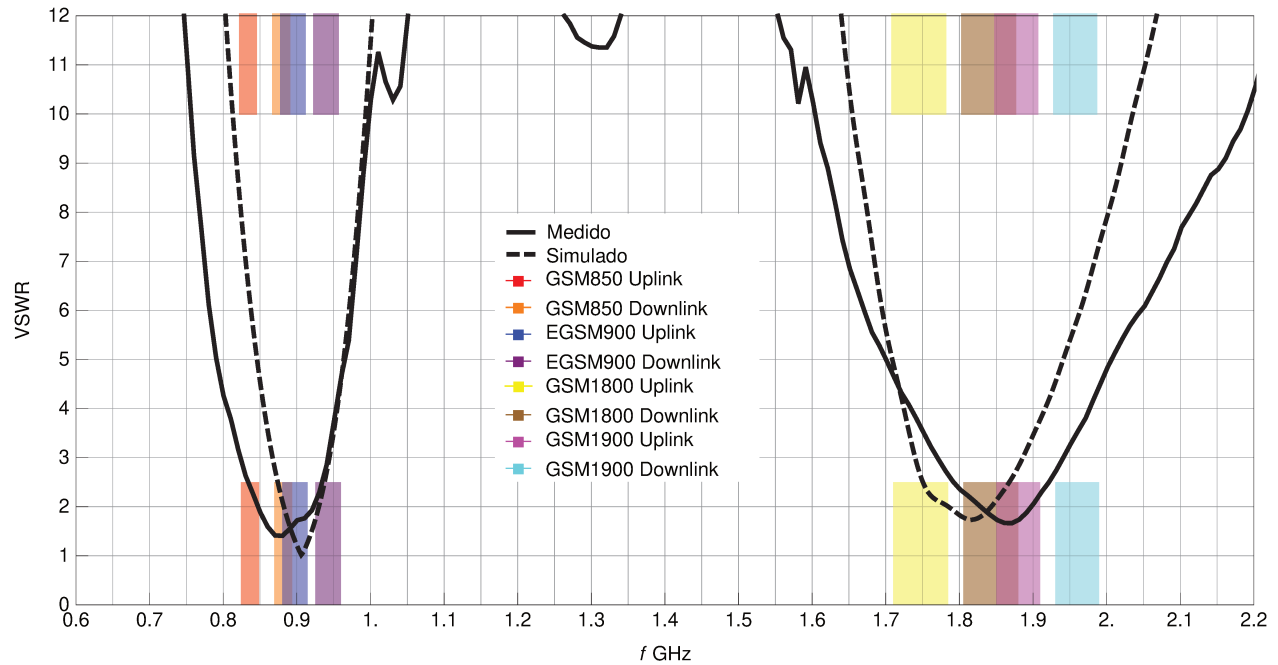


Figura 3.24: Taxa de onda estacionária do protótipo. As curvas mostram um boa folga de segurança para o nível 10:1.

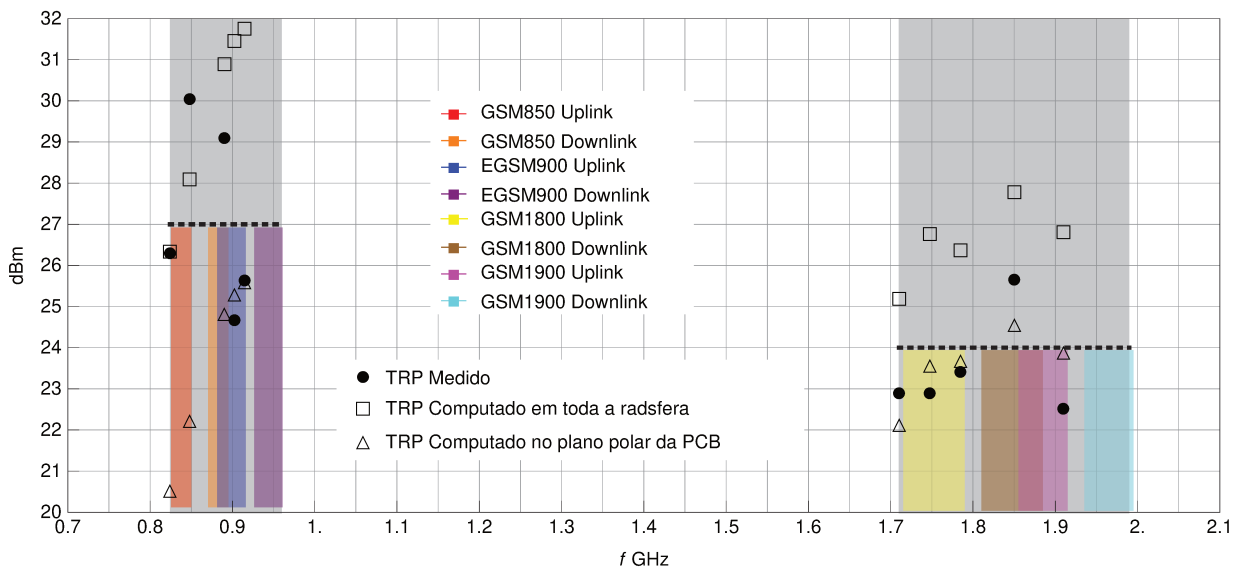


Figura 3.25: Resultado do teste de TRP em câmara de reverberação BLUETEST.se modelo RTS60, no Instituto Eldorado, Campinas. Faixas GSM representadas em código de cores para facilitar leitura. Os limites de referência +27 dBm e +24 dBm estão representados pelos traços horizontais pontilhados.

Capítulo 4

Conclusões e Perspectivas

Em sua geometria final, a antena integrada ocupa 8 mm da lateral da PCB. Convém frisar que sem as dobras introduzidas nas terminações do monopolo, a antena final ANT” não seria factível dentro da região reservada. O modelo computacional prevê figuras de ganho e eficiência adequados para operação nas bandas GSM 850/900/1800/1900. O TRP medido mostra que o protótipo medido tem desempenho adequado para funcionar dentro de um sistema GSM, e, quantitativamente, é comparável aos valores típicos dos dispositivos no mercado de $\text{TRP}_{\text{GSM850/900}}^{\text{mercado}} = +27 \text{ dBm}$ e $\text{TRP}_{\text{GSM1800/1900}}^{\text{mercado}} = +24 \text{ dBm}$. Em outros termos, o modelo não precisa de ajustes adicionais.

O bom casamento que foi conseguido com o toco otimizado evita a obrigatoriedade de se construir um circuito casador, contribuindo com uma pequena parcela no sentido de reduzir os custos de produção da PCB. Acrescenta-se a esta contribuição o fato de que a antena está integrada na PCB, suprimindo etapas de fabricação, como montagem e solda, que são obrigatórias para as antenas externas. E no que diz respeito ao orçamento de componentes, também há a eliminação da compra do componente antena.

O protótipo completo é hoje um produto final, aprovado em testes de homologação por agências reguladoras no Brasil e no exterior (respectivamente ANATEL e TRAI – *Telecom Regulatory Authority of India*), sendo comercializado pela Magneti-Marelli.

A dissertação apresentada contribui tecnologicamente para a área do conhecimento de antenas com

- i. um método para integração de antenas em sistemas embarcados do tipo PCB,
- ii. uma técnica de sintonização de antenas monopolo com dobras nas terminações,
- iii. uma estrutura de casamento banda-larga em múltiplas faixas de frequência, e
- iv. uma método barato para se estimar o TRP de um dispositivo.

Esta última contribuição vai ao encontro do fato de que os testes de TRP demandam uma série de equipamentos de alto custo, e que no ambiente computacional construído, de custo zero, pôde ser aproximado com precisão satisfatória.

Perspectivas

O conhecimento adquirido no desenvolvimento da antena GSM integrada permite a aplicação das mesmas técnicas para antenas em outras faixas de frequência micro-ondas. No mesmo sistema estudado, uma possível aplicação seria a integração da antena GPS ($f \approx 1.5$ GHz). Já em outra parte de um automóvel moderno, há o módulo de comunicação do habitáculo (Banda P, $f \approx 400$ MHz), que controla os comandos do chaveiro (travas, vidros, alarme), sendo uma outra oportunidade em potencial da aplicação do método de integração da antena.

Trabalhos Relacionados

Nesta mesma linha de pesquisa em antenas integradas, também foram desenvolvidas pelo autor algumas outras soluções:

- *Antena GSM, PCB dual-layer, para Modem Telit GE864.* Figura 4.1.

Uma antena GSM construída em uma PCB de FR-4 de duas camadas, onde os braços ressonantes são construídos em série. O casamento com o modem TELIT é feito via uma rede de casamento de componentes discretos.

- *Antena Banda P, PCB dual-layer, casada com filtro SAW EPCOS B3732.* Figura 4.2.

Uma antena ressonante em $f = 433$ MHz, integrada em um módulo de habitáculo automotivo, fabricada em PCB de duas camadas, material FR-4, casada, via um toco modificado, diretamente com o filtro SAW EPCOS B3732 cuja impedância é $50-j97 \Omega$.

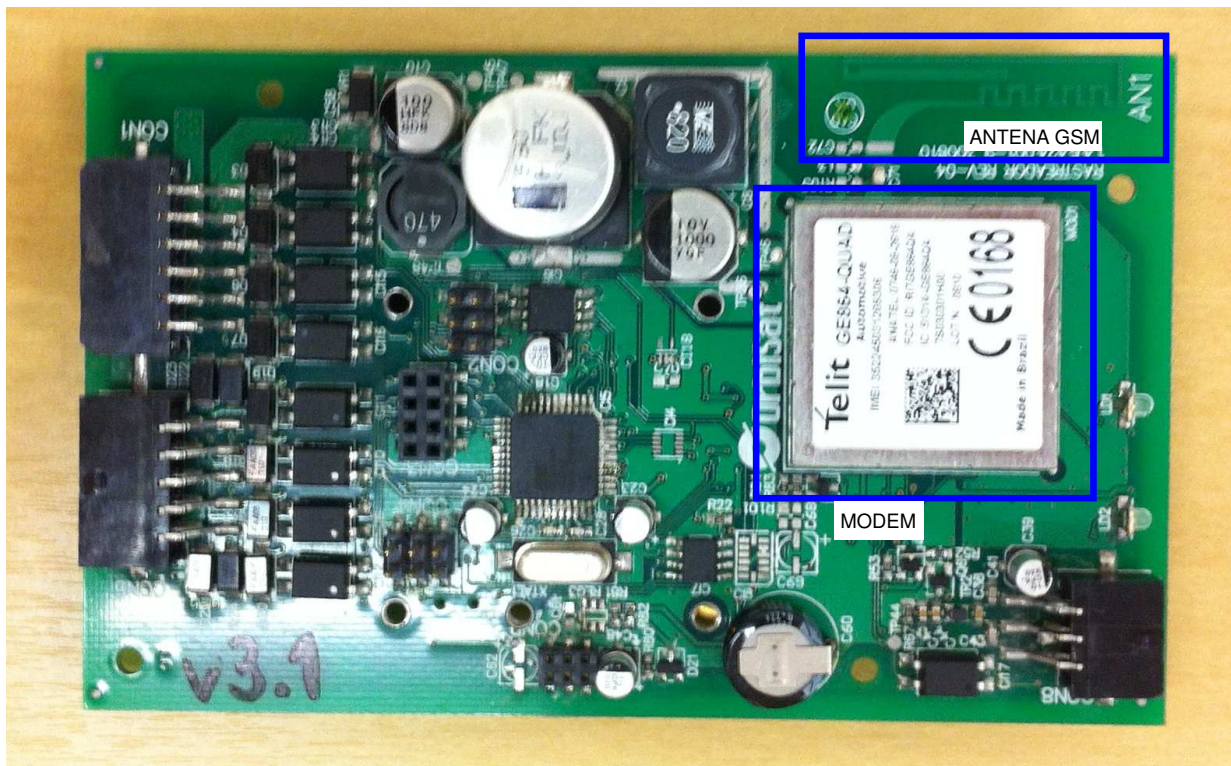


Figura 4.1: Antena GSM. Módulo localizador em PCB dupla-camada, de dimensões 127mm x 75mm x 1.6mm.

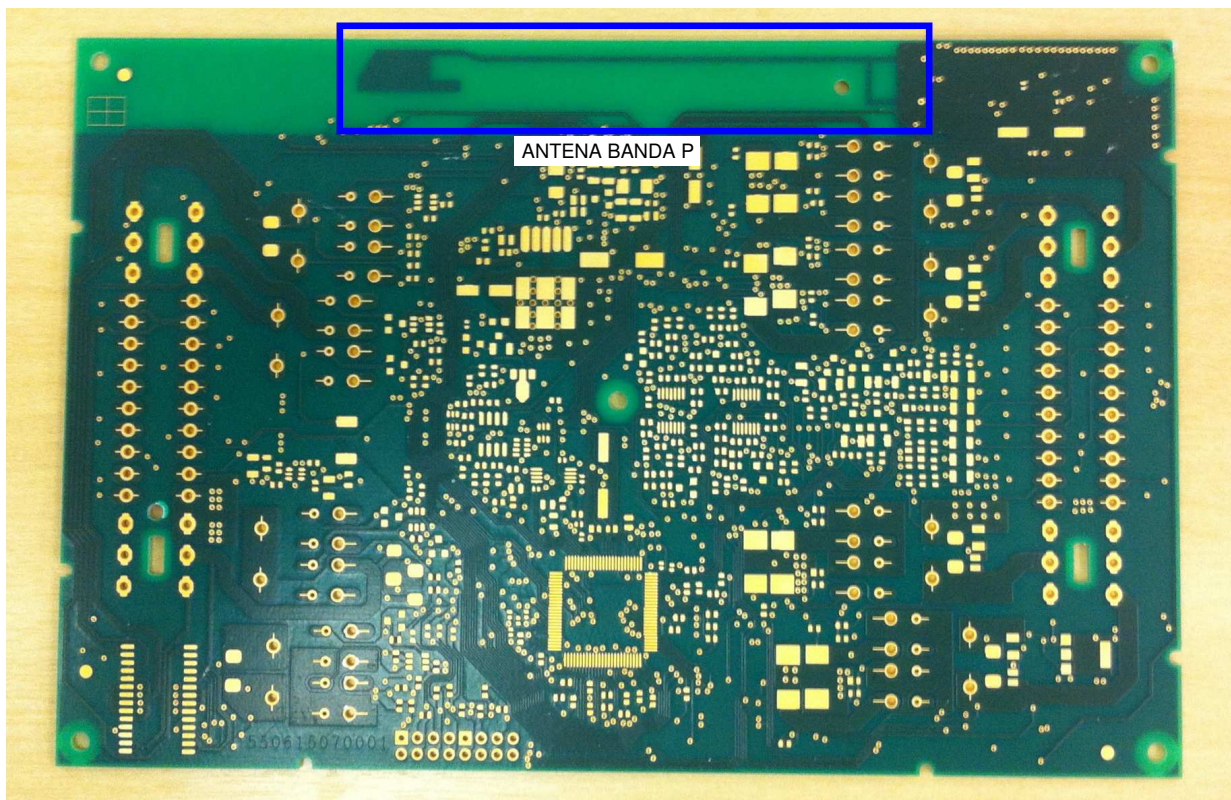


Figura 4.2: Antena Banda P. Módulo de habitáculo em PCB dupla-camada, de dimensões 179 x 118mm x 1.6mm.

Outros Trabalhos do Autor

- *Antena Dielétrica Banda-Larga para Banda-C.* Figura 4.3.

Uma antena dielétrica $\varepsilon_r = 10$ em alumina, ressonância centrada em $f = 3.9$ GHz, com $BW_{-10dB}=1.0$ GHz e ganho de 5 dB. Modificações na geometria elevam o ganho para valores acima de 10 dB.

- *Etiqueta RFID HF para Bolsa Sanguínea Hemobrás.* Figura 4.4.

Antena HF ressonante em $f = 13.56$ MHz, casada com o chip RF HDT AJLE-G1 da Texas Instrument. Compõe uma etiqueta para uso na logística de transporte e distribuição de bolsas sanguíneas processadas pela Hemobrás.

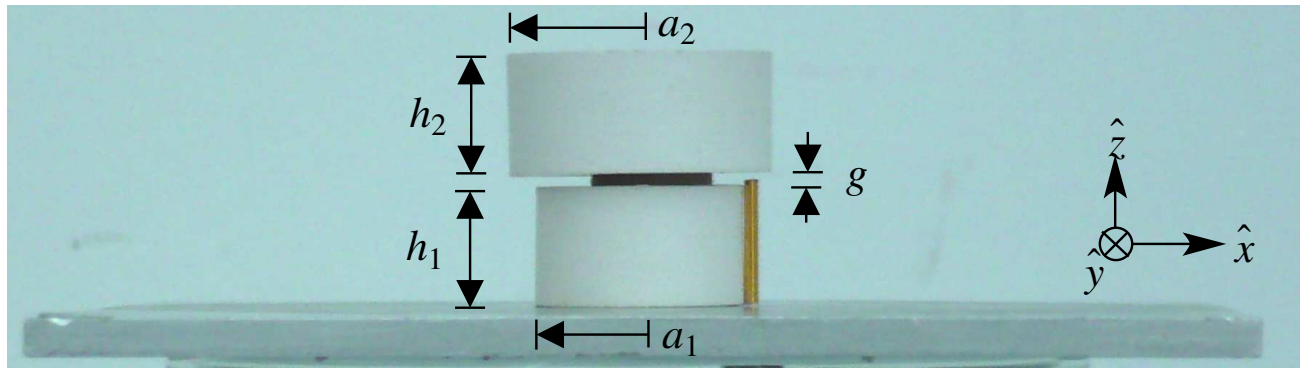


Figura 4.3: Antena dielétrica Banda C. Material alumina $\varepsilon_r = 10$.

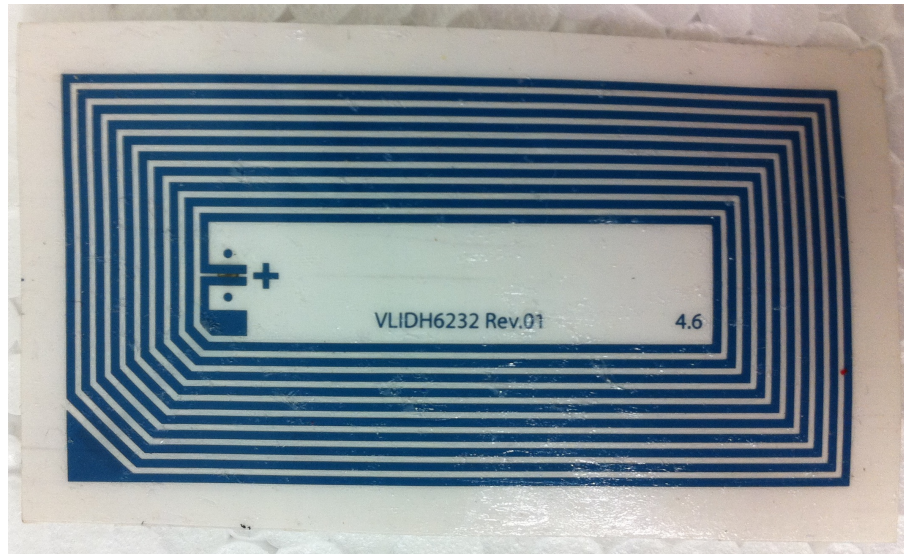


Figura 4.4: Antena RFID HF para bolsa sanguínea HEMOBRÁS. À esquerda, o modelo computacional do enrolamento da antena, e à direita o protótipo final fabricado.

Publicações

- Neto, J. M., Vital, L. G., Hernández-Figueroa, H. E., Moraes, M. O.
“Desenvolvimento de antena PCB para sistemas eletrônicos automotivos. Uma abordagem técnica, econômica e produtiva de uma solução inovadora”
SAE International, 2012, São Paulo, Brasil
- Moraes, M. O., Oliveira, L. P., Moreira, J., Reis, E., Hernández-Figueroa, H. E.
“Efficient Technique for Suppression of Undesirable Modes in Dielectric Resonator Filters”
European Conference on Antennas and Propagation, 2011, Roma, Itália
- Moraes, M. O., Borges, F. R., Hernández-Figueroa, H. E.
“Efficient Technique for Suppression of Undesirable Modes in Dielectric Resonator Filters”
International Microwave and Optoelectronics Conference, 2009, Belém, Brasil
- Borges, F. R., Moraes, M. O., Hernández-Figueroa, H. E.
“Feeding Techniques for the Miniaturization of Filters Using Dielectric Resonators of High Electric Permittivity”
International Microwave and Optoelectronics Conference, 2009, Belém, Brasil
- Borges, F. R., Atizani, J. A., Moraes, M. O., Hernández-Figueroa, H. E.
“Cerâmicas Nacionais com Alta Permissividade na Fabricação de Filtros em Frequência de Microondas”
Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, 2008, Rio de Janeiro, Brasil

Patentes

- Moraes, M. O., Borges, F. R., Hernández-Figueroa, H. E., Reis, E., Neto, J. M.
“Filtro à ressonador dielétrico”
patente depositada no INPI em 05 de janeiro de 2009.
- Borges, F. R., Moraes, M. O., Hernández-Figueroa, H. E., Reis, E., Neto, J. M.
“Alimentação de filtros formados por 1/4 de cerâmica dielétrica de alta permissividade”
patente depositada no INPI em 05 janeiro de 2009.
- Borges, F. R., Moraes, M. O., Hernández-Figueroa, H. E., Reis, E., Neto, J. M.
“Alimentação de filtros formados por 1/2 de cerâmica dielétrica de alta permissividade”
patente depositada no INPI em 05 janeiro de 2009.

Apêndice A

Camadas do Sistema Original

Tabela A.1: Empilhamento do sistema original.

Camada	Descrição	Material	Espessura (μm)
TOP	Antena GSM & GPS	Cu 1/2 oz + soldas	45
Dieletrico 1-2		Prepreg FR-4	240
INNER2	Camada de Sinal	Cu 1/2 oz	17
Dieletrico 2-3		Core FR-4	360
INNER3	Camada GND	Cu 1/2 oz	17
Dieletrico 3-4		Prepreg FR-4	240
INNER4	Camda VCC	Metal	17
Dieletrico 4-5		Core FR-4	360
INNER5	Camada de Sinal	Cu 1/2 oz	17
Dieletrico 5-6		Prepreg FR-4	240
BOTTOM		Cu 1/2 oz + soldas	45
TOTAL			1598

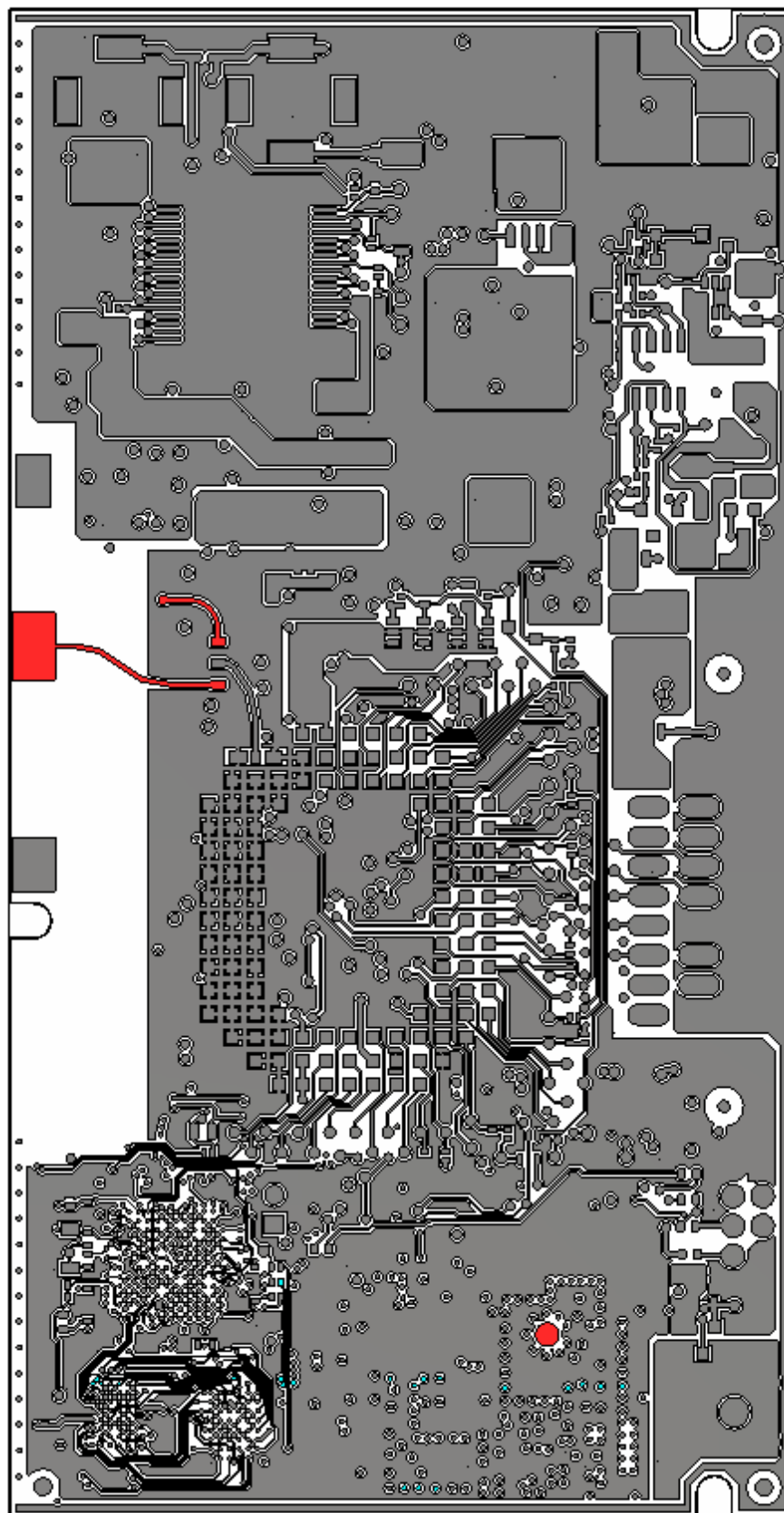


Figura A.1: Camada 01 TOP.

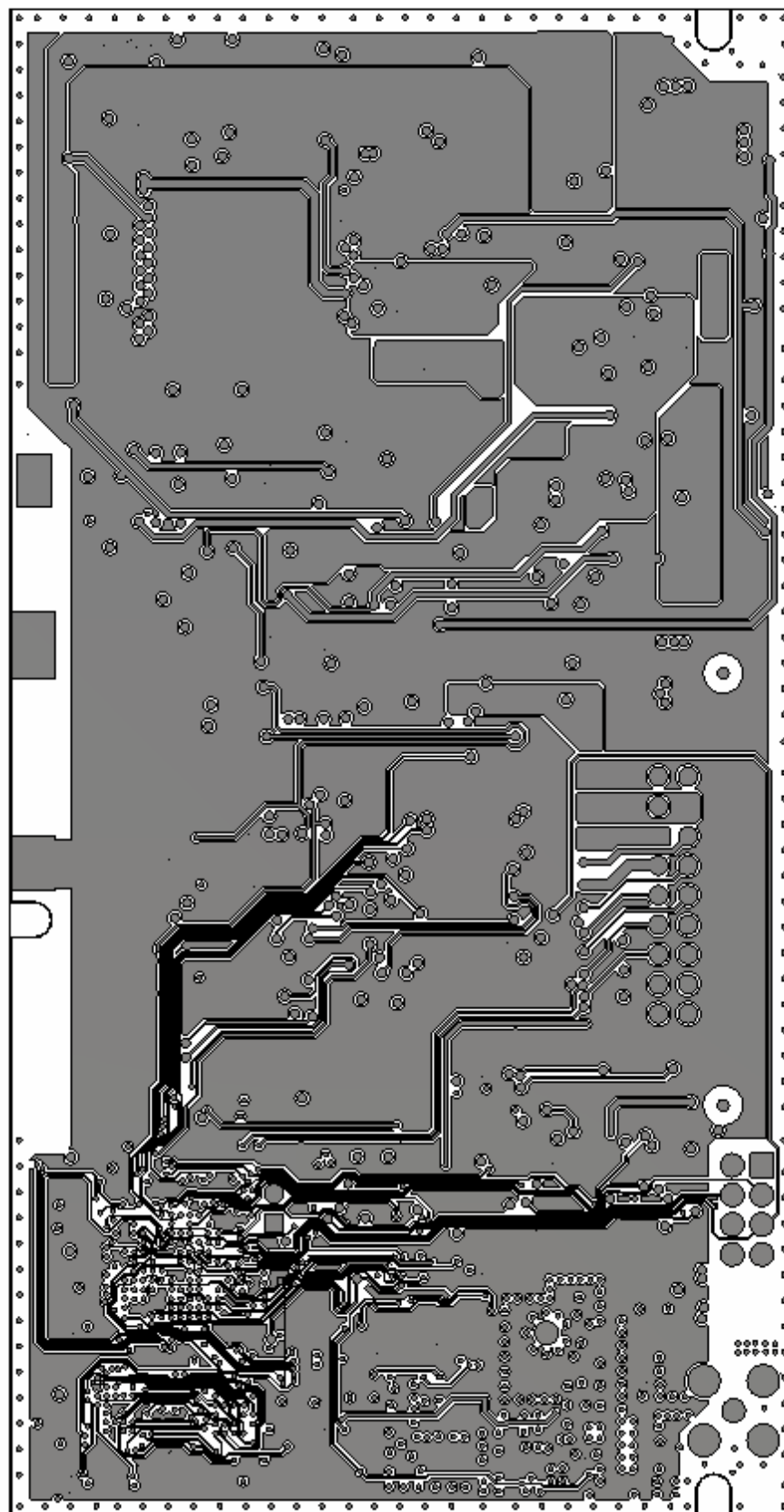


Figura A.2: Camada 02 INNER2.

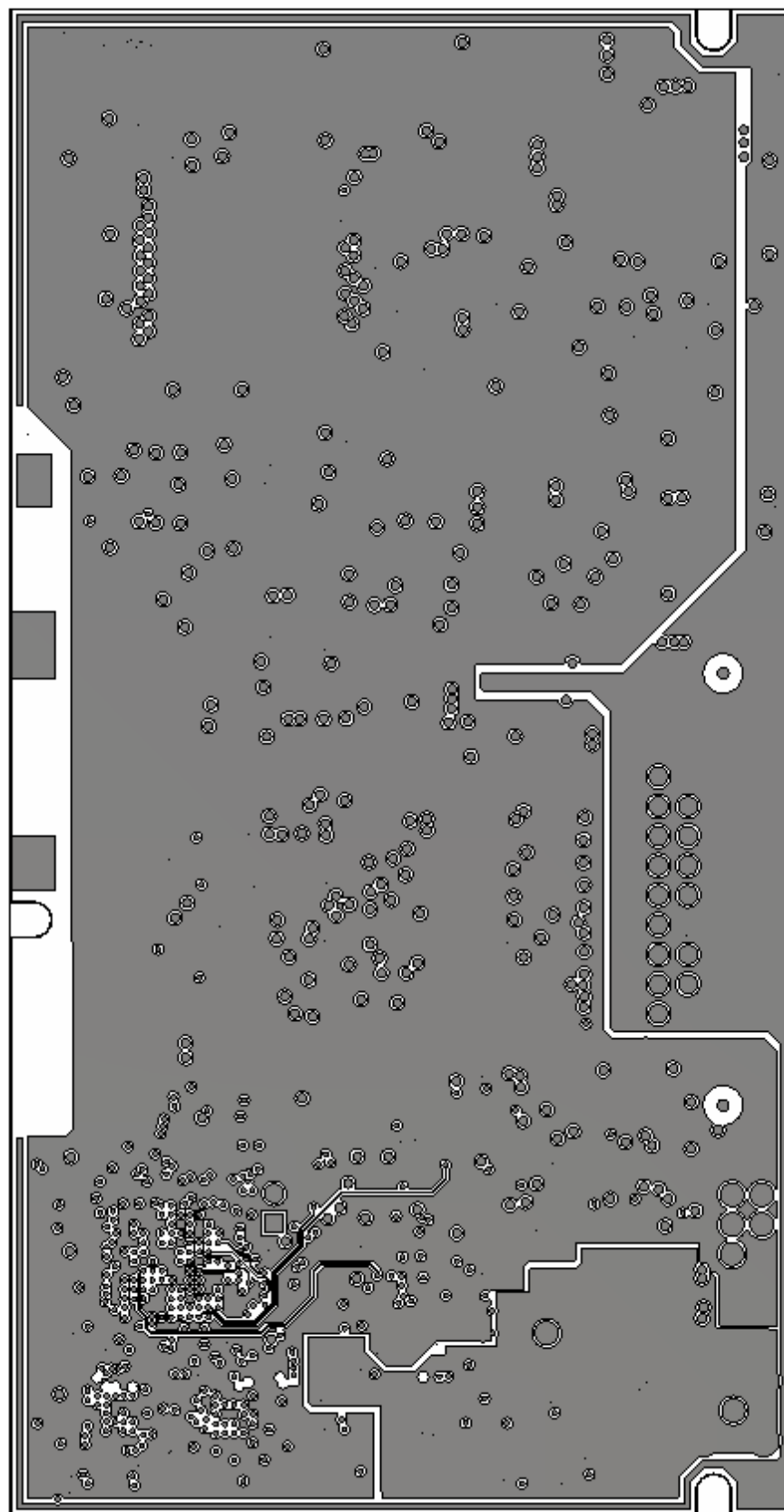


Figura A.3: Camada 03 INNER3.

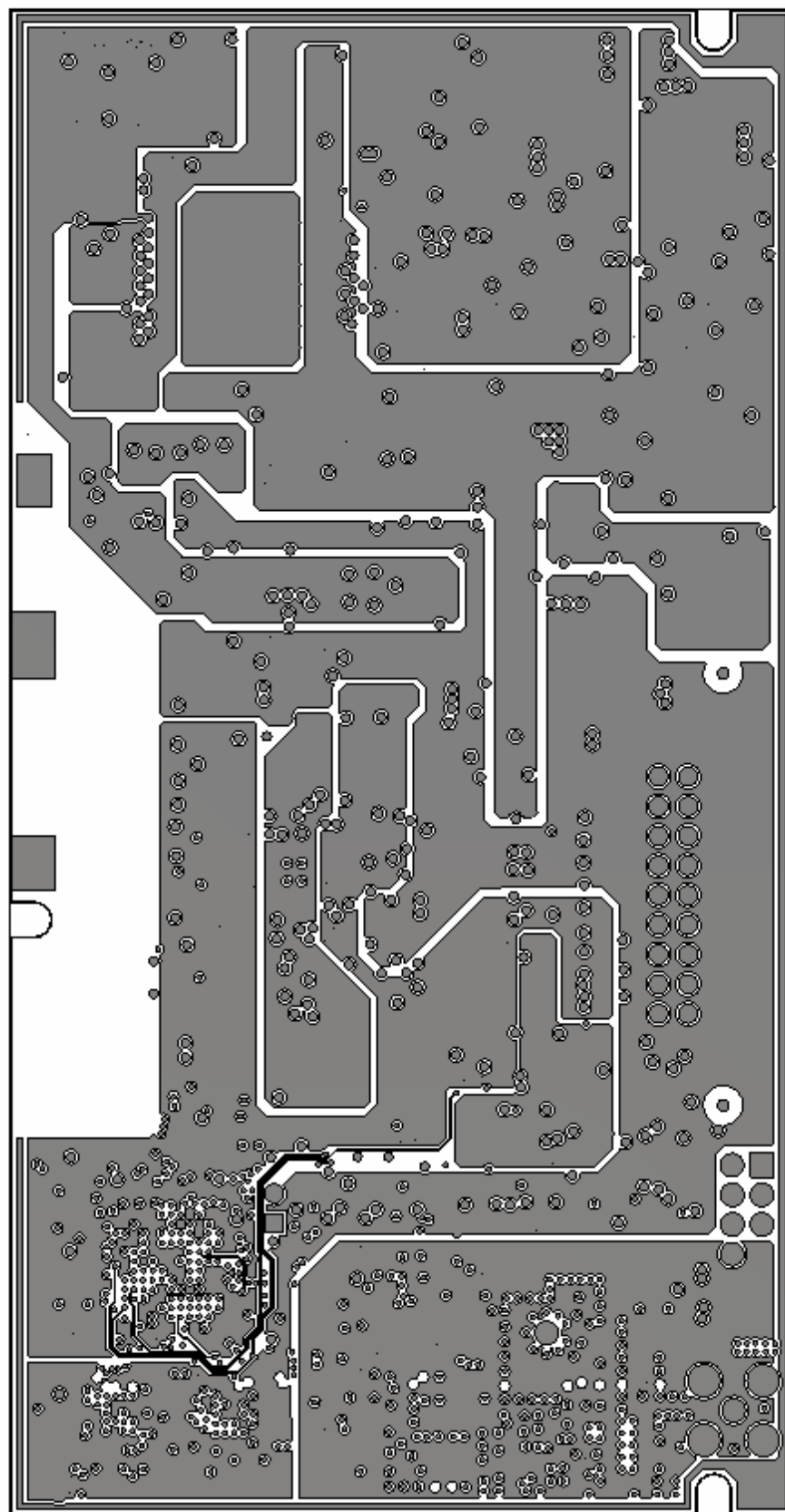


Figura A.4: Camada 04 INNER4.

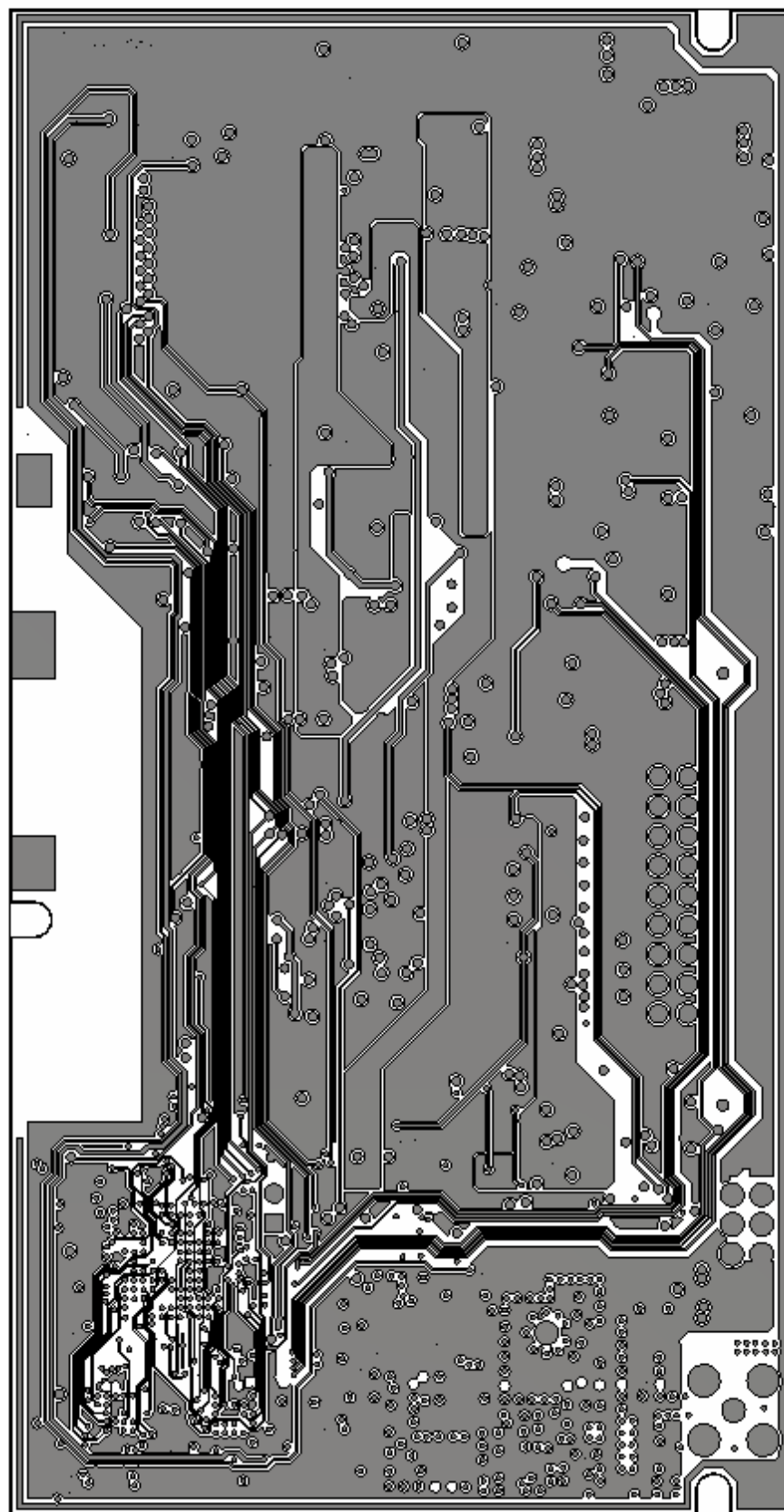


Figura A.5: Camada 05 INNER5.

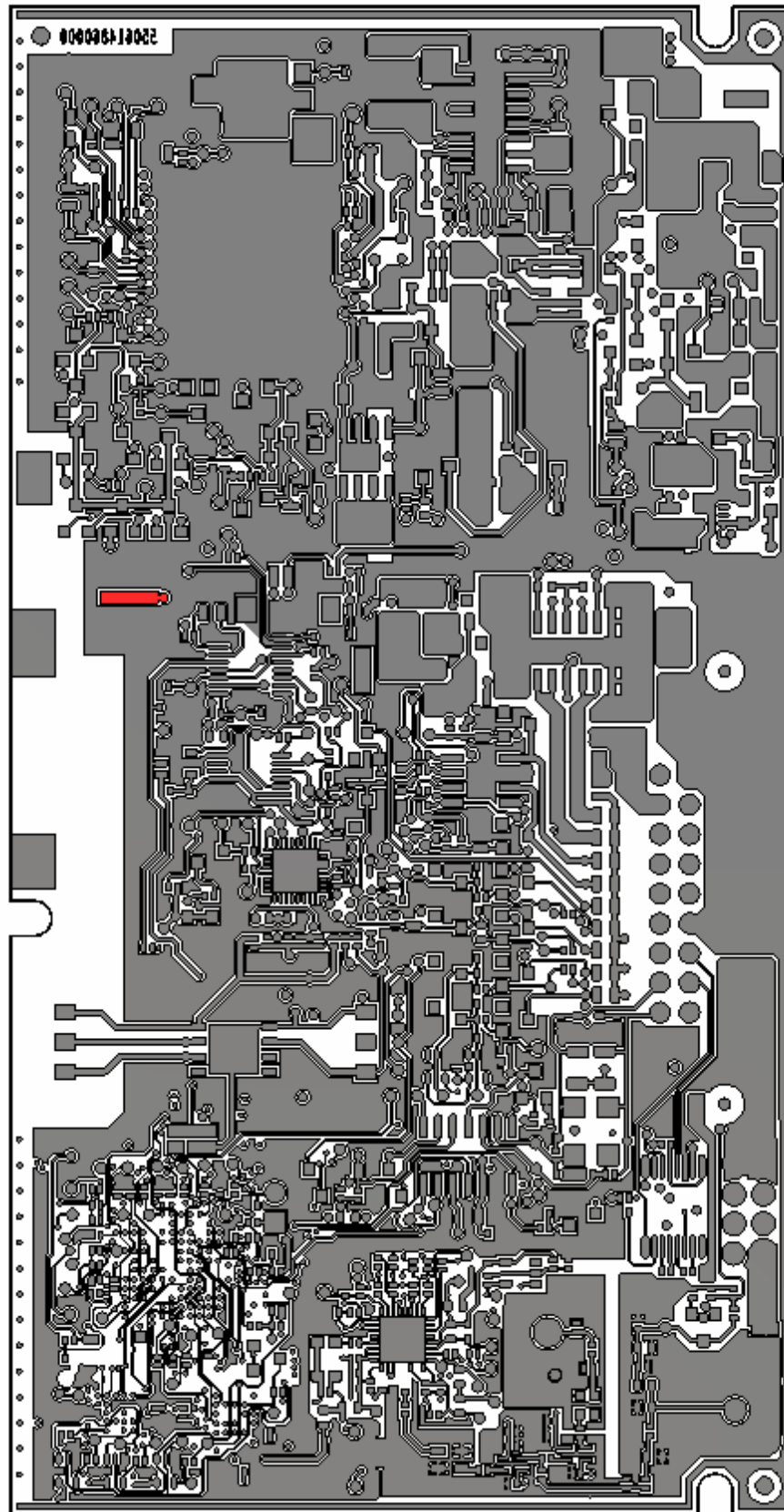


Figura A.6: Camada 06 BOTTOM.

Apêndice B

Designação de PADs Modem BGS3

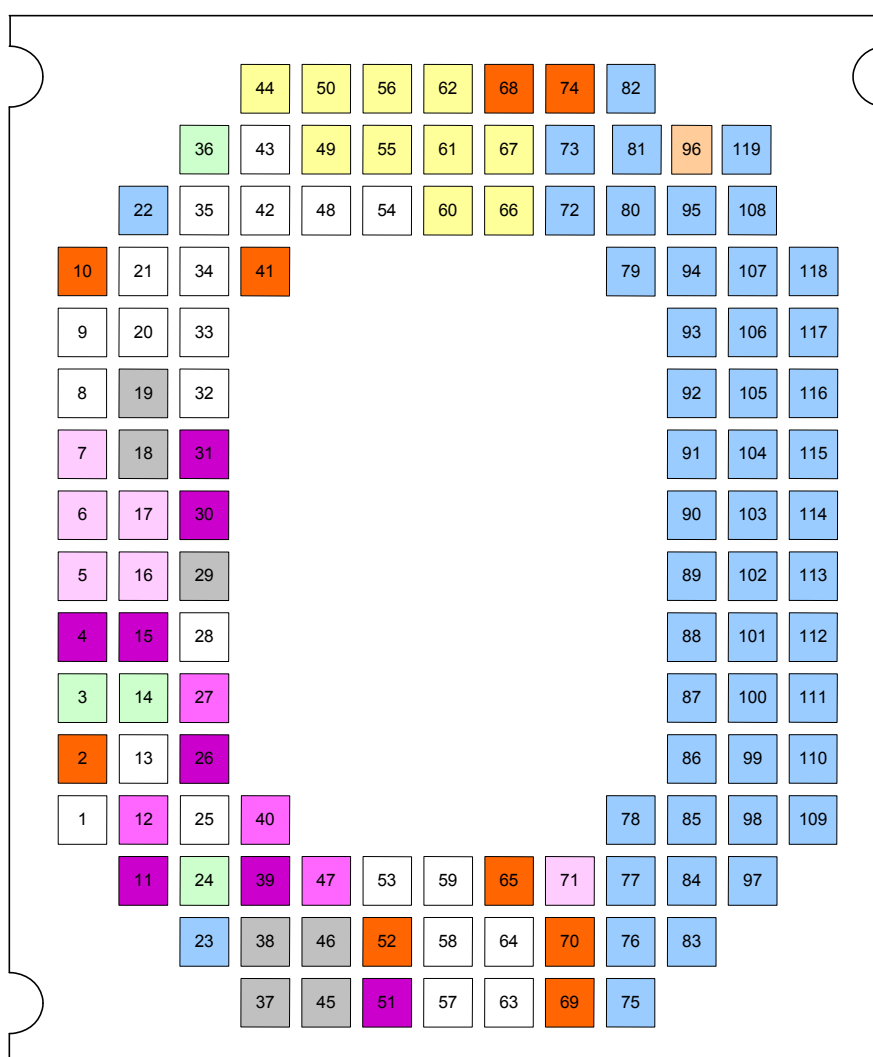


Figura B.1: Designação de pads do Modem BGS3 (Cinterion, 2012b).

Pad no.	Signal name	Pad no.	Signal name	Pad no.	Signal name
1	Do not use	41	BATTEMP	81	GND
2	VCHARGE	42	Do not use	82	GND
3	EMERG_OFF	43	Do not use	83	GND
4	CTS0	44	MICN2	84	GND
5	CCRST	45	DAI3	85	GND
6	CCIO	46	DAI4	86	GND
7	CCVCC	47	CTS1	87	GND
8	Do not use	48	Do not use	88	GND
9	Do not use	49	EPP1	89	GND
10	VEXT	50	MICP2	90	GND
11	TXD0	51	DSR0	91	GND
12	TXD1	52	ISENSE	92	GND
13	Do not use	53	Do not use	93	GND
14	IGT	54	Do not use	94	GND
15	RXD0	55	EPN1	95	GND
16	CCIN	56	MICN1	96	RF_OUT
17	CCCLK	57	Do not use	97	GND
18	DAI6	58	Do not use	98	GND
19	DAI5	59	Do not use	99	GND
20	Do not use	60	VMIC	100	GND
21	Do not use	61	EPP2	101	GND
22	GND	62	MICP1	102	GND
23	GND	63	Do not use	103	GND
24	SYNC	64	Do not use	104	GND
25	Do not use	65	CHARGE_GATE	105	GND
26	RTS0	66	AGND	106	GND
27	RTS1	67	EPN2	107	GND
28	Do not use	68	BATT+	108	GND
29	DAI0	69	BATT+	109	GND
30	RING0	70	VSENSE	110	GND
31	DCD0	71	CCGND	111	GND
32	Do not use	72	GND	112	GND
33	Do not use	73	GND	113	GND
34	Do not use	74	BATT+	114	GND
35	Do not use	75	GND	115	GND
36	POWER_IND	76	GND	116	GND
37	DAI2	77	GND	117	GND
38	DAI1	78	GND	118	GND
39	DTR0	79	GND	119	GND
40	RXD1	80	GND		

Figura B.2: Tabela de designação de pads do Modem BGS3, em (Cinterion, 2012b).

Apêndice C

Camadas do Sistema Modificado

Tabela C.1: Empilhamento do Protótipo.

Camada	Descrição	Material	Espessura (μm)
TOP	Antena GPS	Cu 1/2 oz + soldas	45
Dieletrico 1–2		Prepreg FR-4	240
INNER2	Camada de Sinal	Cu 1/2 oz	17
Dieletrico 2–3		Core FR-4	360
INNER3	Camada Sinal	Cu 1/2 oz	17
Dieletrico 3–4		Prepreg FR-4	240
INNER4	Antena GSM e Camda VCC	Metal	17
Dieletrico 4–5		Core FR-4	360
INNER5	Camada GND	Cu 1/2 oz	17
Dieletrico 5–6		Prepreg FR-4	240
BOTTOM	Camada de Sinal	Cu 1/2 oz + soldas	45
TOTAL			1598

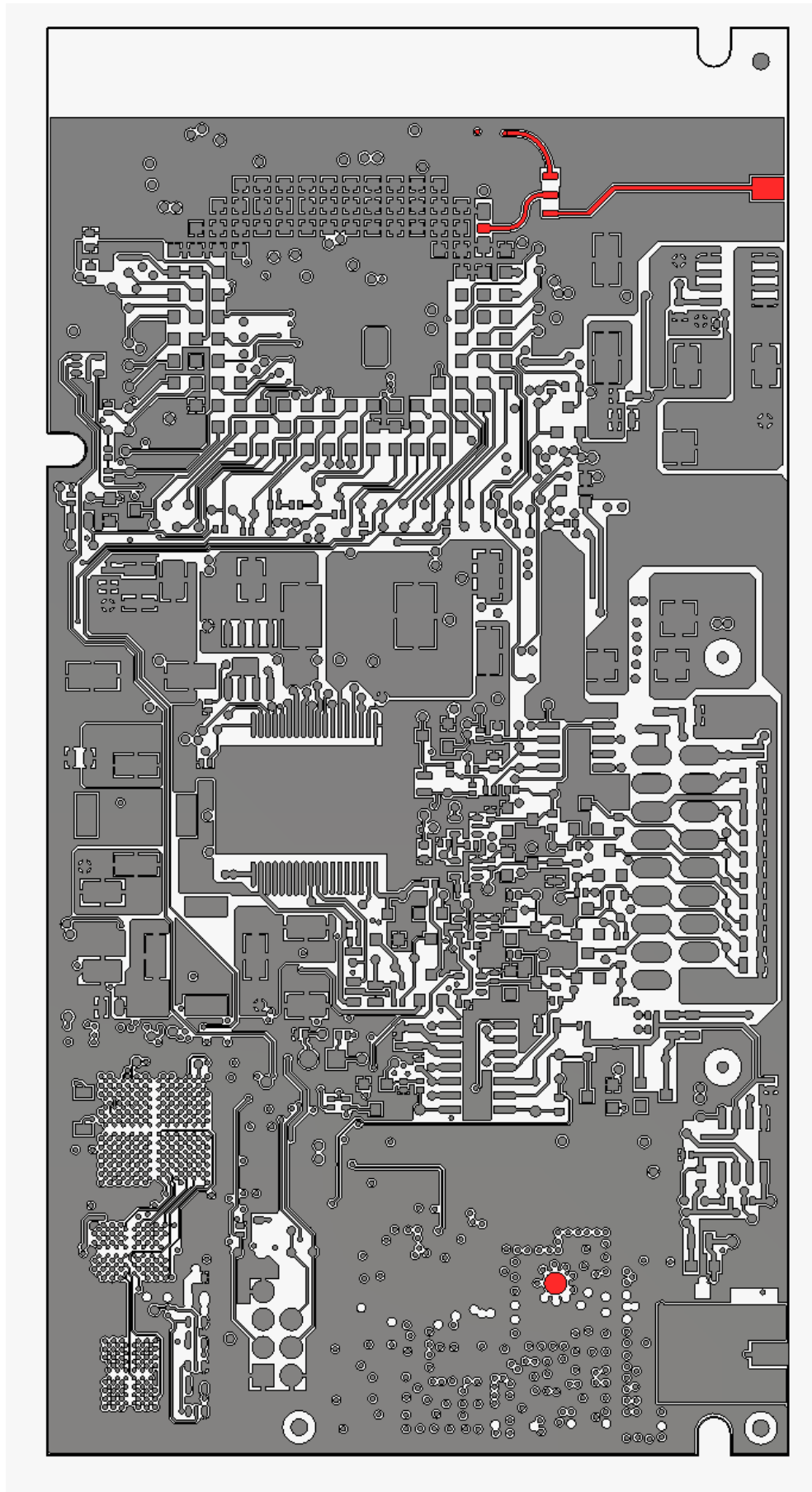


Figura C.1: Camada 01 TOP.

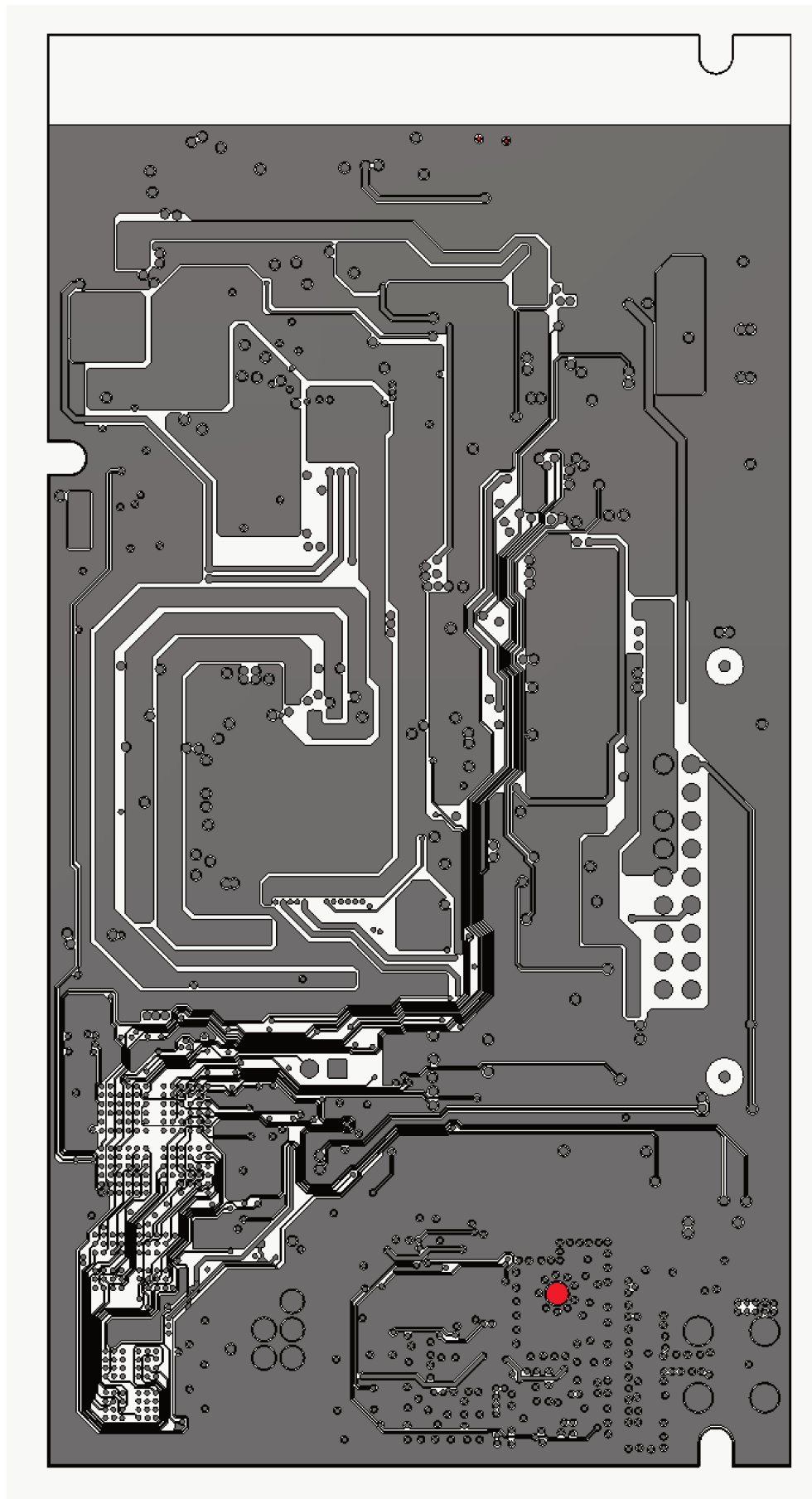


Figura C.2: Camada 02 INNER2.

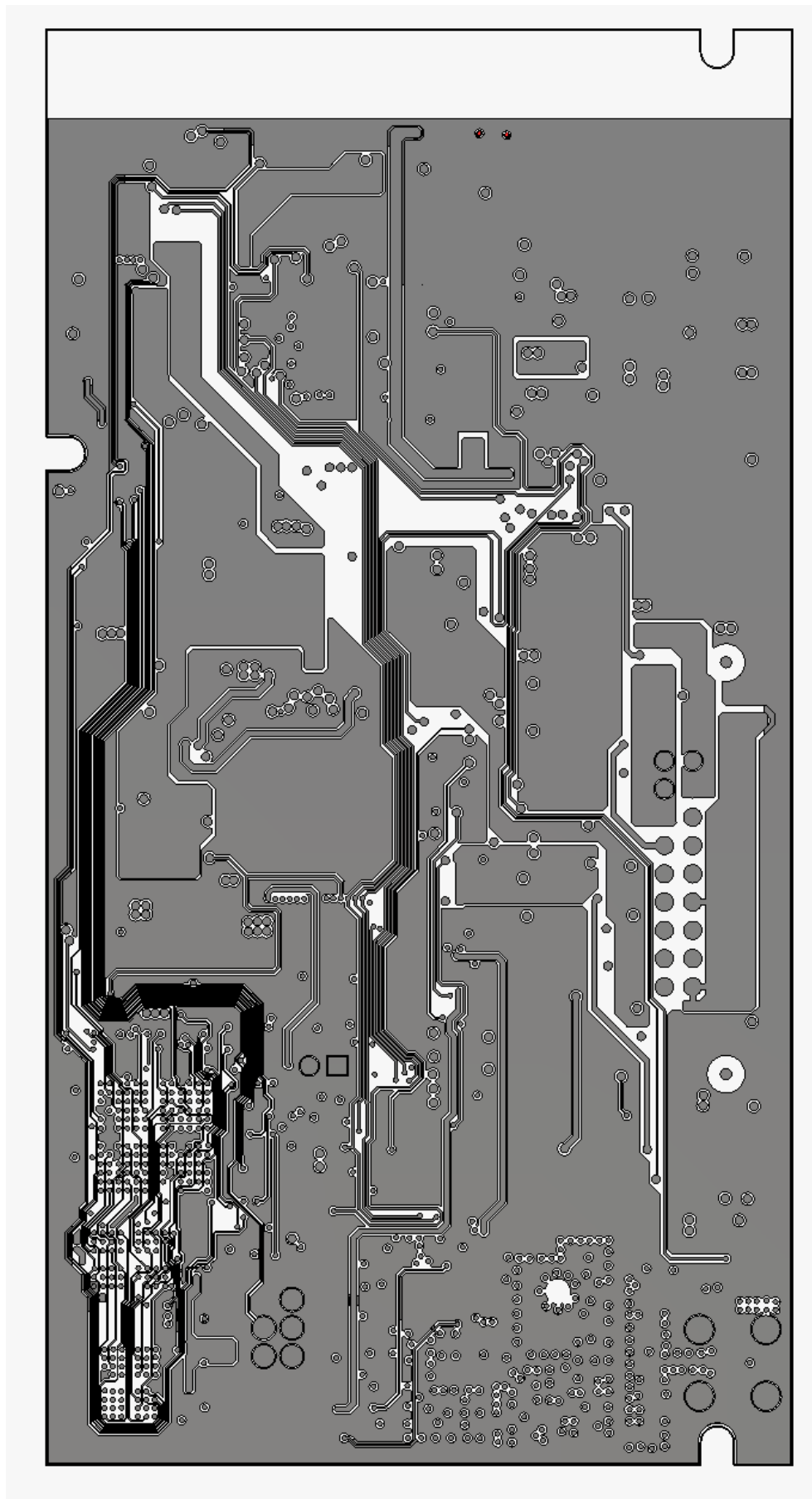


Figura C.3: Camada 03 INNER3.

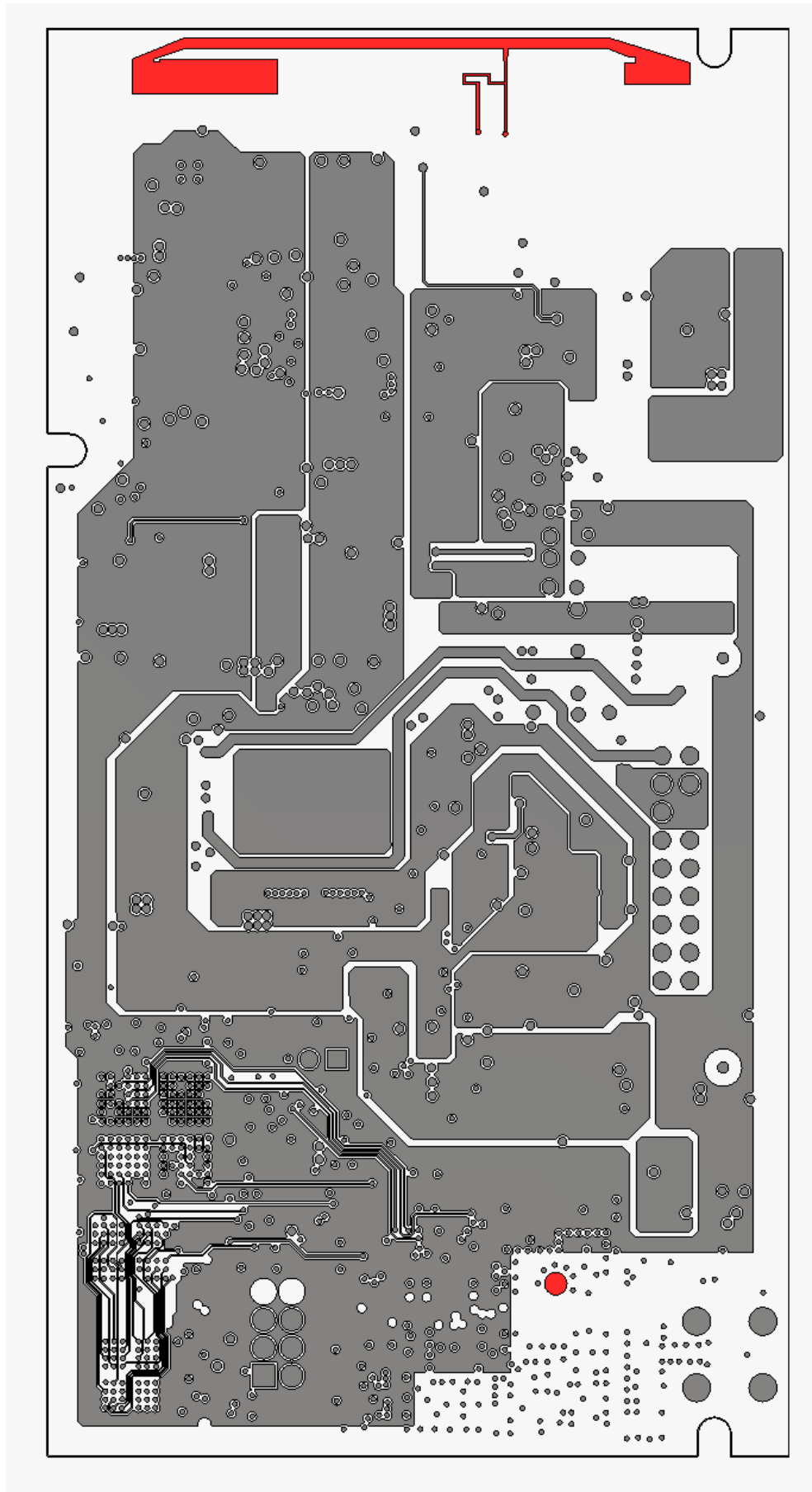


Figura C.4: Camada 04 INNER4.

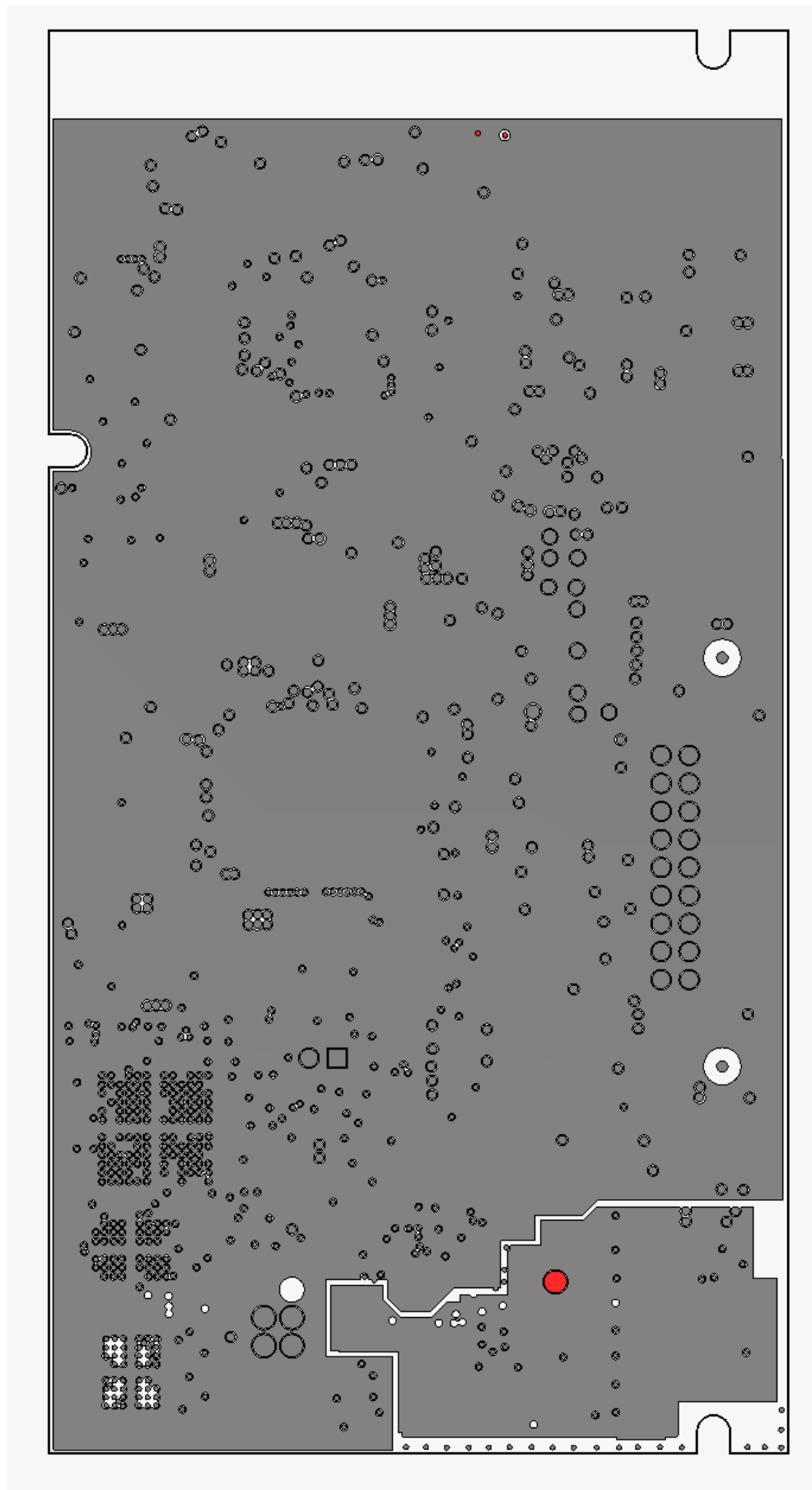


Figura C.5: Camada 05 INNER5.

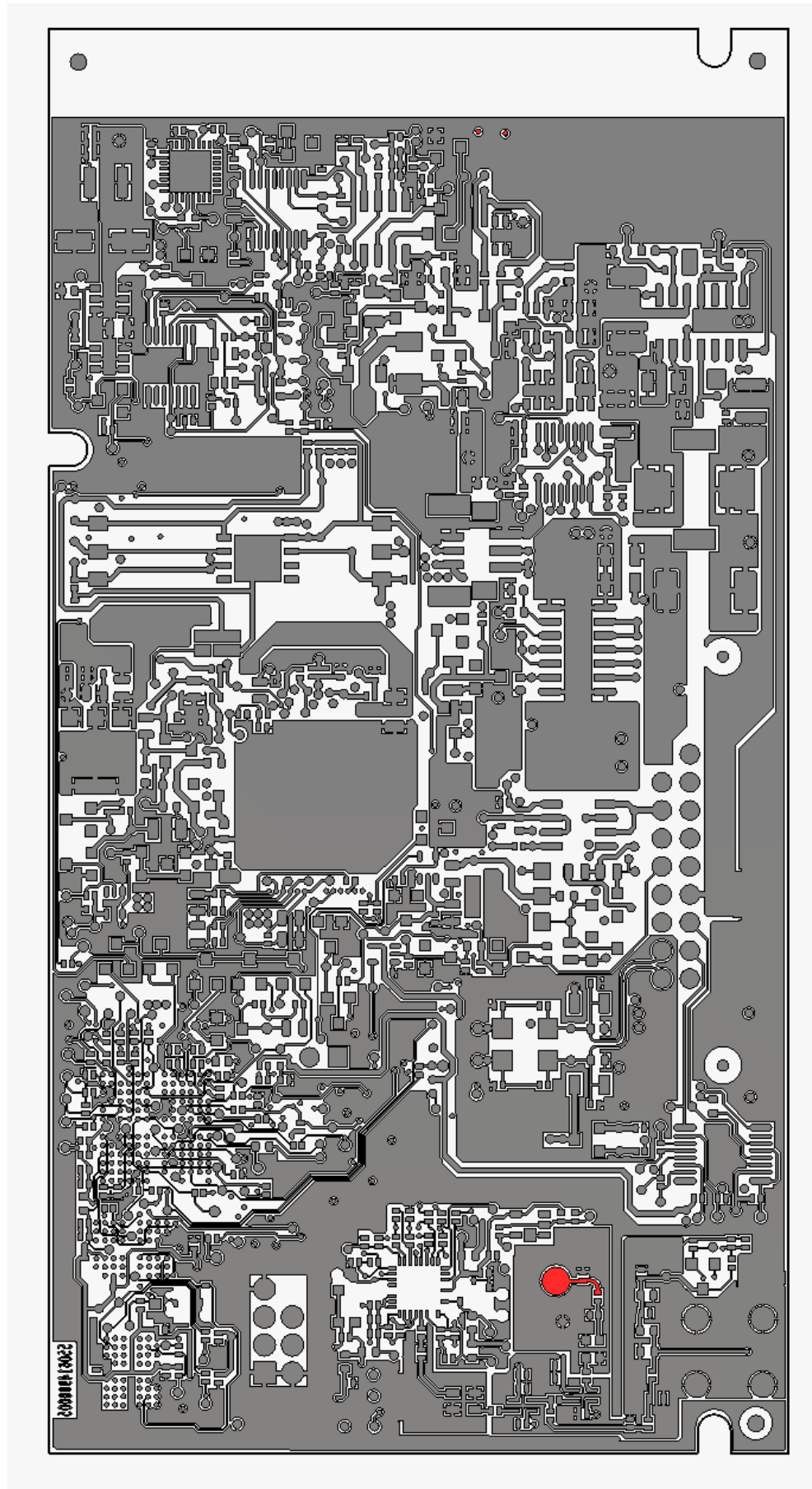


Figura C.6: Camada 06 BOTTOM.

Bibliografia

- Abrie, P. L. D. (2009). *Design of RF and microwave amplifiers and oscillators*, Artech House Publishers.
- Balanis, C. (1989). *Advanced engineering electromagnetics*, John Wiley&Sons.
- Balanis, C. (1992). Antenna theory: A review, *Proceedings of the IEEE* **80**(1): 7–23.
- Balanis, C. (1997). *Antenna theory and design*, John Wiley&Sons.
- BLUETEST (2012). *RTS60 Reverberation Test System*.
- Chen, W.-K. (2003). *The Circuits and Filters Handbook*, CRC PressI Llc.
- Cheng, D. K. (1989). *Field and wave electromagnetics*, Prentice Hall.
- Cinterion (2012a). *BGS3 AT Command Specification*.
- Cinterion (2012b). Hardware Interface Description, pp. 1–108.
- CST (2010). CST Studio Suite 2010.
URL: *www.cst.com*
- De Oliveira Sobrinho, J. B. (2000). *50 anos de TV no Brasil*, Mercado Global.
- Hsu, M.-R. (2008). Ceramic chip antenna for WWAN operation, *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*.
- IEEE (1983). IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas.
- Islam, M. N. and Karhu, S. I. (2010). GPS and GSM antenna with a capacitive feed for a personal navigator device, *IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems*.
- Kraus, J. D. (1985). Antennas since Hertz and Marconi, *Transactions on Antennas and Propagation* **33**(2).
- Kraus, J. D. (1988). *Antennas*, McGraw-Hill College.
- Kwak, W. i., Park, S. o. and Kim, J. s. (2006). A Folded Planar Inverted-F Antenna for GSM/DCS/Bluetooth Triple-Band Application, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* **5**(1): 18–21.

- Maxwell, J. C. (1904). *A Treatise on Electricity and Magnetism*, Cambridge University Press.
- Pozar, D. M. (2009). *Microwave Engineering*, John Wiley & Sons.
- Proakis, J. G. (2003). *Wiley encyclopedia of telecommunications*, Wiley-Interscience.
- Sartori, J. C. (2004). Linhas de transmissão e carta de Smith, EESC USP.
- Stutzman, W. (2008). Bibliography for antennas: a list of every English-language antenna book ever written, *IEEE Antennas and Propagation Magazine* **50**(4).
- Vinci, G. (2010). Multiband Planar Vivaldi Antenna for Mobile Communication and Industrial Applications, *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*.
- Yarman, B. S. (2007). Design of ultra-wideband antenna matching networks, *Applied Electromagnetics Conference*.