



UNIVERSIDADE FEDERAL DE CAMPINA GRANDE
CENTRO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E INFORMÁTICA
UNIDADE ACADÊMICA DE ENGENHARIA ELÉTRICA



COORDENAÇÃO DE ESTÁGIOS E PROJETOS EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RELATÓRIO DE ESTÁGIO INTEGRADO

Título do trabalho

Caracterização de tags RFID por reflectometria

Aluno

Ayslan Caisson Norões Maia

Empresa

**Laboratório de Concepção e Integração de Sistemas (LCIS)
Grenoble INP - França**

Orientador

Rômulo Raimundo Maranhão do Valle

Campina Grande – Paraíba

Novembro/2011



ESTÁGIO CURRICULAR

Trabalho efetuado no decorrer do meu estágio curricular no Curso de *Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande* em cumprimento das exigências para obtenção do diploma de Engenheiro Eletricista.

Ayslan Caisson Norões Maia
(Aluno)

Rômulo Raimundo Maranhão do Valle
(Orientador)

Campina Grande – Paraíba
Novembro/2011

Inicialmente, agradeço a todos os organismos responsáveis pelo programa de cooperação entre o Brasil e a França por promoverem este projeto de cooperação bilateral BRAFITEC em termos de formação.

Agradeço igualmente a meu estabelecimento de origem no Brasil, a Universidade Federal de Campina Grande (UFCG), e, sobretudo, aos professores que me depositaram confiança e me deram a oportunidade de participar deste intercâmbio: Dr. Glauco Fontgalland e Dr. Raimundo Freire.

Agradeço a Laurente Lefevre, Responsável das Relações Internacionais, e igualmente a Florence Galli, Secretária de Direção de Estudos, ambos da Escola de Engenheiros em Sistemas Avançados e Redes (ESISAR Grenoble-INP), pela excelente recepção e pelo apoio durante esse período de estudo na França.

Sou bastante grato a todos os funcionários do Laboratório de Concepção e de Integração de Sistemas (LCIS) por terem me acolhido e fornecido todas as ferramentas necessárias para realização deste Estágio.

Gostaria também de agradecer a Smaïl Tedjini, professor e responsável do grupo de Sistemas Optoeletrônicos e Radiofrequência (ORYS) por sua ajuda e por ter me recebido em seu grupo de pesquisa.

Eu particularmente agradeço ao meu orientador de estágio na ESISAR, Etienne Perret, por sua atenção, sua paciência e disponibilidade, além da assistência técnica que ele me ofereceu.

Agradeço também a Hamza e Mossaab, pela ajuda dada por ambos no desenvolvimento do programa de automação do banco de medição.

Certamente, gostaria de expressar minha profunda gratidão a Alysson Vasconcelos, Victor Felipe e Wilson Martins meus compatriotas pelo apoio e amizade ao longo da minha estadia na França.

Finalmente, agradeço a minha família por seu insubstituível e incondicional apoio. Eles que sempre acreditaram em mim, e sempre me incentivaram nos momentos difíceis.

Agradecimentos	3
Introdução	7
Apresentação do Laboratório	9
Objetivos	11
Desenvolvimento do tema	
Capítulo 1 - Sistemas RFID	12
Capítulo 2 - Caracterização de tags RFID a partir do RCS	22
Capítulo 3 - Automação do banco de medição	36
Conclusões e perspectivas	44
Referências bibliográficas	45
Estimativa financeira	47
Resumo e Abstract	48
Anexos	49

Para maior clareza, no início de cada capítulo é fornecido um plano de apresentação detalhado.

<i>Introdução</i>	7
Figura i: Apresentação de um sistema RFID passivo	7
<i>Capítulo 1</i>	12
Figura 1.1: Sistema RFID	13
Figura 1.2: As três zonas de funcionamento de uma antena	14
Figura 1.3: Princípio de comunicação de um sistema RFID	17
Figura 1.4: Comutação da impedância de um chip entre dois estados	17
Figura 1.5: Representação do processo de comunicação descendente	17
Figura 1.6: a) Circuito equivalente do tag b) Adaptação de impedância antena – chip	18
Figura 1.7: Três exemplos de modulação da potência refletida	19
<i>Capítulo 2</i>	22
Figura 2.1: Retro-espalhamento da antena e gráfico de fluxo em co-polarização	24
Figura 2.2: Dipolo $\lambda/2$, comprimento 160 mm, largura 6 mm, substrato FR4 com $\epsilon_r = 4.4$ e espaçamento entre braços do dipolo de 3 mm	26
Figura 2.3: RCS em função da frequência para cada carga	27
Figura 2.4: a) Ganho realizado b) Coeficiente de reflexão	27
Figura 2.5: Impedância da antena a) Parte real b) Parte imaginária	27
Figura 2.6: Antena dipolo RFID reativa de comprimento 100 mm, largura 12 mm, substrato poliéster com $\epsilon_r = 3.2$ e espaçamento entre braços do dipolo de 200 μm	29
Figura 2.7: Caso 1 - RCS em função da frequência para cada carga	30
Figura 2.8: Caso 1 - Impedância da antena a) Parte real b) Parte imaginária	30
Figura 2.9: Caso 2 - RCS em função da frequência para cada carga	31
Figura 2.10: Caso 2 - Impedância da antena a) Parte real b) Parte imaginária	31
Figura 2.11: Caso 3 - RCS em função da frequência para cada carga	32
Figura 2.12: Caso 3 - Impedância da antena a) Parte real b) Parte imaginária	32
Figura 2.13: Caso 4 - Impedância da antena a) Parte real b) Parte imaginária	33
Figura 2.14: Parte real da impedância da antena para os quatro casos	33
Figura 2.15: Parte imaginária da impedância da antena para os quatro casos	34
Figura 2.16: Controle de preenchimento d'água	35

Capítulo 3	36
Figura 3.1: Aparelhos de medição e computador com o programa de controle	37
Figura 3.2: Procedimento de funcionamento do programa de medição	38
Figura 3.3: Configuração do banco de medição: Ligação entre os aparelhos e o computador	40
Figura 3.4: Identificação de componentes de medida: a) Trama de medida e b) Câmara anecóica: antena corneta em primeiro plano e o tag com o seu suporte em segundo plano	40
Anexos	49
Figura 1: Antena de referência utilizada nas medições: SAS-571 da AH System	50
Figura 2: Ganho linear da antena de referência entre 800 MHz e 1 GHz	50
Figura 3: Coeficiente de reflexão da antena de referência entre 800 MHz e 1 GHz	51
Figura 4: Atenuação nos cabos de 1 metro entre 800 MHz e 1 GHz	51
Figura 5: a) Circulador utilizado para as medições b) Esquema de conexão entre o circulador e outros aparelhos e c) Gráficos das perdas de inserção	52
Figura 6: Gerador de sinais arbitrário N5182A MXG da Agilent	53
Figura 7: Analisador de Espectro de tempo real RSA 3408A da Tektronix	53

A tecnologia de IDentificação por Radio Frequência tem passado por um desenvolvimento significativo com base na coleta automática de dados a distância [1]. De fato, este crescimento é explicado tanto pela evolução dos circuitos integrados e das tecnologias de Radio Frequência (RF), como também devido ao crescente interesse da indústria nesta área [2]. Neste trabalho, estamos particularmente interessados na RFID UHF (*Ultra High Frequency*), que utiliza frequências entre 860 MHz e 960 MHz.

Um tag passivo padrão é constituído de uma antena e de um circuito integrado específico (ASIC), que denominaremos chip RFID. Como é sabido, tanto antena como chip apresentam, em geral, impedâncias complexas. O chip recupera o sinal RF emitido pelo leitor RFID para entrar em operação. O tag responde ao leitor comutando sua impedância entre dois estados, e assim realiza a modulação do sinal retro-espalhado. A cada estado de impedância, o tag RFID apresenta uma Superfície Equivalente Radar (SER ou RCS em inglês para *Radar Cross Section*) correspondente.

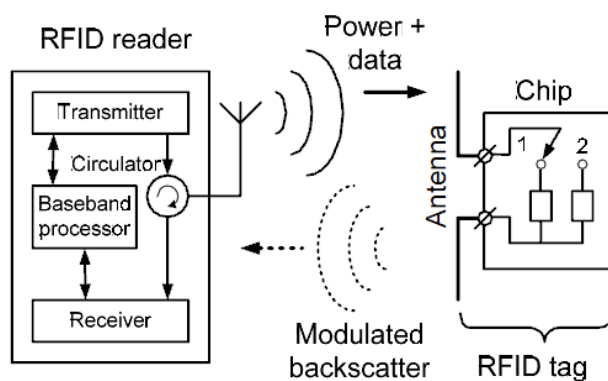


Figura 1: Apresentação de um sistema RFID passivo [3].

Uma boa adaptação de impedância entre a antena e o chip é muito importante, pois, além de influenciar diretamente na qualidade da comunicação ascendente, isto é, do leitor para o tag, permite a obtenção da potência mínima para ativar o tag.

Um chip RFID pode ser visto como uma carga não linear cuja impedância complexa de cada estado varia em função da frequência de funcionamento e da potência de entrada. Os circuitos eletrônicos do chip necessitam de uma potência mínima de alimentação para serem ativados. Esse limiar de potência, assim como a variação da impedância em função da potência de entrada, são determinados pelo *front end* dos chips RF [4]. A variação da impedância em função da frequência depende igualmente dos efeitos parasitas de seu encapsulamento.

As variações de impedância do chip com a potência e a frequência podem afetar consideravelmente a desempenho do tag. Na maior parte dos cenários reais, os tags devem continuar funcionando mesmo quando eles são aproximados da antena do leitor RFID, onde a potência recebida pelo tag é bastante elevada [5]. Nesse caso, possivelmente a impedância do chip sofrerá uma considerável variação que resultará em uma forte desadaptação da impedância do tag e, portanto, uma degradação muito significativa do desempenho do tag.

No que diz respeito a ligação descendente, isto é, do tag para o leitor, a modulação realizada pelo tag deve ser suficiente para que o leitor consiga distinguir os dois estados do sinal retro-espalhado. A diferenciação entre os dois níveis do sinal é refletida pela diferença entre os estados de impedância do tag. O Δ RCS é utilizado para caracterizar essa ligação descendente.

Nesse contexto, compreende-se que para prever corretamente o comportamento de um tag RFID e assegurar seu bom funcionamento, é preciso ter um conhecimento preciso dos dois estados de impedância do chip e de suas variações em função da frequência e da potência do sinal RF.

Para determinar os estados de impedância do chip é necessário conhecer a impedância da antena do tag. Neste trabalho, será detalhado o princípio de medição por reflectometria em campo distante, igualmente chamado medida por técnicas RCS. Esta técnica nos permite realizar a caracterização experimental sem cabo de antenas eletricamente pequenas, especialmente para as antenas de tags RFID.

Além disso, um sistema RFID UHF passivo pode ser utilizado como um dispositivo de auto-deteção sensível às variações geométricas e físicas do objeto etiquetado sem a utilização de sensores ou fontes de energia específicas [6, 7, 8]. Na utilização de tags como sensores, busca-se não somente a função de identificação, mas também, a possibilidade de obter outras informações a cerca do objeto etiquetado. Essa idéia se baseia na variação da impedância de entrada do tag e, portanto, do ΔRCS em função das características físicas e geométricas de um objeto ou do ambiente em que ele se encontra (qualquer alteração na permissividade do ambiente pode ser detectada desta forma).

Enfim, a impedância de entrada da antena determinada por reflectometria poderá ser utilizada nas aplicações de tags RFID como sensores.

O Laboratório de Concepção e Integração de Sistemas (LCIS), fundado em outubro de 1996 se trata de uma unidade própria de pesquisa do Grenoble-INP, igualmente ligado à Universidade Pierre Mendès.

É o primeiro laboratório de pesquisa universitária na cidade de Valence sediada na Escola de Engenheiros em Sistemas Embarcados e Redes (ESISAR Grenoble INP). Sua atividade de pesquisa é orientada aos sistemas embarcados de comunicação e está em sinergia tanto com as especialidades de formação da ESISAR quanto com as diferentes especialidades representadas por professores e pesquisadores que conduzem suas atividades de pesquisa no LCIS. Os temas abordados dizem respeito à especificação, à modelagem, à concepção, à comunicação, à validação e ao diagnóstico desses sistemas. Nestes temas diferenciados, o laboratório propõe métodos e modelos novos, e elabora ferramentas que são aplicadas no meio industrial.

Os grupos de pesquisa são estruturados em torno de quatro temáticas:

- **Modelagem, Análise e Comando de Sistemas Dinâmicos (MACSY):** Os trabalhos têm principalmente como objetivo o desenvolvimento e a implementação de leis de comando e/ou supervisão de performance e segurança de sistemas dinâmicos e distribuídos.
- **Sistemas complexos cooperantes (COSY):** O objetivo é principalmente propor um formalismo para a engenharia de sistemas complexos abertos baseados no conceito de agente. O grupo é conhecido por estudar fortemente os modelos, as arquiteturas, as etapas de análise e concepção, a validação e a simulação específica com o propósito de responder às necessidades da especificação das aplicações mais críticas (sistemas físicos reais, sistemas de internet).
- **Concepção e teste de sistemas embarcados (CTSIS):** As atividades de pesquisa desenvolvidas no tema de “Segurança de Funcionamento” são relativas à concepção de sistemas embarcados e distribuídos levando em conta os problemas da segurança de funcionamento. A atividade de teste tem como objetivo analisar o mais precisamente possível as funcionalidades e/ou a estrutura de cada parte do sistema e detectar o maior número de problemas possível.
- **Sistemas Optoeletrônicos e radiofrequência (ORSYS):** As atividades de pesquisa se articulam em torno da utilização das tecnologias RF e ópticas para a comunicação, o tratamento e a medição de sinais. As pesquisas são direcionadas a concepção e otimização de funções elementares e sua integração no desenvolvimento de sistemas integrados. Entre os sistemas considerados incluem-se os sistemas *Wireless*, etiquetas RFID e sistemas UWB. Os trabalhos se desenvolvem em torno do modelamento e da simulação eletromagnética, a concepção em sistemas mistos, medição e caracterização experimental.

Esse projeto de estágio constitui uma temática de pesquisa do grupo ORSYS. A equipe é dirigida pelo Professor Smaïl Tedjini, e meu orientador, o Dr. Etienne Perret, é membro desse grupo.

Esse projeto também se insere no âmbito de um programa de cooperação entre o Brasil e a França. Esse programa, chamado BRAFITEC (Brasil/França Tecnologia), financiado pela CAPES, tem como objetivo promover projetos de cooperação bilateral em termos de formação para alunos e professores. Ele permite também avaliar os cursos, assim como os métodos de ensino praticados nos dois países. Esse projeto de intercâmbio tem como orientadores o Dr. Glauco Fontgalland e o Dr. Raimundo Freire (Professores da Universidade Federal de Campina Grande – PB) no Brasil, além de Dr. Tan-Phu Vuong (Professor de Grenoble- INP) na França.

As universidades, organismos e programas associados a esse projeto são:



A RFID é uma tecnologia antiga que obteve um significativo desenvolvimento em termos de aplicações nos últimos dez anos. O mercado de rastreamento de produtos e mercadorias reagrupa um grande número de família de *tags*. Esses *tags* compreendem uma etiqueta constituída de uma antena, de uma parte onde a informação é codificada (geralmente com a ajuda de um chip de Silício) e de uma bateria (*tag* ativo) ou não (*tag* passivo). Os *tags* mais populares no mercado da RFID, que são os *tags* passivos providos de um *chip*, constituirão nosso elemento de estudo. O tema proposto aborda a medição, a concepção e a otimização de antenas para etiquetas RFID levando em conta a variação de impedância de entrada dos *chips* utilizados.

O objetivo desse estágio é desenvolver um dispositivo de medição à distância da impedância de entrada de antenas pequenas em relação ao comprimento de onda de funcionamento. Na sequência, nos interessamos em aplicar esse método de caracterização à medição da variação da impedância de entrada que aparece durante a retro-modulação dos *chips* RFID. O uso de um analisador vetorial de sinais permitirá, juntamente com o dispositivo de medição desenvolvido, medir os sinais de demodulação IQ (em fase/em quadratura) e ter acesso aos dois estados de impedância.

Introdução	13
1.1. Sistemas RFID	13
1.1.1. Descrição geral	13
1.1.2. Classificação dos sistemas RFID	14
1.1.2.1. Áreas de campo eletromagnético de uma antena	14
1.1.2.2. Frequências de funcionamento	15
1.1.2.3. Tipo de alimentação	16
1.1.3. Princípio de funcionamento	16
1.2. Parâmetros para a caracterização de sistemas RFID	20
1.2.1. Superfície Equivalente Radar	20
1.2.2. Superfície Equivalente Radar diferencial	21

Introdução

Os primeiros sistemas RFID foram desenvolvidos durante a segunda guerra mundial, quando as ondas de RF foram usadas como meio de identificação de aeronaves aliadas (*IFF: Identify Friend or Foe*). Desde sua introdução até os dias atuais, eles viram a sua técnica assim como a variedade de suas aplicações evoluírem. De um simples funcionamento em modo *on-off*, ao armazenamento e tratamento de informações, estas aplicações abrangem áreas, desde o sensoriamento remoto (identificação de animais, proteção anti-roubo, localização...) às transações da vida cotidiana (cartão de transporte coletivo, cartão bancário...) e passando pelo rastreamento de produtos e mercadorias ou ainda a utilização no sensoriamento (sensor de temperatura, de permissividade...) [9].

Neste primeiro capítulo será apresentada a tecnologia de identificação por rádio frequência, especialmente para a banda de frequência UHF

1.1. Sistemas RFID

Nesta seção, será descrita de maneira global os diferentes componentes que constituem os sistemas RFID, seus princípios de funcionamento assim como sua classificação em diferentes categorias.

1.1.1. Descrição geral

Um sistema RFID é essencialmente constituído de duas entidades físicas [10]:

1. *Tag* ou *transponder*: se trata da etiqueta, dita ‘inteligente’, encapsulada ou colada sobre o produto a identificar. Ao longo do texto, chamaremos de “*tag*”.
2. Leitor ou estação base: podendo ser fixo ou acoplado a um sistema portátil dependendo da concepção e da tecnologia utilizada, pode ler e escrever informações no tag. Um sistema RFID clássico está representado na figura 1.1.

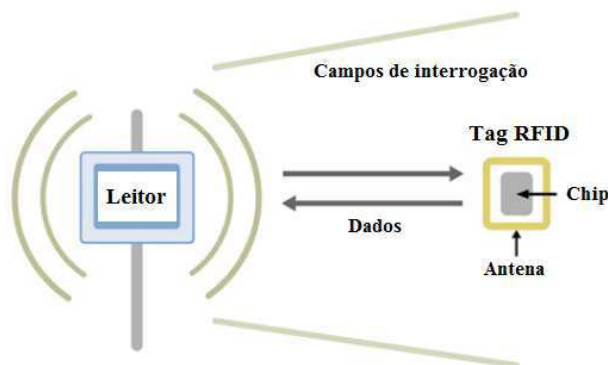


Figura 1.1: Sistemas RFID.

A primeira função da estação base é de se comunicar com o *tag* através de sinais RF enviados por sua antena. A antena do leitor pode ser integrada a ele ou fisicamente independente e ligada ao mesmo por um cabo. O leitor é tido normalmente como mestre em relação ao *tag*, que é ativado ao

receber uma onda eletromagnética enviada pelo leitor e, portanto, inicia a comunicação. A estação base deve poder fornecer ao *tag*, simultaneamente, energia e dados.

O *tag* é capaz de responder a um sinal de interrogação da estação base e pode conter uma memória onde são armazenadas informações sobre o objeto ao qual está associado. O *tag* é composto de um *chip* eletrônico e de uma antena, ambos integrados em uma cápsula.

1.1.2. Classificação dos sistemas RFID

Vários tipos de sistemas RFID podem ser diferenciados em função 1) da zona de campo eletromagnético onde eles são utilizados, 2) da frequência pela qual eles funcionam ou ainda 3) da maneira de como é alimentado o *tag*. Esses critérios definem em grande parte o preço e o desempenho do sistema [11].

1.1.2.1. Áreas de campo eletromagnético de uma antena

Como em todo sistema de comunicação sem fio, as características do enlace são dependentes da distância d entre a antena da estação base e o *tag*, de l , a maior dimensão da antena e de λ , o comprimento de onda no espaço livre, da frequência de funcionamento do sistema. A figura 1.2 esquematiza as três zonas de funcionamento, estabelecidas a partir das equações do campo eletromagnético: campo próximo, campo intermediário e campo distante.

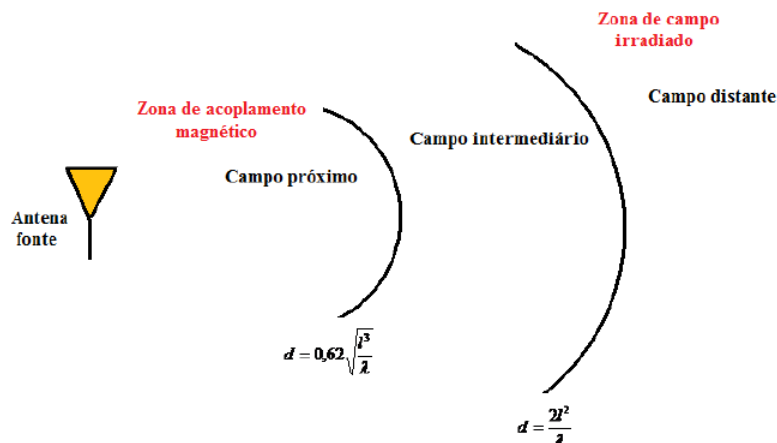


Figura 1.2: As três zonas de funcionamento de uma antena.

Parte-se do pressuposto que a dimensão do *tag* permanece relativamente constante (da ordem de algumas dezenas de centímetros quadrados). Assim, para cada frequência de funcionamento do *tag* pode se determinar as distâncias que limitam cada zona (zona de campo distante, zona de campo próximo). A operação da *tag* pode ser projetada para as regiões de campos próximos (ou de indução) ou de campos irradiados (ou distantes) isto implicando em estimativas de distâncias e de frequências de operação. Assim, é possível citar duas grandes famílias de *tags* distintas: 1) A tecnologia HF que funciona baseada no princípio do acoplamento magnético na zona de indução, campos próximos e 2) a UHF cujo funcionamento é baseado na propagação de um campo eletromagnético irradiado. Desta forma, as distâncias de leituras obtidas com um sistema RFID UHF são maiores que as obtidas com um sistema RFID HF. No entanto, os *tags* operando em UHF apresentam um ambiente de propagação mais complexo e uma área de leitura que pode ser descontínua e imprevisível.

1.1.2.2. Frequências de funcionamento

Da observação da Tabela 1.1, verifica-se que a escolha da frequência tem um impacto importante sobre a distância de funcionamento, o custo e o desempenho global do sistema.

Tipo	Frequência	Distância	Dados	Penetração	Baixo custo
BF	125 kHz	+	+	++++	++
HF	13,56 kHz	++	++	+++	++++
UHF	860-960 MHz	+++	+++	++	++++
Micro-ondas	2,49 GHz	++	++++	+	++

Tabela 1.1 - Bandas de Frequência.

Em casos onde a aplicação requer grandes distâncias de leitura ou uma taxa de transmissão de informações significativas, são os sistemas RFID funcionando em UHF ou micro-ondas que são escolhidos. Nestes casos, a comunicação entre as antenas do emissor e do receptor não é feita por acoplamento magnético no campo próximo, mas sim por propagação da onda na região de campos irradiados. O inconveniente com o princípio de propagação das ondas eletromagnéticas é que o comprimento de onda sendo pequeno em relação à distância de comunicação entre o *tag* e o leitor, fenômenos de reflexão sobre os obstáculos podem criar interferências nas áreas de funcionamento do sistema.

Os diferentes sistemas UHF

Os sistemas RFID não são os únicos que utilizam o ar para transportar energia e dados, outros sistemas também usam esse meio de propagação e em diferentes frequências. Assim, para não criar interferências, a cada banda de frequência de funcionamento são associadas regulamentações que asseguram a co-habitação entre as diferentes tecnologias existentes.

As instâncias de regulamentação estabelecem entre outras determinações, a frequência ou a banda exata de frequências, a potência de emissão e o tempo máximo de comunicação entre a etiqueta e o leitor. A tabela 1.2 apresenta os valores da banda de frequências e da potência máxima autorizada por região.

Região	Banda de frequência	Potência de emissão
Europa	865 – 865,6 MHz	100 mW ERP
	856,6 – 867,6 MHz	2 W ERP
	867,6 – 868 MHz	500 mW ERP
América do Norte	902 – 928 MHz	4 W EIRP
Japão	952 – 954 MHz	4 W EIRP

Tabela 1.2 - Repartição da frequência segundo a área geográfica [12].

Para as frequências bases, as regulamentações e legislações mundiais especificam valores quase idênticos, porém, para o caso das frequências UHF e micro-ondas as regulamentações variam fortemente em função do país.

A potência de emissão máxima autorizada é expressa em watt (W), mas ela é calculada diferentemente na Europa e Estados Unidos (EUA). Na Europa, utiliza-se os watts ERP (*Effective Radiated Power*), onde é a potência efetiva radiada que é medida. Nos EUA, essa potência é normalizada em relação à potência emitida por uma antena isotrópica de referência, assim a unidade é watt EIRP (*Equivalent Isotropic Radiated Power*). A relação entre as duas unidades é a seguinte: $1 \text{ W ERP} = 1,62 \text{ W EIRP}$.

1.1.2.3. Tipo de alimentação

Para os tags que dispõem de um circuito eletrônico, três categorias são distinguidas segundo a fonte de alimentação do *chip*: os *tags* passivos, os *tags* semi-passivos e os *tags* ativos [11]. De forma semelhante ao caso da frequência de funcionamento, a tabela 1.3 ilustra a influência da escolha do tipo de alimentação sobre a distância de funcionamento, o custo e desempenho global do sistema.

Tipo	Distância	Dados	Duração de vida	Custo
Ativo	+++	+++	+	+++
Semi-passivo	++	++	++	++
Passivo	+	+	+++	+

Tabela 1.3 - Tipos de alimentação.

Os *tags* passivos não apresentam em sua estrutura nenhuma fonte de energia, nem para alimentar seu circuito eletrônico, nem para gerar a resposta que será transmitida ao leitor. Então, eles usam como única fonte de energia o sinal enviado pelo leitor. A técnica de retro-modulação é utilizada para codificar o sinal de resposta.

Os *tags* semi-passivos são também chamados de *tags* semi-ativos ou *tags* providos de bateria. De fato, esses *tags* apresentam uma pilha integrada utilizada para alimentar seu circuito eletrônico. A técnica de retro-alimentação permanece sendo utilizada para comunicar sua identificação ao leitor.

Os *tags* ativos também apresentam uma fonte de energia para alimentar seu *chip*, mas, além disso, eles apresentam um canal de transmissão capaz de gerar seus próprios sinais. Nisso, eles são semelhantes aos sistemas de comunicação bidirecionais clássicos.

A maior vantagem de um *tag* passivo é sua simplicidade e seu baixo custo. Seu circuito lógico é relativamente simples, não apresenta oscilador, nem sintetizador, nem amplificador. Tais ausências reduzem os custos de fabricação. Esse dispositivo não necessita de manutenção e sua vida útil é diretamente proporcional aos materiais usados em sua fabricação.

Por outro lado, a distância de funcionamento é limitada pela necessidade de energia do *chip*. O circuito eletrônico é projetado de tal forma que a energia consumida seja a mínima possível. A capacidade de processamento do *chip* é reduzida e os protocolos de comunicação utilizados pelo *tag* devem ser relativamente simples.

1.1.3. Princípio de funcionamento

A comunicação ascendente, do leitor para o *tag*, pode ser decomposta em três partes: em um primeiro momento o leitor envia um sinal contínuo que permite ativar e alimentar o *tag*. Na segunda

fase da comunicação, um comando é enviado ao *tag*. Por fim, o leitor gera um novo sinal contínuo que será modulado e reenviado pelo *tag* (figura 1.3).

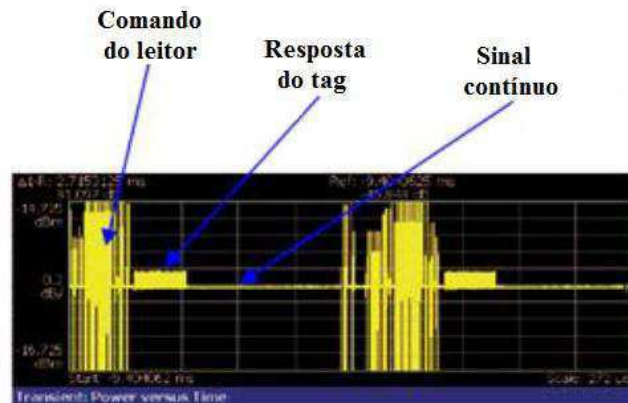


Figura 1.3: Princípio de comunicação de um sistema RFID.

A fim de estabelecer a ligação descendente, o *tag* usa a técnica dita retro-espalhamento ou *backscattering*. Essa técnica consiste em refletir uma parte da onda eletromagnética recebida. Para modificar o coeficiente de reflexão, o chip varia sua impedância de entrada entre dois estados, induzindo assim uma desadaptação de impedância com a antena do *tag*. Isso é interpretado pelo leitor como uma modulação. Na figura 1.4 tem-se representado um *zoom* feito sobre a resposta do *tag* para melhor visualizarmos os pulsos de modulação e os dois estados de comunicação do *chip*.

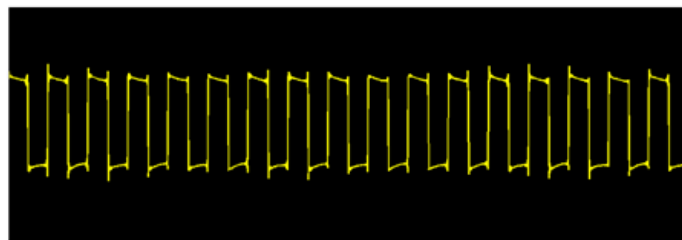


Figura 1.4: Comutação da impedância de um chip entre dois estados.

Para cada estado de sua impedância de entrada, o *tag* apresenta um RCS distinto. A diferença entre o estado alto e o estado baixo é representada pelo ΔRCS . É por este motivo que essa técnica é também chamada de técnica de modulação de carga. A figura 1.5 ilustra esse processo de comunicação.

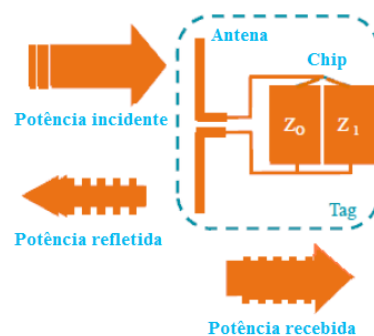


Figura 1.5: Representação do processo de comunicação descendente.

É possível modelar o *tag* a partir de um circuito elétrico equivalente (figura 1.6.a), no qual *chip* é representado por uma carga complexa ($Z_c = R_c + jX_c$) que varia de maneira não linear com a frequência e a potência de entrada.

Esta variação de impedância do *chip* pode reduzir consideravelmente o desempenho do *tag*. Quando a impedância da antena se encontra adaptada à impedância do chip ($Z_a = Z_c^*$), a distância de comunicação é máxima e o nível de potência necessária para a ativação do *chip* é mínima, como indicado na figura 1.6.b.

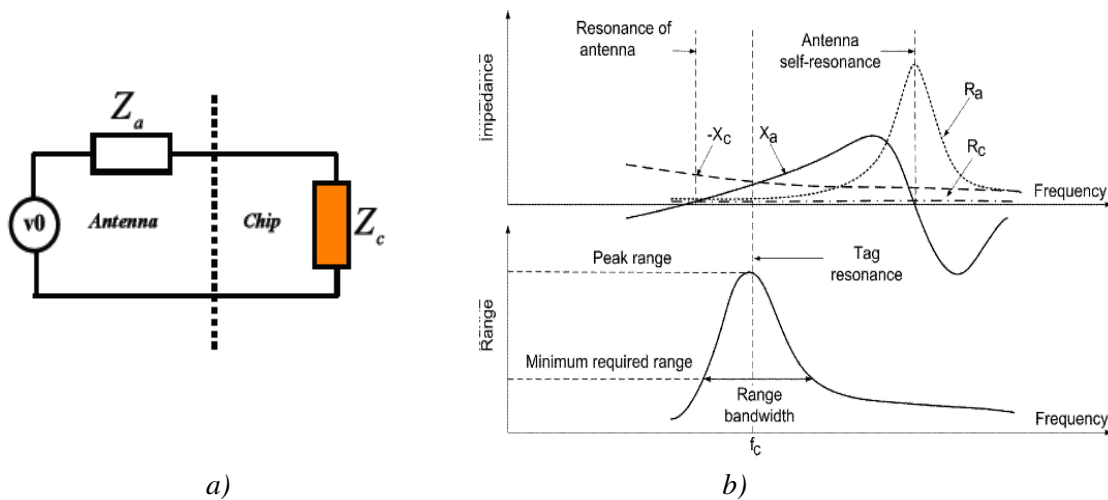


Figura 1.6 : a) Circuito equivalente do *tag* e b) Adaptação de impedância antena-chip [13].

Para realizar uma análise matemática da modulação de carga efetuada pelo *tag*, serão definidos alguns parâmetros de circuito que permitem descrever seu comportamento:

- O coeficiente de reflexão modificado (Γ^*) representa a quantidade de sinal refletido pelo *tag* em relação à quantidade máxima do sinal que incide em seus terminais. Tal relação pode ser expressa a partir das impedâncias da seguinte maneira:

$$\Gamma^* = \frac{Z_C - Z_A^*}{Z_C + Z_A} \quad (1.1)$$

- O coeficiente de transmissão de potência (T) representa a potência transmitida ao *chip* em relação à potência total recebida pelo *tag*. Ele é expresso em função do coeficiente de reflexão modificado:

$$T = 1 - |\Gamma^*|^2 \quad (1.2)$$

Pode-se calcular o coeficiente de transmissão em função dos parâmetros do circuito do *tag* apresentado anteriormente. Assim, temos:

$$T = \frac{4 \cdot R_A \cdot R_C}{|Z_A + Z_C|^2} \quad (1.3)$$

- O coeficiente de retro-espalhamento ou *backscattering coefficient* (K) é um parâmetro análogo ao coeficiente de transmissão, mas que exprime a capacidade de uma antena para refletir uma onda incidente. Ele depende da estrutura física da antena e da carga presente em seus terminais (impedância do *chip*). Desta forma, temos:

$$K = |1 - \Gamma^*|^2 \quad (1.4)$$

Expressando este coeficiente em função das impedâncias obtém-se:

$$K = \frac{4 \cdot R_A^2}{|Z_A + Z_C|^2} \quad (1.5)$$

Em suma, a potência transmitida ao *chip* P_{chip} e a potência re-irradiada pelo *tag* $P_{re-irrad}$ podem ser expressas em função da potência total recebida pelo *tag* $P_{recebida-tag}$, respectivamente por:

$$P_{chip} = T \cdot P_{recebida-tag} \quad (1.6)$$

$$P_{re-irrad} = K \cdot P_{recebida-tag} \quad (1.7)$$

Para ilustrar esse princípio de modulação, fez-se uma análise utilizando três situações clássicas de carga para o *tag* que são: a carga adaptada, o circuito aberto e o curto-circuito. Esses três casos estão esquematizados na figura 1.7.

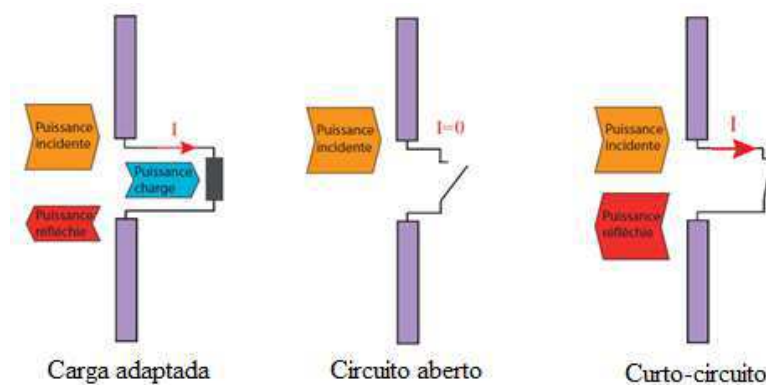


Figura 1.7: Três exemplos de modulação da potência refletida [12].

No caso em que a impedância da antena está adaptada à impedância do *chip*, a corrente que circula pela impedância do chip (carga) é a mesma que circula pela impedância da antena, é nessa configuração que a potência entregue ao *chip* é máxima.

Para o caso de circuito aberto, nenhuma corrente circula pelo *tag*. Dessa forma, não há potência entregue ao mesmo, nem potência refletida. Na realidade, mesmo quando a antena se encontra em circuito aberto, ela reflete uma pequena quantidade de potência (modo antena). Para a maior parte das antenas de *tags* esta quantidade é desprezível.

Quando a antena é curto-circuitada, a corrente circula por ela sem passar pelo chip. Neste caso, praticamente toda potência incidente é refletida, no entanto, não há potência transmitida para o *chip* (*chip* desativado).

A tabela 1.4 apresenta os valores dos coeficientes de transmissão (T) e de retro-espalhamento (K) para as situações de carga mencionadas anteriormente. Verifica-se claramente que a potência transmitida ao *chip* do *tag* é máxima quando há adaptação de impedância entre antena e o *chip*. Neste caso, a potência re-irradiada pelo *tag* é igual à potência transmitida ao *chip*. No que diz respeito ao coeficiente de retro-espalhamento, na situação de curto-circuito ele pode atingir valores próximos de 4 se a antena tiver impedância fortemente reativa.

Sabe-se que a sensibilidade na recepção de potência do leitor é muito melhor do que a do *chip*, logo, é preferível otimizar a potência transmitida ao *chip* ao invés da potência re-irradiada para o leitor.

Tipos de carga	Z_c	T	K
Carga adaptada	Z_a^*	1	1
Circuito aberto	∞	0	0
Curto-circuito	0	0	$\frac{4 \cdot R_A^2}{R_A^2 + X_A^2}$

Tableau 1.4 : Valor dos coeficientes de transmissão e de retro-espalhamento para diferentes cargas.

1.2. Parâmetros fundamentais para a caracterização de sistemas RFID

Nesta seção, será apresentado o cálculo do RCS e do Δ RCS, que são parâmetros de grande importância na caracterização de sistemas RFID. Esses parâmetros definem a comunicação do *tag* para o leitor (ligação descendente) e nos permite quantificar o desempenho de *tags* UHF [12].

1.2.1. Superfície Equivalente Radar (σ)

O RCS é um importante parâmetro do *tag*, pois ele quantifica sua capacidade de refletir uma onda incidente.

Por definição, de maneira geral, a superfície equivalente radar é proporcional a relação entre densidade de potência refletida $S_r(\theta_r; \varphi_r)$ e a densidade de potência incidente $S_i(\theta_i; \varphi_i)$ [9]:

$$\sigma \equiv \lim_{d \rightarrow \infty} 4\pi \cdot d^2 \cdot \frac{S_r(\theta_r; \varphi_r)}{S_i(\theta_i; \varphi_i)} \quad (1.8)$$

No caso particular do *tag* RFID, seu valor pode ser expresso em função de parâmetros de circuito e parâmetros de irradiação do *tag*. A densidade de potência refletida é expressa por:

$$S_r = \frac{P_{re-irrad} \cdot G_{tag}}{4\pi \cdot d^2} \quad (1.9)$$

Pode-se calcular a potência recebida pela antena do *tag*, $P_{recebida-tag}$, em função da densidade de potência incidente e da abertura efetiva da antena A_{e-tag} :

$$P_{recebida-tag} = S_i \cdot A_{e-tag} \quad (1.10)$$

Ao introduzir as equações (1.7) e (1.10) em (1.9), obtém-se:

$$S_r = \frac{K \cdot S_i \cdot A_{e-tag} \cdot G_{tag}}{4\pi \cdot d^2} \quad (1.11)$$

Finalmente, substituindo a equação (1.11) em (1.8), tem-se:

$$\sigma = K \cdot A_{e-tag} \cdot G_{tag} \quad (1.12)$$

A abertura efetiva da antena do *tag* dada por:

$$A_{e-tag} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot G_{tag} \quad (1.13)$$

Ao substituir as equações (1.5) e (1.13) em (1.12), obtém-se a expressão da superfície equivalente radar em função dos parâmetros de circuito e parâmetros de irradiação do *tag*:

$$\sigma = \frac{R_A^2 \cdot \lambda^2 \cdot G_{tag}^2}{\pi |Z_A + Z_C|^2} \quad (1.14)$$

Através desta equação, é possível observarmos a influência da adaptação de impedância entre o *chip* e a antena sobre o valor do RCS do *tag*.

No caso em que essa adaptação é realizada, a equação (1.14) pode ser reduzida a:

$$\sigma_{adapt} = \frac{\lambda^2 \cdot G_{tag}^2}{4\pi} \quad (1.15)$$

1.2.2. Superfície Equivalente Radar diferencial ($\Delta\sigma$)

O RCS diferencial ($\Delta\sigma$) de um *tag* representa a sua capacidade de modular o sinal re-irradiado. Através da comutação de impedância de entrada do *chip* entre dois estados, o *tag* modifica sua superfície equivalente radar para, desta forma, modular o sinal refletido.

A superfície equivalente radar diferencial corresponde à diferença entre o nível alto e o nível baixo do sinal re-irradiado:

$$\Delta\sigma = |\sigma_1 - \sigma_0| \quad (1.16)$$

Introdução	23
2.1. Princípio da reflectometria na caracterização de antenas em campo distante	23
Problemática	23
Descrição do princípio	23
2.1.1. Antenas com impedância de entrada resistiva	25
2.1.1.1. Escolha das cargas de teste.....	25
2.1.1.2. Cálculo do ganho e do S_{11}	25
2.1.1.3. Cálculo da impedância de entrada	25
2.1.1.4. Validação do método por simulação	26
2.1.2. Antenas com impedância de entrada reativa	28
2.1.2.1. Escolha das cargas de teste	28
2.1.2.2. Cálculo do ganho, do S_{11} e da impedância de entrada	29
2.1.2.3. Validação do método por simulação	29
2.2. Utilização de tags RFID como sensor	34
2.2.1. Exemplo de aplicação	34

Introdução

Neste capítulo será realizada uma descrição do princípio da reflectometria e sua importância na caracterização de antenas eletricamente pequenas [14]. As equações matemáticas que permitem calcular o ganho, o coeficiente de reflexão e a impedância de entrada serão apresentados.

Inicialmente será apresentado o método de caracterização para antenas com impedância de entrada resistiva. Na sequência, mostraremos que a partir deste método é possível caracterizar antenas que tenham impedância de entrada reativa. O método introduzido será aplicado para o caso das antenas RFID e simulações eletromagnéticas serão realizadas a título de validação.

Por fim, a idéia de utilização de *tags* RFID como sensores será apresentada.

2.1. Princípio da reflectometria na caracterização de antenas em campo distante

Problemática

Diante das limitações de espaço, de fiabilidade, de eficiência ou ainda diante dos custos de desenvolvimento de novos dispositivos de comunicação, a miniaturização de componentes desempenha um papel importante. De fato, as pesquisas efetuam-se no sentido de obter antenas cada vez menores e para diferentes aplicações (banda estreita, banda larga e ultra larga banda).

A caracterização experimental de antenas eletricamente pequenas é fundamentalmente delicada desde que objetos específicos para medição são introduzidos. Assim, o cabo de medição e o suporte da antena podem participar significadamente da irradiação. Tal fato torna impossível isolar a radiação da antena sob teste àquela introduzida pelo cabo de medição. Alterando assim a distribuição de corrente sobre a antena, e podendo também alterar a sua impedância de entrada.

Podemos citar duas classes principais de soluções para contornar este problema. Aquelas que mantêm o cabo e tentam bloquear a corrente de fuga são pouco eficientes ou funcionam em uma banda estreita e não são adequadas para medição em banda larga ou a frequências superiores a alguns gigahertz. Outra classe de soluções que consistem em retirar o cabo de medição são certamente eficazes, mas sua realização experimental se torna complexa para frequências maiores que alguns gigahertz.

A reflectometria em campo distante, também chamada de medição por técnica do RCS, tem como objetivo quantificar o desempenho na caracterização de antenas miniatura por reflectometria em campo distante a fim de se eliminar a influência do meio próximo da antena durante a realização de medições em câmara anecóica.

Descrição do princípio

Este princípio de medição foi desenvolvido desde os anos 60 [15, 16], mas só foi realmente aplicado nos anos 90 graças ao melhoramento da sensibilidade dos instrumentos de radio frequência. Atualmente este princípio se tornou bastante interessante para a caracterização experimental sem cabo de antenas eletricamente pequenas e, especialmente, para as antenas de *tags* RFID. No entanto, obtiveram-se resultados expressivos apenas para banda de frequência estreita.

Este método consiste em enviar para a antena sob teste uma onda plana e medir o sinal por ela refletido. Este procedimento é repetido para três cargas diferentes conectadas a porta de entrada da antena. O sinal retro-espalhado pode ser decomposto em duas parcelas distintas. A primeira parcela, o RCS estrutural, corresponde à reflexão sobre a estrutura externa e interna da antena. O segundo termo, chamado RCS modo antena, corresponde à energia captada e transmitida até a porta de acesso guiada da antena, depois refletida devido a uma eventual desadaptação de impedância nesse plano (figure 2.1) [17, 18].

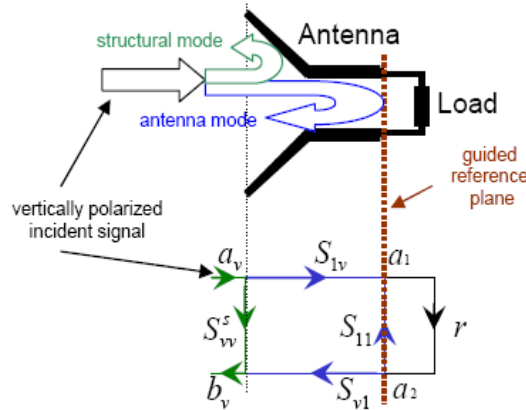


Figura 2.1: Retro-espalhamento da antena e gráfico de fluxo em co-polarização [19].

A teoria completa é apresentada em [20], onde se introduz equações que utilizam a medição de diferentes RCS (σ) para a determinação dos ganhos (S_{1v} e S_{v1}) e do coeficiente de reflexão (S_{11}) da antena. Essas equações foram simplificadas em [19] considerando uma única polarização. Neste modelo, a antena é suposta em polarização linear puramente vertical e o retro-espalhamento na polarização cruzada é considerada desprezível. O termo S_{vv}^s representa o espalhamento estrutural em co-polarização e r é o coeficiente de reflexão da carga conectada na porta de entrada da antena.

A partir do gráfico de fluxo da figura 2.1, a relação entre o RCS e os diferentes parâmetros desconhecidos é dada pela equação (2.1).

$$\sigma = \left(S_{vv}^s + \frac{r}{1 - S_{11}} \cdot S_{1v}S_{v1} \right)^2 \quad (2.1)$$

Com,

$$G_{ant} = \frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda} \cdot |S_{1v}S_{v1}| \quad (2.2)$$

A equação para o cálculo do RCS (2.1) apresenta três variáveis de valores desconhecidos: S_{vv}^s , S_{11} e $S_{1v}S_{v1}$. Por este motivo é necessário realizar três medições de RCS para que seja possível resolver o sistema de três equações e três variáveis desconhecidas.

Na sequência, veremos que realizando uma boa escolha para as cargas de teste, é possível resolver analiticamente esse sistema. Por questões de simplicidade, se situaremos neste caso.

O ponto crucial deste método está relacionado à escolha de três cargas a serem conectadas na porta de entrada da antena para garantir uma boa precisão nos resultados. As cargas têm uma grande importância e devem ser escolhidas precisamente pelas seguintes razões: 1) quando a antena está

adaptada a carga, a relação sinal/ruído é otimizada, e 2) a carga modifica o retro-espalhamento da antena.

Uma das cargas considerada neste procedimento será a carga adaptada. De fato, também será visto que para realização deste método, é preciso ter uma idéia sobre a impedância da antena que se deseja caracterizar e é justamente essa necessidade que limitará a banda de frequência de medição.

Nas subseções seguintes apresentaremos a escolha das cargas para a caracterização de antenas com impedância de entrada resistiva e, também, para antenas com impedância de entrada reativa.

2.1.1. Antenas com impedância de entrada resistiva

2.1.1.1. Escolha das cargas de teste

A resolução analítica do sistema é efetuada a partir de medições sobre as três cargas seguintes:

- Curto – Circuito (CC): $r = -1$
- Circuito Aberto (CA): $r = 1$
- Carga resistiva conhecida (L): Z_L

A função desta ultima carga é de isolar o modo estrutural, então ela deve ser a mais próxima possível da impedância da antena. Como já foi mencionada, essa condição tende a limitar o domínio de validade da medição à banda de frequências onde a impedância da antena está próxima do valor da carga resistiva de teste (Z_L) escolhida.

2.1.1.2. Cálculo do ganho e do S_{11}

A partir de três medições sucessivas para as três cargas citadas acima e utilizando a equação (2.1), o coeficiente de reflexão da antena e o valor de $S_{1v}S_{v1}$ podem ser obtidos analiticamente:

$$S_{vv}^s = \sqrt{\sigma_L} \quad (2.3)$$

$$S_{1v}S_{v1} = 2 \cdot \frac{(\sqrt{\sigma_{CA}} - \sqrt{\sigma_L})(\sqrt{\sigma_L} - \sqrt{\sigma_{CC}})}{(\sqrt{\sigma_{CA}} - \sqrt{\sigma_{CC}})} \quad (2.4)$$

$$S_{11} = \frac{S_{1v}S_{v1}}{(\sqrt{\sigma_L} - \sqrt{\sigma_{CC}})} - 1 \quad (2.5)$$

2.1.1.3. Cálculo da impedância de entrada

Com base na formulação introduzida por [21] e [22] para a caracterização de antenas a partir do princípio da reflectometria e apos algumas simplificações, uma equação similar em todos os aspectos a (2.5), mas formulada em função de outras grandezas EM pode ser obtida. Esta ultima corresponde à equação (2.6), ela relaciona a determinação da impedância da antena ao campo elétrico re-irradiado pela mesma para três cargas de teste conectadas em seus terminais [23]:

$$Y_{ant} = -\frac{E_{CC} - E_L}{E_{CA} - E_L} \cdot G_L \quad (2.6)$$

Com a condutância da carga Z_L ,

$$G_L = \frac{1}{R_L} \quad (2.7)$$

Onde E_{CA} , E_{CC} e E_L representam respectivamente o campo elétrico quando a antena está submetida as três condições de carga: circuito aberto, curto-circuito, e uma carga Z_L mais próxima possível da impedância da antena.

Invertendo a equação (2.6), encontramos diretamente a expressão da impedância da antena (Z_{ant}) em função dos dados de retro-espalhamento medidos. Consequentemente, a técnica de reflectometria apresentada exige apenas que tenhamos acesso aos terminais da antena, e a possibilidade de adicionar uma carga conhecida sobre eles.

2.1.1.4. Validação do método por simulação

A título de validação do método apresentado para a caracterização experimental de antenas resistivas sem cabo, simulamos um dipolo de meia onda funcionando a 800 MHz (figura 2.2). As simulações foram efetuadas através do software de simulação eletromagnética CST MWS[®].

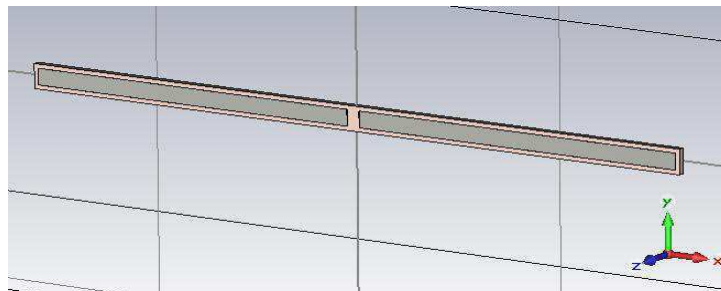


Figura 2.2: Dipolo $\lambda/2$, comprimento 160 mm, largura 6 mm, substrato FR4 com $\epsilon_r = 4.4$ e espaçamento entre braços do dipolo de 3 mm.

Em um primeiro momento, excitou-se a antena com a partir de uma porta discreta posicionada no centro da mesma. Após isso, Todos os parâmetros de interesse da antena foram extraídos em função da frequência (S_{11} , ganho e impedância). Essas grandezas constituirão nossos valores de referência que buscaremos encontrar a partir da técnica baseada no RCS.

Em um segundo momento, a excitação por porta discreta foi substituída por uma onda plana de polarização linear. Obteve-se o RCS para três cargas diferentes inseridas no centro do dipolo. As cargas utilizadas foram: circuito aberto, curto-circuito e uma carga Z_L de 50 Ω . O ganho e o S_{11} foram calculados a partir das equações (2.2) e (2.5), respectivamente. Para o calculo da impedância da antena, os campos elétricos para cada condição de carga foram determinados através de seu respectivo RCS e, em seguida, substituídos na equação (2.6).

As curvas das figuras 2.3, 2.4 e 2.5 ilustram os resultados de simulação obtidos:

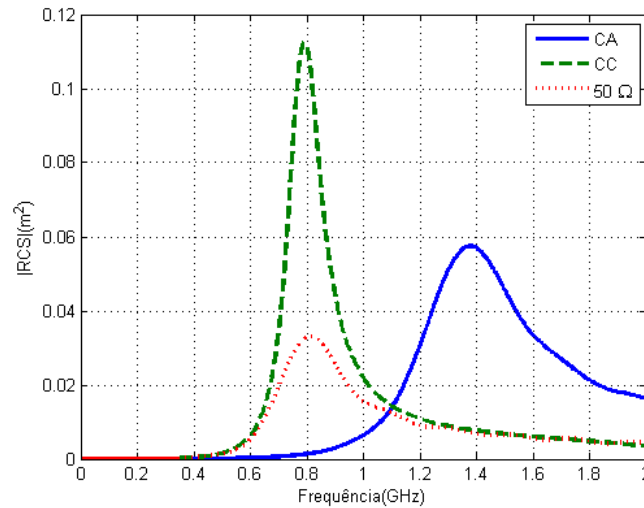
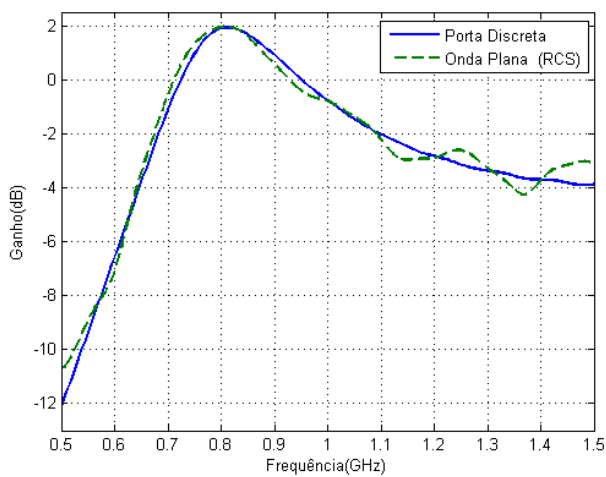
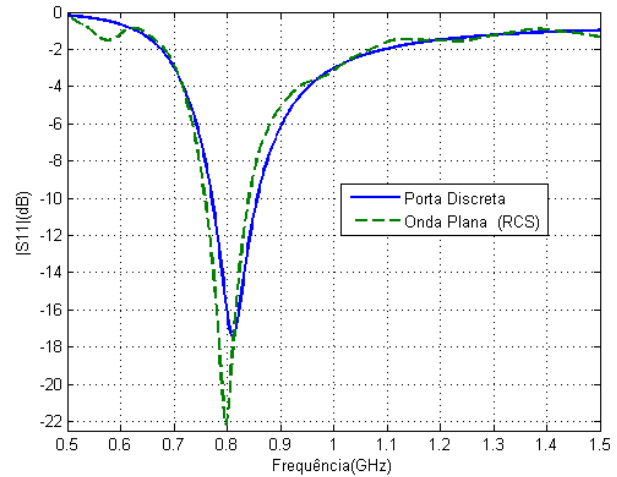


Figura 2.3: RCS em função da frequência para cada carga.

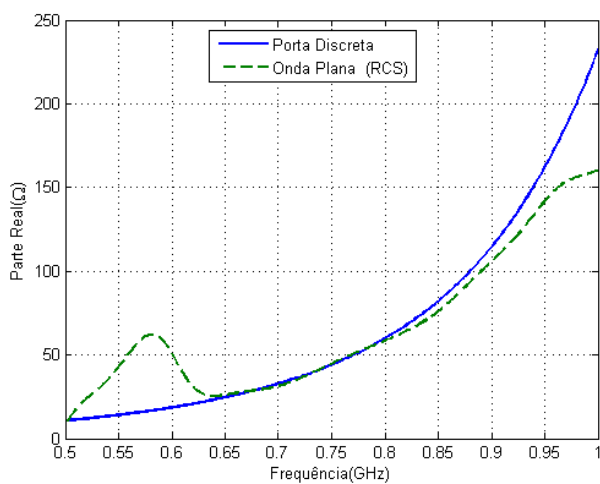


a)

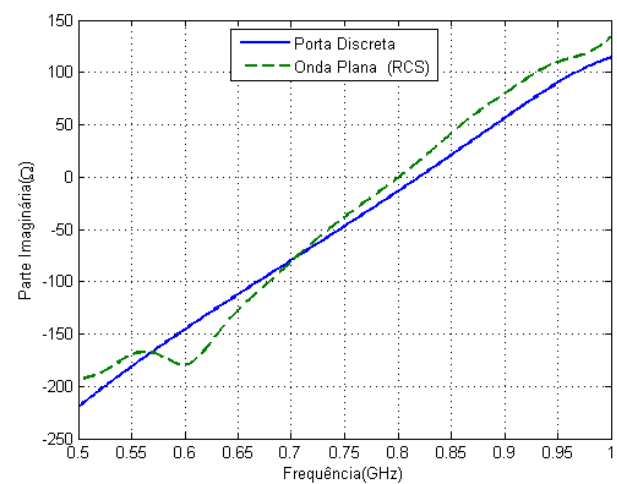


b)

Figura 2.4: a) Ganho realizado e b) Coeficiente de reflexão.



a)



b)

Figura 2.5: Impedância da antena: a) Parte real e b) Parte imaginária.

A partir da figura 2.3, pode-se verificar que o RCS correspondente ao circuito aberto é quase nulo na frequência de funcionamento da antena. Da mesma forma, no caso do curto-circuito, o RCS vale cerca de quatro vezes o valor obtido para a carga de 50Ω , o que é consistente com a teoria.

Pode-se observar nos gráficos do ganho e do coeficiente de reflexão da antena (figura 2.4), que as curvas das simulações para os dois tipos de excitação estão em bom acordo.

A escolha da resistência de 50Ω para a carga conhecida (L) é explicada pelo fato que a impedância da antena é próxima deste valor em torno da frequência de ressonância (800 MHz).

De fato, para as curvas de impedância (figura 2.5), vemos claramente que elas são bastantes próximas umas das outras na gama de frequência 0,65 - 0,85 GHz. Esse intervalo corresponde às frequências onde a parte real da impedância da antena é aproximadamente 50Ω e a parte imaginária aproximadamente nula. Apesar de não apresentado neste relatório, resultados idênticos para a impedância seriam obtidos fazendo sua determinação a partir da equação (2.5).

Em suma, os resultados de simulação obtidos são satisfatórios. O método será aplicado agora ao caso de antenas RFID.

2.1.2. Antenas com impedância de entrada reativa

Em RFID UHF, os *chips* utilizados apresentam um comportamento capacitivo. De fato, a otimização da eficiência do retificador RF ao nível de *front end* do *chip* exige que a impedância do circuito integrado seja reativa. Como já mencionado no primeiro capítulo, o funcionamento ótimo do *tag* (otimização da ligação ascendente) ocorre com a adaptação complexa conjugada entre a impedância da antena e àquela do *chip*. Como resultado, as antenas RFID devem apresentar impedância de entrada indutiva. A parte imaginária das impedâncias do *chip* e da antena pode ser até dez vezes superiores a sua parte real. Assim, antenas com essa característica não podem simplesmente serem ligadas a uma linha de 50Ω para se efetuar a medição de sua impedância de entrada.

Na abordagem introduzida em [19] e apresentada na subseção 2.1.1 deste trabalho, o retro-espalhamento da antena foi medido utilizando uma carga (Z_L) resistiva. Esta técnica foi estendida para a utilização de cargas reativas [24] a fim de se medir a impedância de entrada complexa das antenas. A técnica desenvolvida se adapta perfeitamente na medição de antenas RFID UHF.

2.1.2.1. Escolha das cargas de teste

A escolha das cargas de teste para o caso de antenas reativas é muito similar ao caso de antenas resistivas, exceto para o curto-circuito, que foi substituído por uma carga puramente capacitiva. Essa substituição deve ser feita em razão da natureza reativa das antenas RFID.

- Carga Reativa (CR): jX
- Circuito Aberto (CA)
- Carga complexa conhecida (L): $Z_L = R_L - j X_L$

A carga L que antes era apenas resistiva, agora foi substituída por uma carga reativa formada por uma capacitância e uma resistência conectadas em série.

A carga reativa (CR) deve ter um valor próximo ao oposto da parte imaginária da antena, da mesma forma que a carga complexa conhecida (L) deve ser próxima do valor conjugado da impedância de entrada da antena. De fato, a observação que foi feita para as antenas com impedância de entrada resistiva continua válida para as antenas com impedância de entrada reativa. Estas condições nos levam a obter resultados mais precisos e também a ter uma maior gama de validade da medição sobre a banda de frequência utilizada.

2.1.2.2. Cálculo do ganho, do S_{11} e da impedância de entrada

O cálculo do ganho e do S_{11} segue o mesmo procedimento descrito precedentemente para o caso da antena com impedância de entrada resistiva. Na determinação da impedância de entrada de antenas reativas, além das duas técnicas já apresentadas (equações (2.5) e (2.6)), uma terceira abordagem relacionada aos parâmetros de espalhamento S também pode ser usada, conforme explicitado pelas equações (2.8) e (2.9) [24].

$$Z_{ant} = -\frac{Z_L - A \cdot Z_{CR}}{A - 1} \quad (2.8)$$

Onde A é calculado a partir do parâmetro S obtido para cada carga de teste:

$$A = \frac{S_{CR} - S_{CA}}{S_L - S_{CA}} \quad (2.9)$$

Para as simulações que serão apresentadas na subseção seguinte os parâmetros S correspondem simplesmente ao campo elétrico re-irradiado.

2.1.2.3. Validação do método por simulação

De maneira similar ao procedimento realizado na caracterização de antenas resistivas, serão apresentados alguns resultados de simulação para a antena RFID ilustrada na figura 2.6. Mais uma vez utilizou-se o software CST MWS[®] para a realização das simulações.

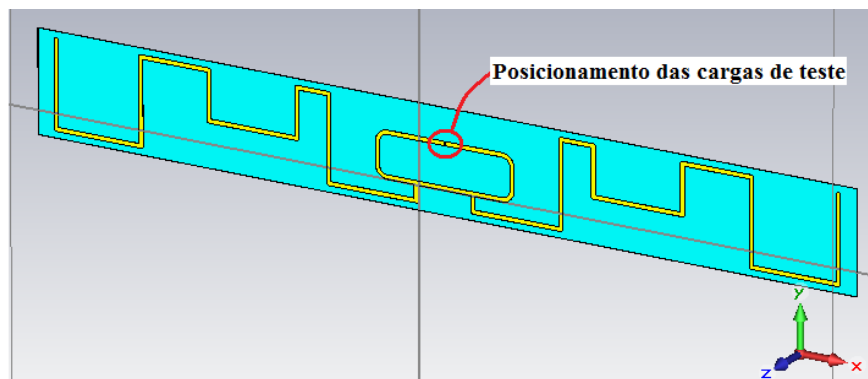


Figura 2.6: Antena dipolo RFID reativa de comprimento 100 mm, largura 12 mm, substrato poliéster com $\epsilon_r = 3.2$ e espaçamento entre braços do dipolo de 200 μm .

Esta antena foi projetada para operar com um *chip* NXP UCODE G2XL cuja impedância vale $Z_C = 22 - j195$ na frequência de 915 MHz.

Para melhor compreender a influência da escolha das cargas de teste sobre a eficiência do método apresentado para o cálculo da impedância da antena, iremos analisar os resultados obtidos em função de diferentes configurações de cargas posicionadas no centro do dipolo RFID.

- **Caso 1:** A carga conhecida é uma resistência (R) – [CA, CC e $Z_L = R$] com $R = 15 \Omega$.

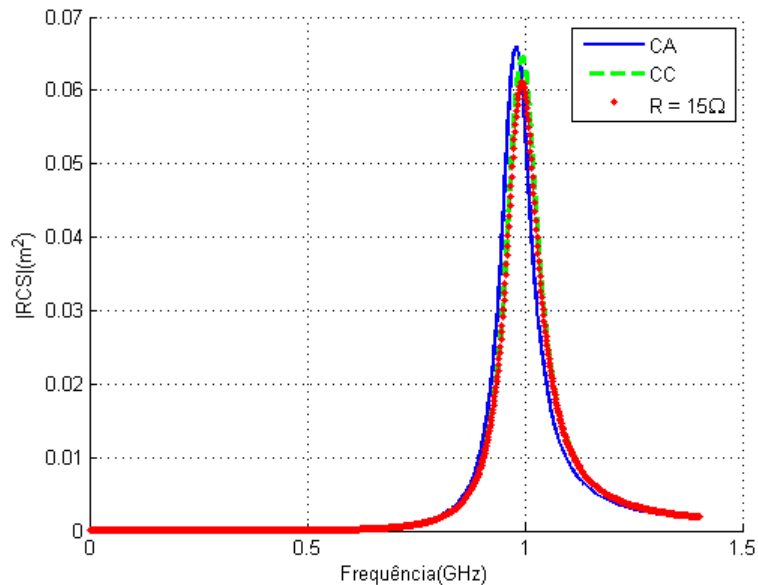


Figura 2.7: Caso 1 - RCS em função da frequência para cada carga.

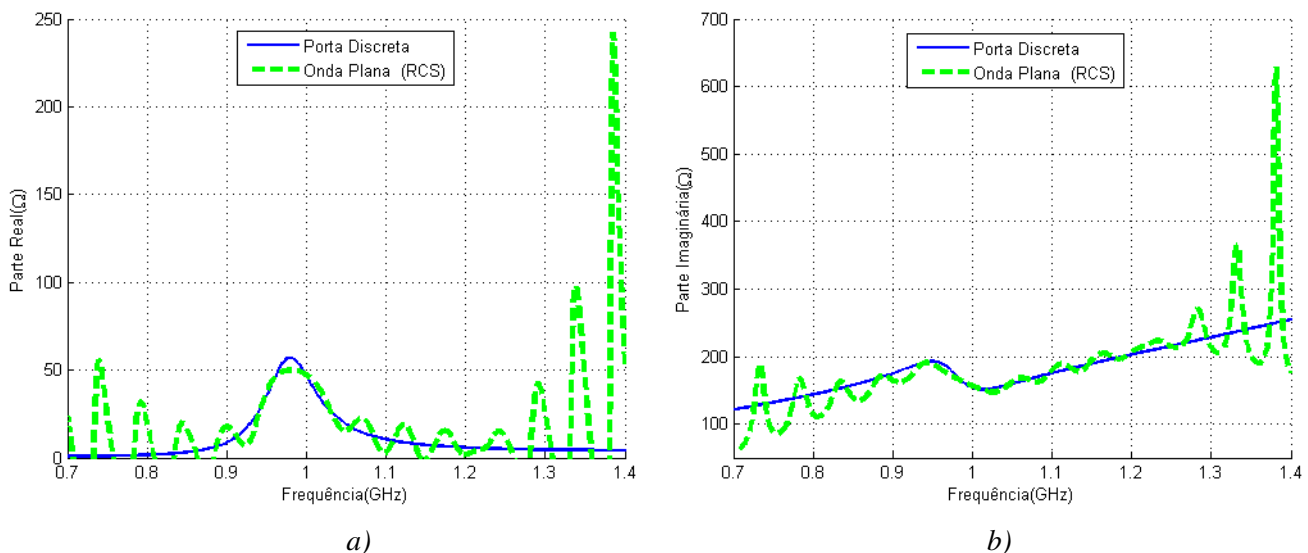


Figura 2.8: Caso 1 - Impedância da antena a) Parte real e b) Parte imaginária.

No gráfico da figura 2.7, os valores de RCS para as situações de curto-circuito e circuito aberto se encontram bastante próximos. Isso pode ser explicado pela presença do ‘loop’ da antena RFID, diferentemente do dipolo apresentado anteriormente.

No que diz respeito à impedância complexa da antena (figura 2.8), verifica-se que a parte real e a parte imaginária estão em bom acordo para ambos os tipos de excitação (porta discreta e onda plana) na gama de frequência situada entre 950 MHz e 1050 MHz. Fora desse intervalo, as impedâncias oscilam bastante.

- **Caso 2:** A carga conhecida é uma capacitância (C) – [CA, CC e $Z_L = \frac{1}{jC\omega}$] com C = 900 fF.

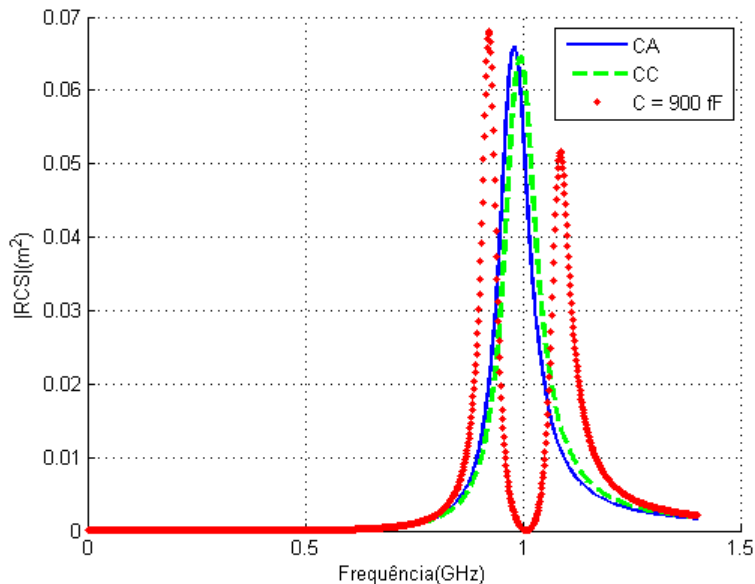


Figura 2.9: Caso 2 - RCS em função da frequência para cada carga.

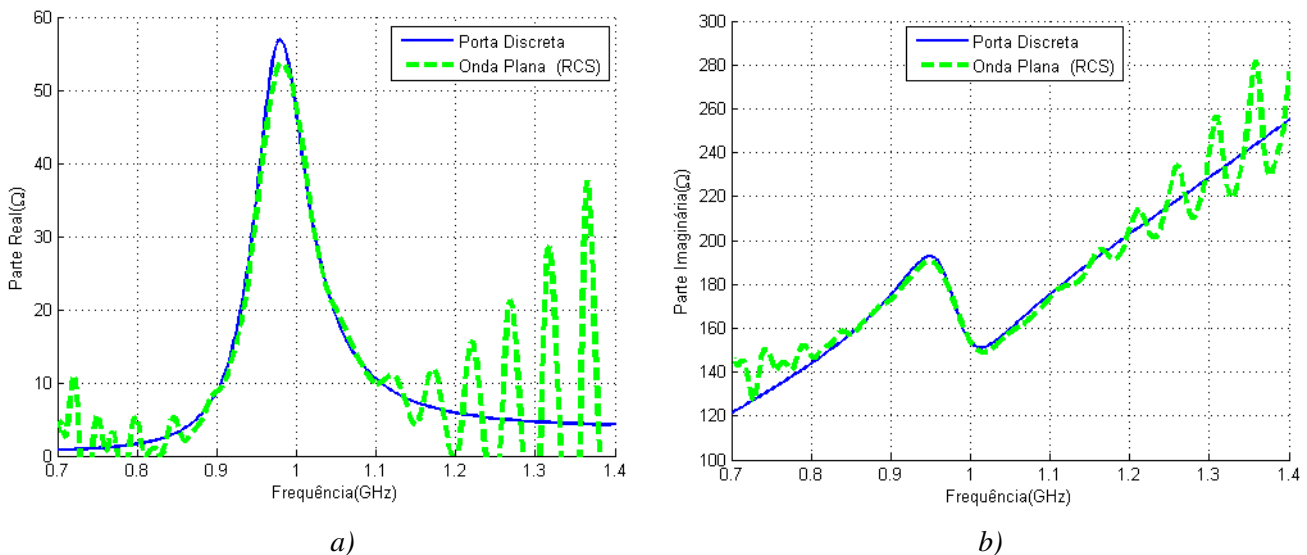


Figura 2.10: Caso 2 - Impedância da antena a) Parte real e b) Parte imaginária.

Nesta segunda configuração, a carga conhecida é agora uma capacitância. A natureza reativa desta carga modifica o retro-espalhamento da antena. Isto se traduz pela aparição de uma segunda ressonância na curva pontilhada da figura 2.9.

Comparativamente ao **caso 1**, aqui a impedância da antena (parte real e parte imaginária), ilustrada na figura 2.10, se apresenta menos oscilatória e isto para uma banda de frequência mais larga (850 MHz à 1100 MHz).

- **Caso 3:** A carga conhecida é formada por uma capacitância (C) e uma resistência (R) conectadas em série – $[CA, CC \text{ e } Z_L = R + \frac{1}{jC\omega}]$ com $R = 15 \Omega$ e $C = 900 \text{ fF}$.

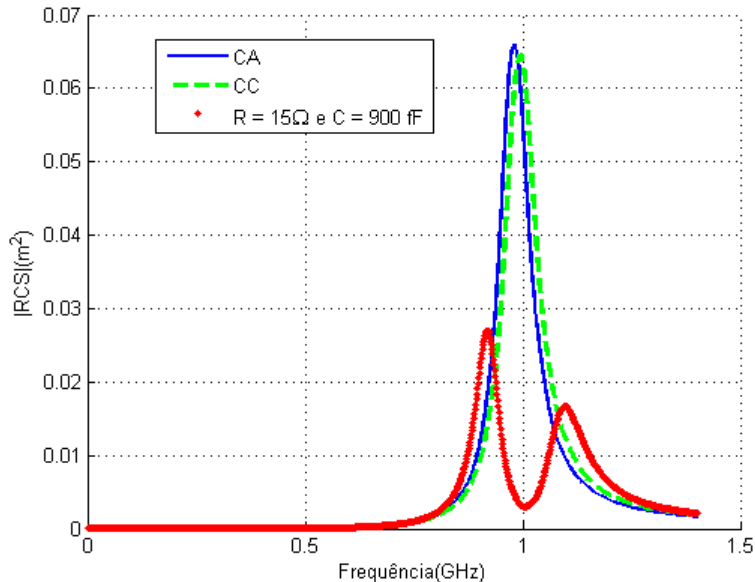


Figura 2.11: Caso 3 - RCS em função da frequência para cada carga.

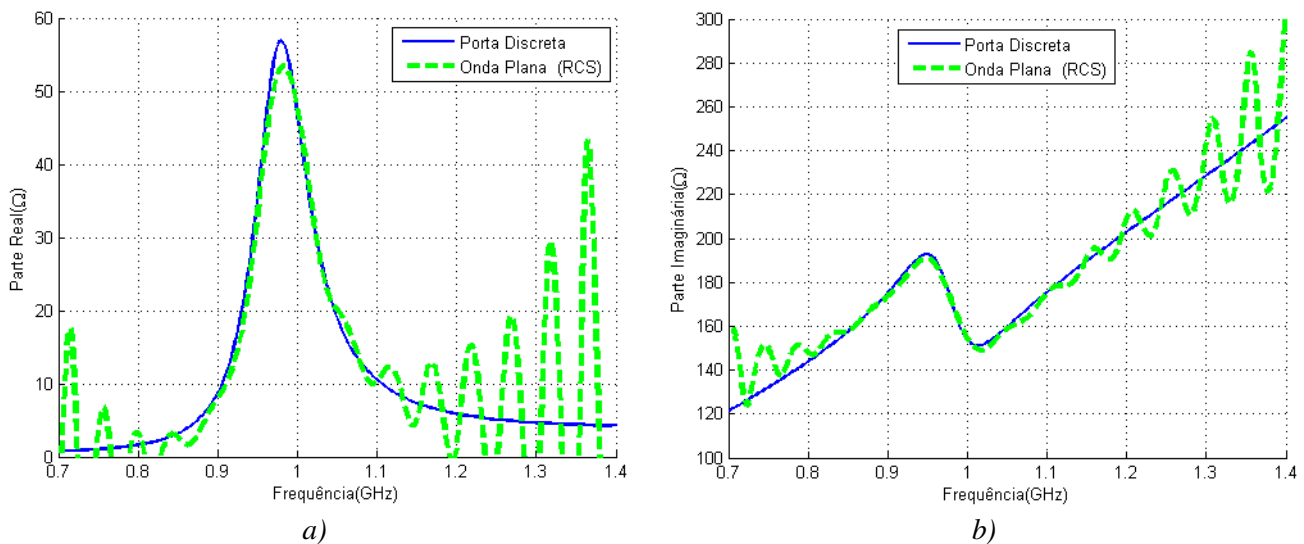


Figura 2.12: Caso 3 - Impedância da antena a) Parte real e b) Parte imaginária.

Para esta simulação, utilizou-se uma resistência e uma capacitância em série para compor a carga conhecida (Z_L). Esta nova configuração altera o retro-espelhamento da antena de maneira similar ao **caso 2**. A grande diferença constatada entre os gráficos das figuras 2.9 e 2.11 diz respeito a amplitude do RCS, que neste caso é claramente menor.

- **Caso 4:** O curto-circuito foi substituído por uma capacitância (C) e a carga conhecida é formada pela mesma capacitância (C) e uma resistência (R) conectadas em série – [CR, CA e $Z_L = R + \frac{1}{jC\omega}$] com $R = 15 \Omega$ e $C = 900 \text{ fF}$.

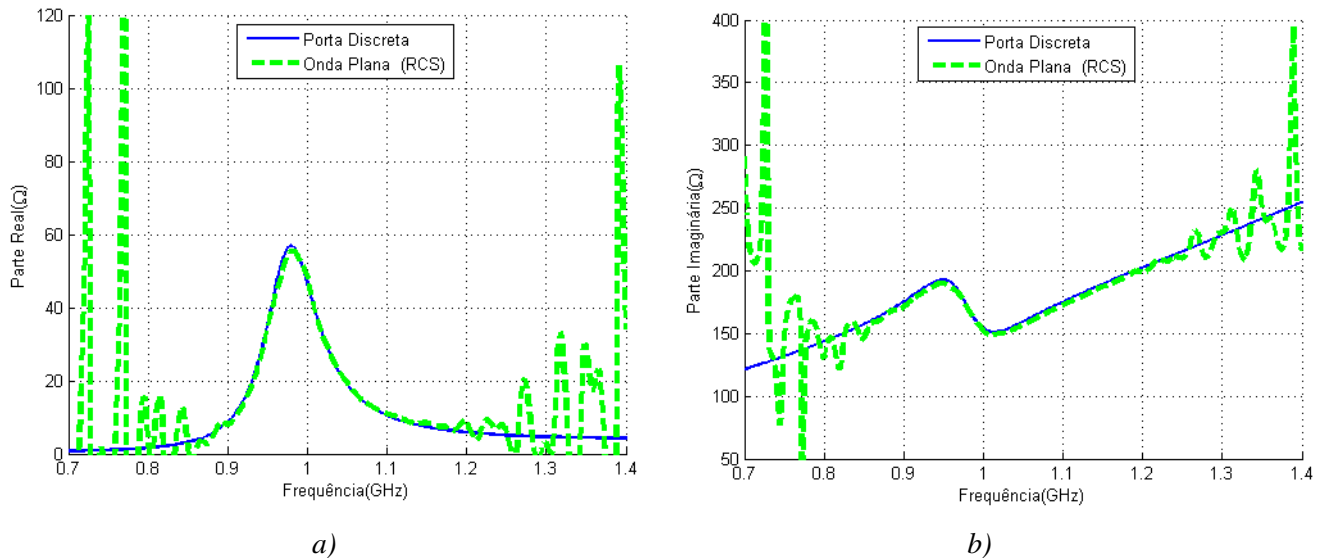


Figura 2.13: Caso 4 - Impedância da antena a) Parte real e b) Parte imaginária.

Para esse quarto e último caso, utilizou-se a mesma impedância conhecida (Z_L) do **caso 3**, mas substituiu-se o curto-circuito por uma capacitância. Pode-se observar que nesta configuração as impedâncias da antena obtidas por simulação através do princípio da reflectometria (RCS) e por uma porta discreta se apresentam praticamente sobrepostas e isto em uma maior gama de frequência, de 850 MHz a 1250 MHz.

Assim, podemos concluir que este caso é o mais eficaz entre todas as configurações testadas. Para resumir os quatro casos apresentados, representou-se na mesma figura os resultados de impedância obtidos. A parte real é ilustrada na figura 2.14, a parte imaginária na figura 2.15.

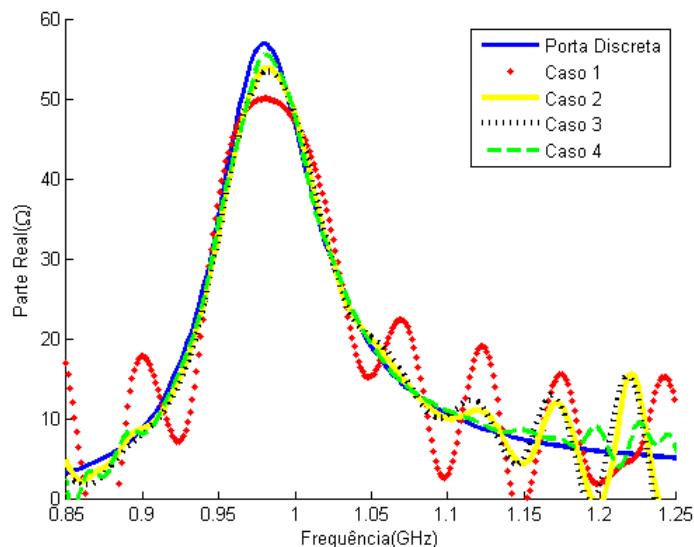


Figure 2.14: Parte real da impedância da antena para os quatro casos.

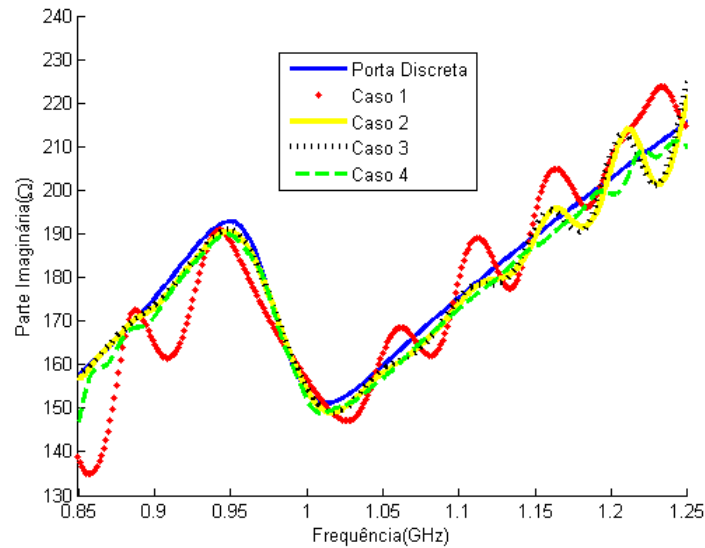


Figura 2.15: Parte imaginária da impedância da antena para os quatro casos.

2.2. Utilização de tags RFID como sensores

Os tags UHF passivos são utilizados principalmente para aplicações na identificação automática a distância. De fato, o tag recebe um sinal RF enviado pelo leitor e reenvia, por sua vez, seu identificador, modulando o sinal incidente.

Paralelamente a esse tipo clássico de utilização da RFID, um tratamento sobre os sinais ligados a comunicação leitor-tag pode permitir a obtenção de mais informações a cerca do objeto etiquetado. A utilização de tags como sensores tem como base a variação da impedância de entrada do tag e, portanto, do RCS em função das características físicas e geométricas de um objeto ou do meio em que ele se encontra inserido. A equação (1.14) apresentada no Capítulo 1 ilustra esta relação de dependência.

Quando um mesmo tag é posicionado sobre diferentes objetos, a impedância de entrada de sua antena pode, em alguns casos, sofrer uma variação e conseqüentemente uma variação no RCS poderá ser observada.

Graças ao método de caracterização de antenas RFID que foi apresentado neste trabalho, torna-se possível utilizar a medição da impedância de entrada da antena para utilizar o tag RFID em aplicações como sensores.

2.2.1. Exemplo de aplicação

A título ilustrativo de utilização dos tags RFID como sensores, será descrito um exemplo de aplicação proposto em [6]. De fato, essa aplicação consiste em controlar o nível de preenchimento d'água em um recipiente de plástico. A antena utilizada é um dipolo que tem sua impedância adaptada a do chip quando o tag é posicionado sobre o recipiente cheio.

Um sinal query capaz de ativar o chip, a uma determinada frequência e potência, é enviada pelo leitor em direção ao tag e o sinal de resposta é recuperado ($P_{R \leftarrow T}$). A frequência e a potência são

mantidas fixas e o nível de preenchimento d'água varia de $h_w = 0$ para $h_w = 8$ cm. A grandeza medida é indicada na equação (2.10):

$$\bar{P}(h_w) = \sqrt{P_{in} \cdot P_{R \leftarrow T}} = \frac{p_T}{2R_C} |Z_C + Z_A(h_w)| \quad (2.10)$$

Onde h_w representa o nível de preenchimento d'água, p_T é a potência mínima necessária para ativar o *chip*, $Z_C = R_C - jX_C$ é a impedância complexa do *chip* e $Z_A = R_A + jX_C$ é a impedância da antena. O termo $\bar{P}(h_w)$ é a média entre a potência mínima de entrada capaz de ativar o *chip* (P_{in}) e a potência re-irradiada pelo *tag* ($P_{R \leftarrow T}$). Esta equação quantifica indiretamente o nível de preenchimento d'água no recipiente. Esta aplicação é possível porque a impedância da antena do *tag* varia proporcionalmente à variação da altura d'água.

Uma curva de variação $\bar{P} \leftrightarrow h_w$ foi obtida experimentalmente e se encontra ilustrada através da figura 2.16.

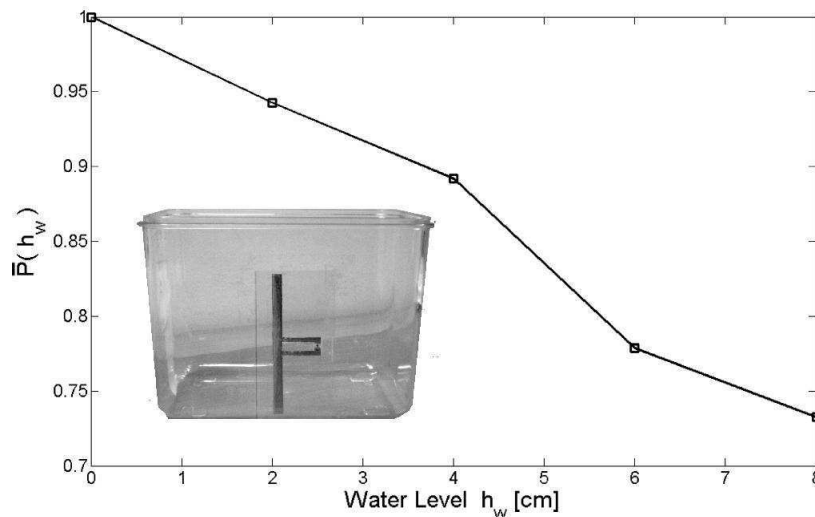


Figura 2.16: Controle de preenchimento d'água [6].

Observa-se, a partir da figura 2.16, que a curva se comporta de maneira monótona, e é essa característica que permite o controle contínuo da variação do nível d'água.

Introdução	37
3.1. Automação do banco de medição	37
3.1.1. Funcionamento do programa desenvolvido	38
3.1.2. <i>Instrument Control Toolbox</i>	39
3.1.3. Estabelecimento da comunicação	39
3.1.4. Configuração do banco de medição	40
3.1.5. Parametrização dos aparelhos	41
3.2. Ligação entre grandezas medidas e a determinação dos parâmetros do <i>tag</i>	41
3.2.1. Medição do RCS e determinação de S_{11} , Ganho e Z_{ant}	41

Introdução

O banco de medição para sistemas RFID genéricos deve cumprir três funções básicas: 1) ser capaz de enviar um sinal RF ao *tag*, 2) recuperar o sinal re-irradiado pelo mesmo e 3) realizar um tratamento nos dados obtidos. Então, em nossa configuração, um gerador arbitrário é utilizado na geração do sinal RF e um analisador de espectro faz à aquisição do sinal de retorno. O software MATLAB é utilizado para estabelecer a comunicação entre os instrumentos e tratar os dados de medição. A figura 3.1 simboliza, de forma simplificada, as três partes principais do banco de medição proposto.

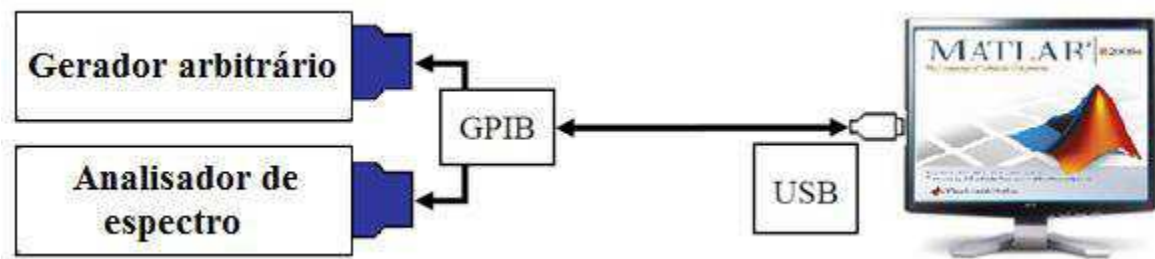


Figura 3.1: Aparelhos de medição e computador com o programa de controle.

Este último capítulo se inicia com a descrição do procedimento seguido para realizar a automação do banco de medição. Descreveremos o funcionamento do programa que controla os equipamentos e faz o tratamento dos dados capturados. A configuração do banco de medição será introduzida, assim como o estabelecimento da comunicação e parametrização dos dois aparelhos.

Na segunda seção, será estabelecida a ligação entre os parâmetros medidos, as equações que nos permite calcular o RCS e, desta forma, determinar os parâmetros que caracterizam a antena RFID.

3.1. Automação do banco de medição

O programa de automação do banco de medição desenvolvido tem como função principal realizar o carregamento de um comando *query*, a uma determinada frequência e determinada potência, na memória do gerador de sinais arbitrário. Este sinal é enviado ao *tag* por meio da antena de referência e, através desta mesma antena, o sinal refletido pelo mesmo é medido. Fixou-se a potência e variou-se a frequência do sinal enviado. Na situação em que estamos interessados (medição do RCS), o comando *query* pode se resumir simplesmente no envio de uma onda contínua (CW) em uma determinada potência e frequência. Para a medição do Δ RCS (não apresentada aqui), este comando deve ser capaz de entrar comunicação com o *tag*, deverá ser, portanto, uma trama respeitando o protocolo de comunicação RFID.

Em seguida, o programa efetua todas as configurações necessárias no analisador de espectro para receber o sinal de resposta do *tag* na frequência de teste. Os dados adquiridos são tratados e utilizados para o cálculo do RCS do *tag* em função da frequência.

3.1.1. Funcionamento do programa desenvolvido

O ponto de partida do programa consiste em regular a frequência de funcionamento nos dois aparelhos: gerador e analisador. Ele ajusta, em seguida, a potência de saída do gerador (característica da CW). Na sequência, realiza-se uma medição de referência sem *tag*. As médias dos sinais I e Q adquiridos são calculadas resultando nos valores: I_{ref} e Q_{ref} , respectivamente. A partir desse momento, o *tag* poderá ser posicionado no local de medição. Mais uma vez o programa lê os valores I e Q do sinal adquirido para cada frequência de teste e a média dessas componentes é calculada. O cálculo dos valores I_{ref} , Q_{ref} , I e Q é realizado em alguns segundos. Assim, a deriva temporal dos sinais pode ser desprezada.

Este procedimento deve ser repetido para três cargas diferentes conectadas aos terminais da antena do *tag*, conforme o método de caracterização de antenas apresentado no Capítulo 2.

O processo de funcionamento do programa é ilustrado pelo diagrama abaixo:

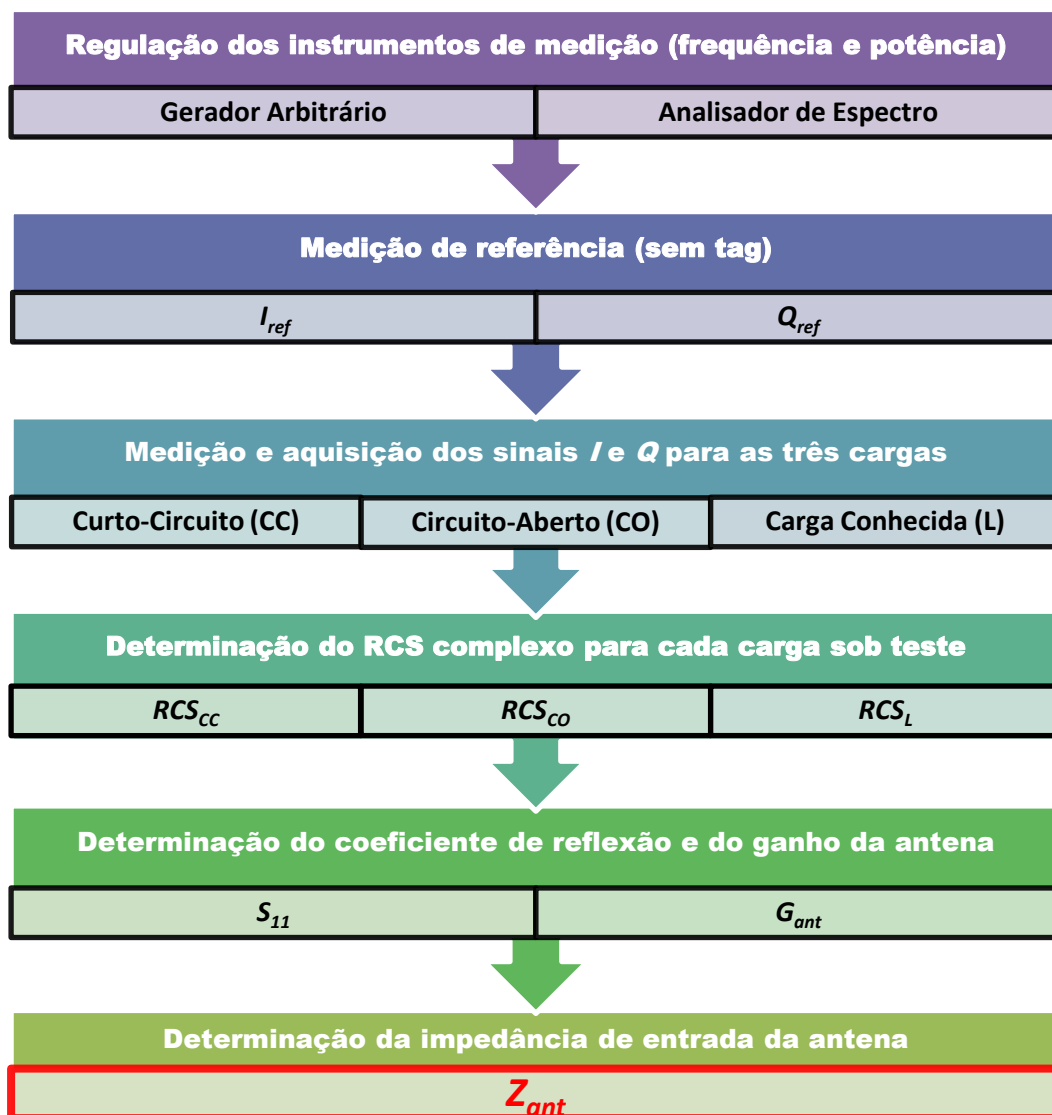


Figura 3.2: Procedimento de funcionamento do programa de medição.

3.1.2. *Instrument Control Toolbox*

Instrument Control Toolbox nos permite comunicar-se diretamente a partir do MATLAB com os instrumentos como osciloscópios, geradores de sinais e analisadores de espectro... este Toolbox nos proporciona a geração de dados de comando no MATLAB e o envio a um instrumento, assim como visualizar e tratar os dados de medição adquiridos pelo analisador.

Essa ferramenta propõe uma interface uniforme para todos os periféricos, independentemente do material, do protocolo ou *driver*. Ela suporta *drives* de instrumentos dos tipos: IVI, VXI*plug&play*, além disso, o suporte dos protocolos de comunicação GPIB, VISA, TCP/IP e UDP são igualmente assegurados.

O *Instrument Control Toolbox* oferece varias maneiras de comunicação com os instrumentos, entre elas:

- *Drives* dos instrumentos;
- Protocolos de comunicação;
- Interface gráfica de usuário (TMTool) ;
- Blocos *Simulink*;

Este *Toolbox* é baseado na tecnologia orientada a objeto e propõe funções de criação de objetos dotados de propriedades relacionadas ao instrumento e a sua sessão de controle.

Um dos objetivos deste trabalho é controlar os aparelhos de medição através do computador, realizando a aquisição e tratamento de dados para realizar a caracterização dos *tags* RFID pelo princípio da reflectometria. Optou-se por este software ao invés do LABVIEW (utilizado anteriormente) porque é um software de referência que já é bastante utilizado em todos os campos do cálculo científico. Assim, o procedimento de medição (controle e aquisição de dados) se integra perfeitamente aos programas de simulação.

3.1.3. Estabelecimento da comunicação

Em nosso processo de automação, o *Instrument Control Toolbox* foi utilizado para dar suporte aos protocolos de comunicação que nos permitem comunicar-se diretamente com os instrumentos de medição. Esta comunicação foi estabelecida utilizando o *driver* VISA em uma interface GPIB. O *Toolbox* nos oferece um conjunto de funções *M-file* que permitem escrever comandos para o instrumento ou de ler dados a partir do instrumento, ambos realizados diretamente com a ajuda do MATLAB.

Cada aparelho apresenta um endereço fixo na rotina de automação, são eles:

- RSA3408A Real-Time Spectrum Analyzer : GPIB::1::INSTR
- N5182A MXG Vector Signal Generator : GPIB::19::INSTR

Uma vez estabelecida à conexão entre os aparelhos e o computador, inicia-se o procedimento de parametrização dos aparelhos, além do envio e aquisição de dados, de acordo com a rotina de controle desenvolvida.

3.1.4. Configuração do banco de medição

Como a maioria dos aparelhos de medição, os dois dispositivos aqui utilizados são providos de uma porta GBIB (*General Purpose Interface Bus*), frequentemente utilizada para o trânsito de comandos e dados. Os dois aparelhos são conectados entre eles por um cabo GPIB/GPIB, em seguida um cabo GPIB-USB faz a ligação entre os aparelhos e o computador, conforme ilustra a figura 3.3. Esse cabo desempenha o mesmo papel de uma placa de aquisição, mas de forma mais compacta, fácil de manipular e dotado de uma alta velocidade de comunicação. Ele tem a capacidade de endereçar até quinze aparelhos eletrônicos. Graças ao cabo GPIB/USB, o banco de medição pode ser utilizado em conjunto com qualquer computador que contenha porta USB.

O circulator compõe a interface entre os instrumentos de medição e a antena de referência, controlando a direção do fluxo de potência. A antena de referência realiza a comunicação com o *tag*. Nesse caso, uma única antena é utilizada para a emissão e a recepção do sinal, isto é, configuração mono-estática.

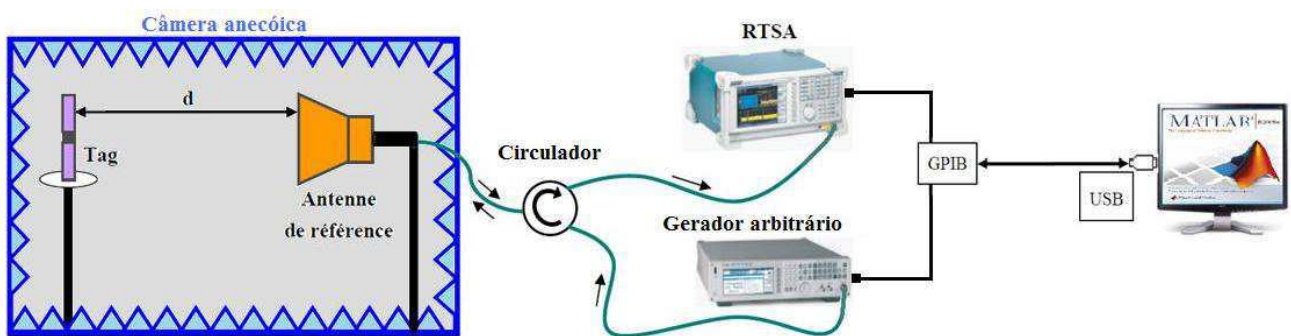


Figura 3.3: Configuração do banco de medição: Ligação entre os aparelhos e o computador.

O banco de medição de sistemas RFID sobre o qual esse trabalho foi desenvolvido é apresentado na figura 3.4. É possível visualizarmos os diferentes componentes utilizados.

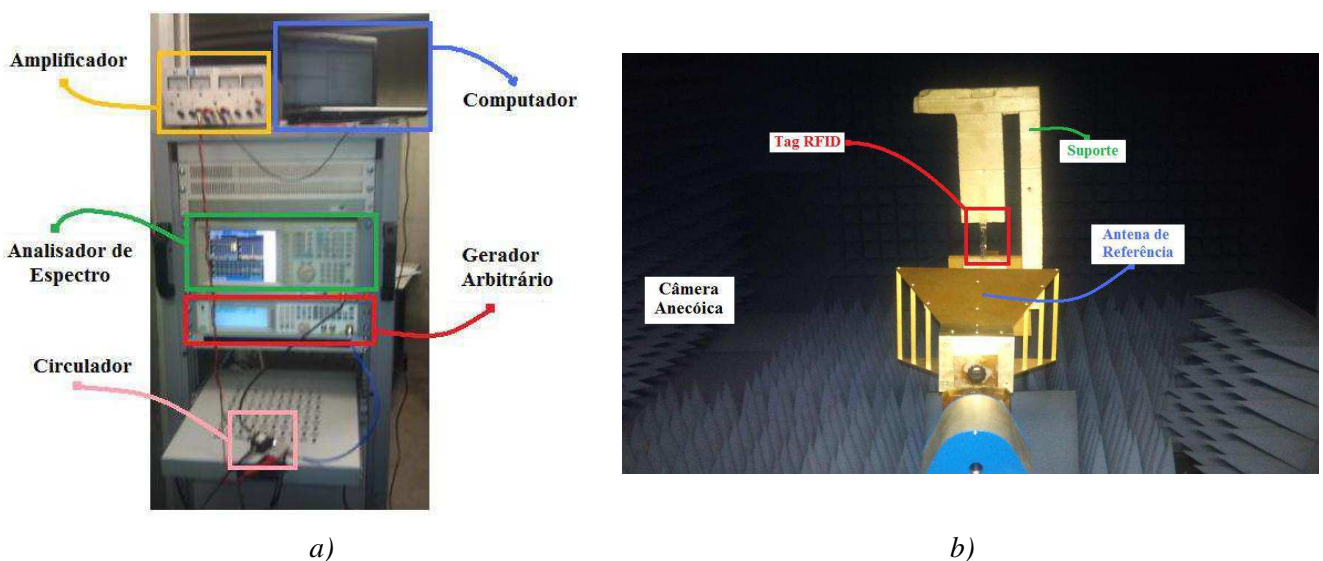


Figura 3.4: Identificação de componentes de medição: a) Trama de medição e b) Câmara anecóica: antena corneta em primeiro plano e o tag com o seu suporte em segundo plano.

No anexo A é apresentada a caracterização de cada componente que constitui o banco de medição utilizado. As especificações dos aparelhos que permitem efetuar as medições são igualmente apresentadas no anexo B.

3.1.5. Parametrização dos aparelhos

A primeira etapa consiste em carregar o *query* na memória do gerador de sinais e configurar este aparelho. Os parâmetros a regular são a frequência e a potência de saída.

Em seguida, realiza-se a parametrização do analisador de espectro em tempo real (RTSA). Para este aparelho, é possível escolhermos seu modo de funcionamento (analisador de espectro clássico ou tempo real), ajustar a frequência, a duração da aquisição e da análise e por fim escolher se a aquisição se faz por evento ou de forma contínua. Para este trabalho, o analisador de espectro é utilizado no modo “tempo real” e aquisição do sinal é feita sob a forma “I/Q vs time”.

O programa desenvolvido permite configurar os parâmetros dos dois equipamentos simultaneamente, podendo ser escolhido os valores de potência, frequência, assim como o tempo de aquisição e de análise da resposta temporal do *tag*.

3.2. Ligação entre as grandezas medidas e o calculo dos parâmetros do *tag*

3.2.1. Medição do RCS e determinação de S_{11} , Ganho e Z_{ant}

O conjunto de expressões apresentadas nesta seção foi desenvolvido em [12]. De fato, a idéia consiste em fazer uma conexão entre as grandezas obtidas por medição e as expressões definidas no Capítulo 2, e assim determinar parâmetros das antenas, que é o objetivo principal deste trabalho.

O método que será apresentado permite obter o RCS experimentalmente. Ele se baseia na equação do radar em configuração mono-estatica. Esta equação é escrita como se segue:

$$P_r = \frac{G_{ref}^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot d^4} \cdot P_t \quad (3.1)$$

Com P_r representando a potência recebida pela antena, P_t a potência emitida, G_{ref} e Γ_{ref} respectivamente o ganho e o coeficiente de reflexão da antena de referência utilizada para a medição e d a distância entre antena de referência e o *tag*.

A partir da equação (3.1), σ pode ser expresso sob a seguinte forma:

$$\sigma = \frac{P_r}{P_t} \cdot \frac{(4\pi)^3 \cdot d^4}{G_{ref}^2 \cdot \lambda^2} \quad (3.2)$$

Na equação (3.2) as potências P_r e P_t são àquelas medidas nos terminais da antena de referência. Na prática, são conhecidas as potências de saída do gerador P_{ger} e a recebida pelo analisador de espectro P_{RTSA} . Então, é preciso calcular P_r e P_t em função de P_{ger} e P_{RTSA} levando em conta as perdas entre a antena e a entrada do analisador durante a recepção.

A potência efetivamente transmitida à antena P_t é calculada como se segue :

$$P_t = P_{ger} \cdot T_{21circ} \cdot (1 - |\Gamma_{ref}|^2) \cdot Aff_{cabo} \quad (3.3)$$

A potência efetivamente refletida P_r vale :

$$P_r = \frac{P_{RTSA}}{T_{32circ} \cdot (1 - |\Gamma_{ref}|^2) \cdot Aff_{cabo}} \quad (3.4)$$

Onde $T_{21circ} = |S_{21circ}|^2$ e $T_{32circ} = |S_{32circ}|^2$ representam os coeficientes de transmissão em potência respectivamente medidos entre as portas 1 e 2 e as portas 2 e 3 do circulator e Aff_{cabo} as perdas nos cabos de medição.

As grandezas medidas ao nível de analisador de espectro são tensões expressas sob a forma de sinais I (em fase) e Q (em quadratura.)

$$v = I + j \cdot Q \quad (3.5)$$

Uma medição do ruído ambiental é necessária a fim de se eliminar as reflexões parasitas. A primeira medição realizada com a câmara vazia v_{ref} serve como referência, ela é subtraída do sinal medido quando o tag é posto na câmara v_t para se obter a contribuição do tag isoladamente v_{tag} .

$$v_{tag} = v_t - v_{ref} \quad (3.6)$$

Onde,

$$|v_{tag}| = \sqrt{(I_t - I_{ref})^2 + (Q_t - Q_{ref})^2} \quad (3.7)$$

A potência refletida é calculada a partir da tensão medida na entrada do RTSA:

$$P_{RTSA} = \frac{|v_{tag}|^2}{2R} \quad (3.8)$$

Com R simbolizando a impedância de entrada do analisador, que vale 50Ω . Assim:

$$P_{RTSA} = \frac{1}{100} \cdot |(I_t - I_{ref})^2 + (Q_t - Q_{ref})^2| \quad (3.9)$$

Finalmente, ao substituir (3.3), (3.4) e (3.9) em (3.2), obtém-se uma expressão para o σ em função das grandezas medidas:

$$\sigma = \frac{|(I_t - I_{ref})^2 + (Q_t - Q_{ref})^2|}{100 \cdot P_{ger} \cdot T_{21circ} \cdot T_{32circ} \cdot (1 - |\Gamma_{ref}|^2)^2 \cdot Aff_{cabo}^2} \frac{(4\pi)^3 d^4}{G_{ref}^2 \lambda^2} \quad (3.10)$$

A medição dos sinais I e Q permite também a determinação da fase do sinal refletido pelo tag :

$$\phi = \arctg\left(\frac{Q_t - Q_{ref}}{I_t - I_{ref}}\right) \quad (3.11)$$

Portanto, as equações (3.10) e (3.11) nos fornece o RCS complexo. A partir deste parâmetro e aplicando as equações apresentadas no Capítulo 2, pode-se realizar a determinação dos parâmetros da antena (S_{11} , Ganho e Z_{ant}).

O procedimento de medição do Δ RCS é similar a este que foi apresentado para a medição do RCS. As equações relativas a esta medição são apresentadas no anexo C.

Parte do programa que foi desenvolvido para automação do banco de medição, determinação do RCS e extração do S_{11} , do ganho e da impedância da antena se encontra no anexo D.

A primeira fase deste projeto foi dedicada a pesquisa bibliográfica sobre os sistemas RFID. Esta etapa nos permitiu identificar os componentes que formam esses sistemas, seu princípio de funcionamento, assim como sua classificação em diferentes categorias.

Na sequência, fizemos uma descrição teórica dos métodos de caracterização de antenas pelo princípio da reflectometria. A título de validação, simulações eletromagnéticas foram realizadas, esta abordagem foi também validada para o caso das antenas RFID.

Desenvolveu-se, também, um programa de automação para o banco de medição montado para realizar a caracterização de antenas utilizando o software computacional MATLAB.

As perspectivas deste trabalho são múltiplas. Uma vez realizada a medição da impedância de entrada de uma antena RFID, é possível se aplicar diretamente este método para fazer a medição dos dois estados da impedância de um *chip* RFID, isto à distância (sem cabo).

Uma segunda possibilidade, sempre a partir do método de caracterização de antenas RFID que foi apresentada neste projeto, pode-se, através da medição a distância da impedância de entrada de uma antena RFID, utilizar este *tag* como sensor. De fato, todo fenômeno físico que tem impacto relevante sobre a impedância da antena (temperatura, presença de objetos no ambiente, ...) poderá ser detectado e interpretado.

Por fim, posso afirmar que a realização deste estágio foi bastante interessante, porque além de adquirir uma experiência no mundo da pesquisa, obtive um conhecimento científico significativo no domínio da identificação por radio frequência.

- [1] J. Landt, “The History of RFID”, *IEEE Potentials*, vol. 24, no. 4, Oct.-Nov. 2005.
- [2] R. Want, “An Introduction to RFID Technology”, *IEEE Pervasive Computing*, vol. 5, no. 1, Jan. Mar. 2006.
- [3] PV. Nikitin, KVS. Rao, “Theory and measurement of backscattering from RFID tags”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 48, 2006.
- [4] G. De Vita and G. Iannaccone, “Design criteria for the RF section of UHF and microwave passive RFID transponders”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 9, Sept. 2005.
- [5] A. Moretto, E. Colin, S. Chakra, C. Ripoll, « Etude du delta RCS d’une étiquette RFID UHF en tenant compte de l’effet du régulateur shunt », 16^{èmes} Journée Nationales Microondes, mai 2009 Grenoble
- [6] G. Marrocco, F Amato, “Self-sensing passive RFID: from Theory to Tag Design and Experimentation”, *IEEE 39th European Microwave Conference*, Sept. 2009.
- [7] C. Calabrese and G. Marrocco, “Meandered-Slot Antennas for Sensor-RFID Tags”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, Vol. 7, 2008.
- [8] G. Marrocco, L. Mattioni, C. calabrese, “Multiport Sensor RFIDs for Wireless Passive Sensing of Objects – Basic Theory and Early Results”, *IEEE Transactions on Antennas and propagation*, Vol. 56, August 2008.
- [9] “The Independent European Center for RFID, Wireless and Mobility”.
<http://www.rfidc.com/docs/introductiontorfid.htm>.
- [10] K. Finkenzeller, “*RFID Handbook, Radio Frequency Identification Fundamentals and Applications*”, John. Wiley & Sons Inc., 1999.
- [11] DOBKIN, Daniel, “The RF in RFID: passive UHF RFID in practice”, Elsevier – Newnes, 2008.
- [12] Audray POUZIN, « Thèse de Doctorat « Qualification d’éléments RFID en environnement opérationnel », Décembre 2009.
- [13] KVS. Rao, PV. Nikitin, SF. Lam, “Antenna design for UHF RFID tags a review and practical application”, *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 53,pp, 2005
- [14] K. Haj Khelifa, S. Bories, C. Delaveaud, J. M. Fournier, « Caractérisation d’antenne miniature par réflectométrie en champ lointain », 16^{èmes} Journée Nationales Microondes, mai 2009 Grenoble

- [15] R. F. Harrington, “Field Measurements Using Active Scatterers”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Sept. 1963.
- [16] O. Vicencio and J. Romeu, “*Application of RCS Measurement Method for Characterization of small Antennas*”, Antennas and Propagation, 2008, IEEE.
- [17] R. C. HANSEN, “Relationships Between Antennas as Scatterers and Radiators”, Proc. IEEE, Vol 77, May 1989, pp. 651-662
- [18] R. F. Hanington, “Theory of loaded scatterers,” Proc. IEEE, vol. 11, Apr. 1964.
- [19] S. Bories, M. Hachemi, K. Haj Khelifa, C. Delaveaud, “Small Antennas Impedance and Gain Characterization using Backscattering Measurements”.
- [20] W. Wiesbeck and E. Heidrich, “*Wide-band multiport antenna characterization by polarimetric RCS measurements*”, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on Vol. 46, Issue 3, March 1998.
- [21] K. Haj Khelifa, « Caractérisation expérimentale d’antennes électriquement petite », mémoire de DRT, Institut Polytechnique de Grenoble, 17 mars 2009.
- [22] R. F. Hanington, “*Field Computation by Moment Methods*” New York: Macmillan, 1968.
- [23] J. T. Mayhan, A. R. Dion and A. J. Simmons, “A Technique for Measuring Antenna Drive Port Impedance Using Backscatter Data”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 42, No. 4, April 1994.
- [24] P. Pursula, D. Sandström and K. Jaakkola, “Backscattering-Based Measurement of reactive Antenna Input Impedance”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, No. 2, February 2008.

Para efetuar uma estimativa financeira deste projeto os custos foram divididos em três categorias:

- Custos do escritório de trabalho (*computador, eletricidade, poltrona, mesa, ventilador, folhas, fotocópias, canetas...*);
- Custos de material técnico (*licença dos softwares CST, MATLAB*);
- Salário do estagiário.

A descrição desses custos está apresentada na tabela i:

Estimativa Financeira		
Descrição das despesas		Custo estimado
Escritório	Estrutura física	250,00€*
	Material de papelaria	100,00€
Material técnico	Licença CST	420,00€*
	Licença MATLAB	200,00€*
Salário do estagiário		2.085,00€
TOTAL		3.055,00€

*Preço equivalente à 5 meses de utilização

Tabela i: Estimativa de custos do projeto.

Os preços dos componentes (amplificador, circulador, antena) e aparelhos (analisador de espectro, gerador de sinal) presentes no laboratório (ORSYS) e utilizados para realizar as medições se encontram ilustrados na tabela ii.

Cabos	300,00€
Circulador	100,00€
Amplificador	1.700,00€
Antena	1000,00€
Analisador de espectro	6.800,00€
Gerador de sinal	2.200,00€
TOTAL	12.100,00€

Tabela ii: Preço dos aparelhos e componentes de medição.

RELATÓRIO DE ESTÁGIO

GRENOBLE INP ESISAR 2009/2010

Palavras chave: Sistemas RFID, *tag*, reflectometria, automação

Resumo:

Atualmente, a crescente utilização de sistemas de IDentificação por Radio Frequência (RFID) para a coleta automática de dados a distância impõe a necessidade de um conhecimento preciso de seu desempenho, independentemente do ambiente operacional onde eles se encontram inseridos. Os *tags* RFID passivos mais populares no mercado são constituídos de uma antena e de um circuito integrado específico (ASIC), o chip RFID. Neste projeto, estamos interessados na caracterização de tags RFID a partir do princípio da reflectometria e levando em conta a variação do RCS.

Neste contexto, foi desenvolvido um programa no MATLAB para automatizar completamente (enviar um comando, adquirir e tratar os dados) o banco de medição proposto.

Keywords: RFID systems, tag, reflectometry, automation

Abstract:

Nowadays the growing use of Radio Frequency Identification Systems (RFID) for automatic data acquisition requires a precise knowledge of their performance, no matter the operational environment where they inserted. The passive RFID tags most known in the market are composed of an antenna and a specific integrated circuit (ASIC), the RFID chip. In this project, we are interested in the RFID tags characterization using the principle of reflectometry considering the RCS variation. In this context, we will develop a MATLAB program to completely automate (sending a query, acquiring and treating data) the measurement bench.

Nesta parte do trabalho, serão disponibilizadas as características de diferentes componentes (anexo A) e instrumentos (anexo B) envolvidos no banco de medição do RCS. Uma primeira versão desse banco, assim que a caracterização dos diferentes componentes e instrumentos foram realizadas na tese de Audrey Pouzin [12].

As equações que nos permitem determinar o ΔRCS estão contidas no anexo C. No anexo D é apresentado o programa desenvolvido para automatizar o banco de medição proposto no Capítulo 3.

ANEXO A

Caracterização de componentes

Aqui será realizada a caracterização de cada componente constituinte do banco de medição a fim de definir suas características (ganho, perdas, reflexão, etc.), que serão utilizadas para o cálculo do RCS e Δ RCS.

- **Antena de referência**

A antena corneta ilustrada na figura 1 é utilizada em emissão e recepção do sinal RF, de polarização linear paralela ao seu menor lado. Ela cobre a banda 700 MHz a 18 GHz e é vendida pela sociedade *AH-system* sob referência SAS-571.



Figura 1: Antena de referência utilizada nas medições: SAS-571 da AH System.

O ganho foi caracterizado sobre uma banda de frequência entre 800 MHz e 1 GHz através de um analisador vetorial de rede (*Vector Network Analyzers VNA*). No gráfico da figura 2 seguinte é representado o ganho linear da antena de referência em função da frequência.

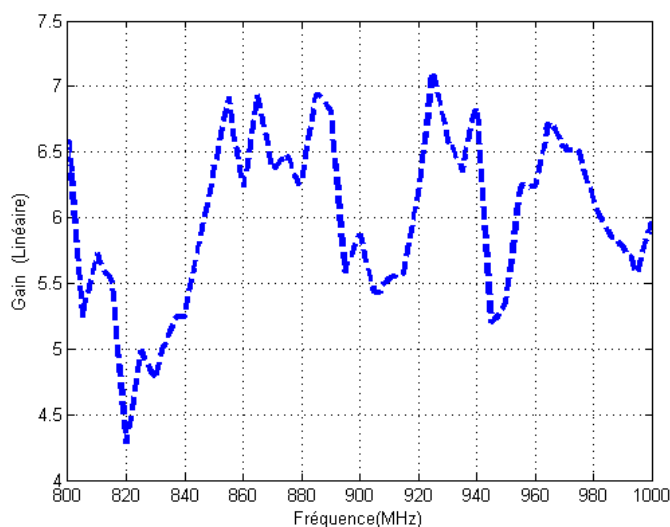


Figura 2: Ganho linear da antena de referência entre 800 MHz et 1GHz.

O coeficiente de reflexão da antena de referência medido entre 800 MHz e 1 GHz está traçado na figura 3.

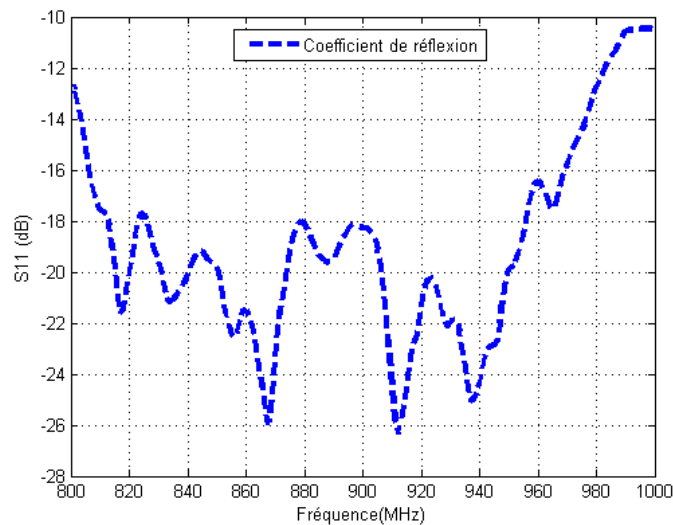


Figura 3: Coeficiente de reflexão da antena de referência entre 800 MHz et 1 GHz.

▪ Cabo

Em nossas medições utilizamos dois cabos de 1 metro. As perdas destes cabos medidas na banda 800 MHz à 1 GHz estão representadas na figura 4.

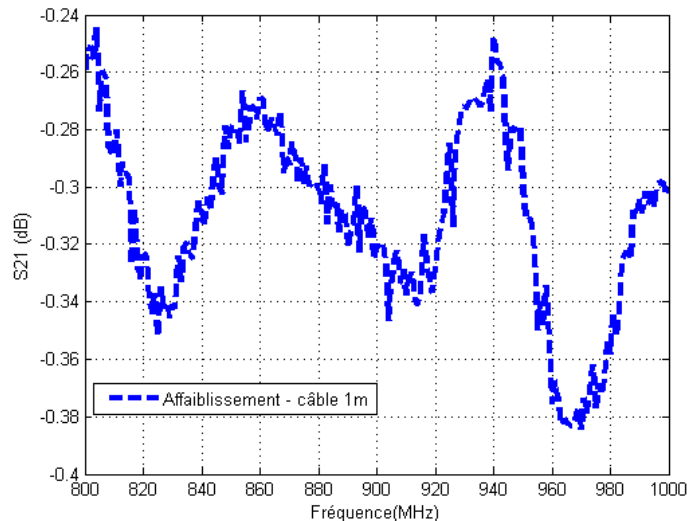


Figura 4: Atenuação nos cabos de 1 metro entre 800 MHz et 1 GHz.

▪ Circulador

Um circulador RF é um dispositivo ferromagnético passivo que contém três portas e é utilizado para controlar a direção do fluxo de sinal em um circuito. A interação do campo magnético devido aos materiais ferromagnéticos presentes em seu interior cria um campo magnético resultante circular que transmite energia a porta adjacente. Assim, o sinal pode circular da porta 1 para a porta 2, da 2 para a 3 e da 3 para 1, mas não no sentido contrário. Os parâmetros importantes que permitem

caracterizar um circulator são a isolamento e as perdas por inserção. A isolamento representa o grau de atenuação do sinal em sentido contrário de circulação entre as portas adjacentes do componente (por exemplo, de 2 para 1). Quanto as perdas por inserção, elas representam a atenuação entre duas portas adjacentes no sentido de circulação do sinal (por exemplo, de 1 para 2).

Neste trabalho, o circulator é utilizado de modo a permitir que apenas uma antena seja usada para emissão e recepção, ou seja, na configuração mono-estatica. O sinal emitido pelo gerador chega à porta 1 depois é dirigida à porta 2 a qual é conectada a antena que vai irradiar o sinal para o *tag*. O sinal refletido pelo *tag* é recebido pela antena e é transmitido da porta 2 para 3, onde é conectado analisador de sinais. Na figura 5, podemos visualizar o circulator utilizado em nossas medições, o esquema deste dispositivo e as conexões com o gerador, a antena e o analisador, e o gráfico de perdas por inserção.

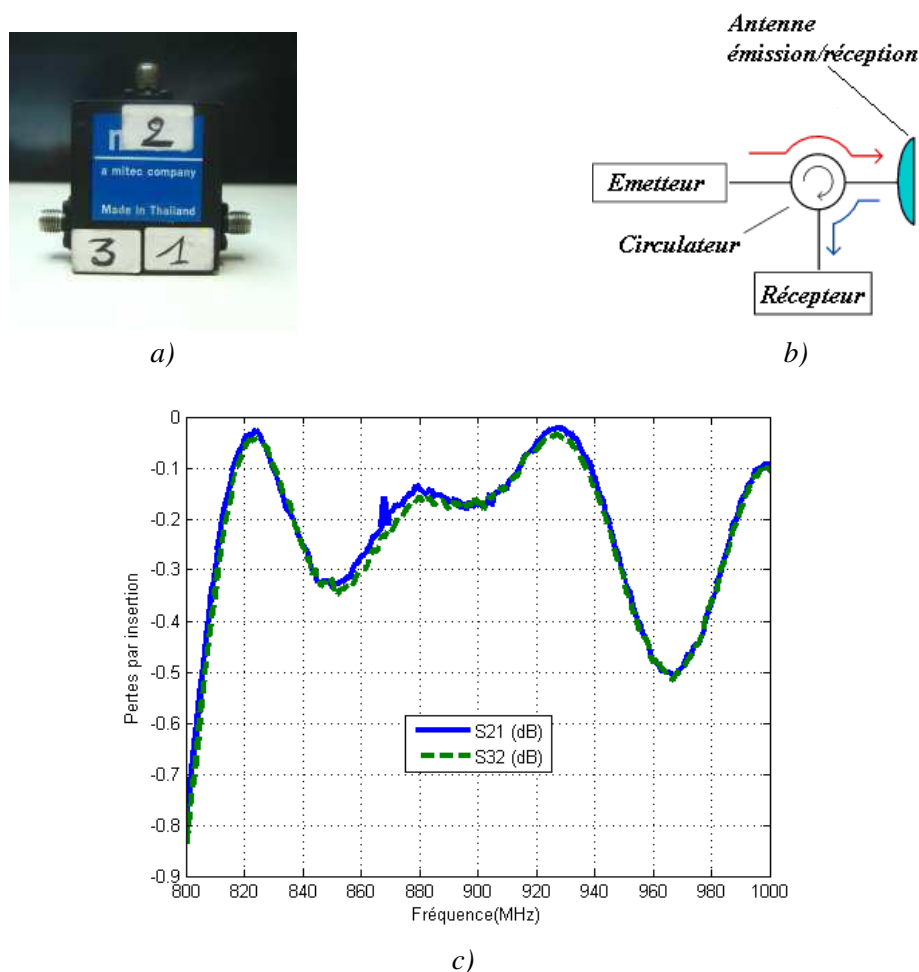


Figura 5: a) Circulator utilizado para as medições, b) Esquema de conexão entre o circulator e os outros aparelhos e c) Gráficos das perdas de inserção.

▪ Amplificador

A utilização de um amplificador se faz necessária quando a distância entre a antena de referência e o *tag* é superior a 1 metro. De fato, o gerador arbitrário que temos disponível tem uma potência de saída máxima igual a 17 dBm, seja 50 mW, em alguns casos este valor não é suficiente para ativar *tag*. O amplificador que nós dispomos tem um ganho médio de 22,6 dB, entre 800 MHz e 1 GHz. Então, este valor médio foi utilizado em nossas medições.

ANEXO B

Instrumentos de medição

Nesta segunda parte do anexo, os aparelhos utilizados para a realização das medidas são abordados. Serão apresentados o gerador arbitrário e o analisador de espectro.

▪ Gerador arbitrário

O gerador arbitrário utilizado é o *N5182A MXG Vector Signal Generator* do fabricante *Agilent Technologies*, figura 6. Este aparelho é capaz de gerar um comando para estabelecer a comunicação com o *tag*.



Figure 6: Gerador de sinais arbitrários N5182A MXG da Agilent.

Especificações:

- Frequência de 100 kHz a 3 GHz e resolução de 0,01 Hz ;
- Amplitude: -110 dBm à 17 dBm e resolução de 0,01 dB ;
- Modulação: em amplitude, em frequência ou em fase a partir de um sinal externo ou de um arquivo em memória;

Memória: o gerador de sinal tem dois tipos de memória:

- Memória *volátil* ou BBG (*baseband generator*) onde os arquivos contendo as formas de onda (*waveform*) são lançados ou editados. Capacidade 64 MSa ;
- Memória *não-volátil* que pode ser interna (int) ou externa (USB), onde os arquivos das contendo as formas de ondas são armazenados. Capacidade 800 Msa ;

▪ Analisador de espectro

O analisador de espectro é utilizado para armazenar e analisar as transmissões, leitor-*tag* e *tag*-leitor sobre uma interface RF. Utilizou-se o *Real-Time Spectrum Analyser RSA3408 A* do fabricante *Tektronix* (figure 7).



Figura 7: Analisador de Espectro de tempo real RSA 3408A da Tektronix.

Especificações:

- Frequência analisada : DC à 8 GHz e resolução de 0,1 Hz;
- Largura de banda em modo tempo real: 100 Hz a 36 MHz;
- Amplitude: max. 30 dBm ;
- Conversor A/D: 102,4 MSa/s (resolução 14 bits) ;
- Numero de pontos por quadro: 1024 ;
- Numero de quadros por bloco: de 1 à 64000 ;
- Memória de aquisição: 65.6 MSa ;
- *Trigger*: Externo / Nível de potência / Mascara de frequência;

Ele captura um registro contínuo em uma banda de frequência indo até 36 MHz por longos períodos e apresenta vistas multi-domínio e correlacionadas em tempo dos sinais. A análise pode ser realizada tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência.

ANEXO C**Medição do ΔRCS ($\Delta\sigma$)**

O procedimento de medição do $\Delta\sigma$ é o mesmo descrito no Capítulo 3 para obter o σ . No entanto, não se trata de se calcular apenas um valor de P_r , mas de medir a diferença de potência ΔP_r , recebida pelo leitor entre os dois estados do *tag*.

Modificando a equação (3.2), obtém-se:

$$\Delta\sigma = \frac{\Delta P_r}{P_t} \cdot \frac{(4\pi)^3 \cdot d^4}{G_{ref}^2 \cdot \lambda^2 \cdot (1 - |\Gamma_{ref}|^2)^2} \quad (1)$$

Onde $\Delta P_r = P_{r1} - P_{r0}$ representa a diferença de potência entre o nível alto e o nível baixo da modulação do *tag*.

A variação de potência devido a modulação de carga do *tag* pode ser então calculada por:

$$P_{RTSA} = \frac{1}{100} \cdot |v_1 - v_0| \quad (2)$$

$$P_{RTSA} = \frac{1}{100} \cdot \left| \left[(I_{t1} - I_{ref})^2 + (Q_{t1} - Q_{ref})^2 \right] - \left[(I_{t0} - I_{ref})^2 + (Q_{t0} - Q_{ref})^2 \right] \right| \quad (3)$$

Por fim,

$$\Delta\sigma = \frac{\left| \left[(I_{t1} - I_{ref})^2 + (Q_{t1} - Q_{ref})^2 \right] - \left[(I_{t0} - I_{ref})^2 + (Q_{t0} - Q_{ref})^2 \right] \right|}{100 \cdot P_{ger} \cdot T_{21circ} \cdot T_{32circ} \cdot (1 - |\Gamma_{ref}|^2)^2 \cdot Aff_{cabo}^2} \cdot \frac{(4\pi)^3 d^4}{G_{ref}^2 \lambda^2} \quad (4)$$

Para fase,

$$\Delta\phi = \arctg\left(\frac{Q_{t1} - Q_{ref}}{I_{t1} - I_{ref}}\right) - \arctg\left(\frac{Q_{t0} - Q_{ref}}{I_{t0} - I_{ref}}\right) \quad (5)$$

ANEXO D**Programa MATLAB de automação dos instrumentos de medição utilizados para caracterização de antenas RFID**

*O programa completo desenvolvido compreende: Carregamento do *query* na memória do gerador de sinais, configuração e sincronização dos aparelhos de medição, aquisição e tratamento de dados. Por questão de simplicidade, o programa MATLAB apresentado abaixo contém somente os parâmetros de entrada necessários a medição, e o procedimento de medição e caracterização das antenas.

```

%% Programme de mesure automatique pour la détermination des impédances des
antennes RFID

close all
clear all
clc

%% Defline le temps d'acquisition, l'intervalle de fréquence et de puissance de
mesure
acqTimeSecs = 3e-3;           %temps d'acquisition(s)
fi = 800;                    %fréquence minimale(MHz)
ff = 1000;                   %fréquence maximale(MHz)
step = 5;                    %pas de fréquence(MHz)
f = fi:step:ff;              %bande de fréquence(MHz)
span = 20;                   %span(MHz)
level = 0;                   %niveau de référence de puissance(dBm)
Pi = -1;                     %puissance minimale(dBm)
Pf = -1;                     %puissance maximale(dBm)
pas=1;                       %pas de puissance(dBm)
dist = 0.68;                 %distance entre l'antenne de référence et le tag(m)

%% Puissance d'émission (générateur)
p=Pi:pas:Pf;
for j=1:numel(p)
P(j)=(10^(p(j)/10))*1e-3;    %puissance
R=50;                       %résistance
U(j)=sqrt(2*P(j)*R);        %tension
P_gene(j) = P(j);           %puissance en sortie du générateur
end

%% Réalise la mesure et l'acquisition IQ x Time pour chaque type de circuit
disp('1=mesure de référence      2=court-circuit      3=circuit ouvert      4=
charge 50ohm      5= puce RFID')

l = sprintf('appuyer sur 1 pour commencer la mesure de référence (sans tag) ');
l = input(l);

for k=1:numel(f)%%boucle pour varier la fréquence

[traces{k}]=mesure(f(k),span,Pi,Pf,pas,level,acqTimeSecs);

end

```



```

        curbe(traces, fi,ff,step) %Trace le graphique IQ pour chaque fréquence
de mesure
        Yr=traces;

l = sprintf('appuyer sur 2 pour commencer la mesure pour le court-circuit ');
l = input(l);

        for k=1:numel(f)%%boucle pour varier la fréquence

        [traces{k}]=mesure(f(k),span,Pi,Pf,pas,level,acqTimeSecs);

        end
        curbe(traces, fi,ff,step) %Trace le graphique IQ pour chaque fréquence
de mesure
        Ycc=traces;

l = sprintf('appuyer sur 3 pour commencer la mesure pour le circuit ouvert');
l = input(l);

        for k=1:numel(f)%%boucle pour varier la fréquence

        [traces{k}]=mesure(f(k),span,Pi,Pf,pas,level,acqTimeSecs);
end
        curbe(traces, fi,ff,step) %Trace le graphique IQ pour chaque fréquence de
mesure
        Yco=traces;

l = sprintf('appuyer sur 4 pour commencer la mesure pour la charge 50 ohm ');
l = input(l);

        for k=1:numel(f)%%boucle pour varier la fréquence

        [traces{k}]=mesure(f(k),span,Pi,Pf,pas,level,acqTimeSecs);

        end
        curbe(traces, fi,ff,step) %Trace le graphique IQ pour chaque fréquence
de mesure
        Y50=traces;

l = sprintf('appuyer sur 5 pour commencer la mesure pour la puce');
l = input(l);

        for k=1:numel(f)%%boucle pour varier la fréquence

        [traces{k}]=mesure(f(k),span,Pi,Pf,pas,level,acqTimeSecs);

        end
        curbe(traces, fi,ff,step) %Trace le graphique IQ pour chaque fréquence
de mesure
        Yp=traces;

        save IQ.mat Yr Ycc Yco Y50 Yp

```

```

% Définit le temps de réponse
x=1.5e-3/numel(Ycc{1,1}{1,1});
t=0:x:x*(numel(Ycc{1,1}{1,1})-1) ;
ti=round(1.15e-3/x);          %temps initial
tf=round(1.44e-3/x);          %temps final
t1=t(ti):x:t(tf);

% Charge les paramètres de mesure
load parametres

ai = fi-799;
bi = ff-799;

G_a = 26;                      %dB
freqs = parametres(ai:step:bi,1); %Hz
S_21 = parametres(ai:step:bi,2); %dB
S_32 = parametres(ai:step:bi,3); %dB
G_ant = parametres(ai:step:bi,4); %dB
cablelm = parametres(ai:step:bi,6); %dB
reflex = parametres(ai:step:bi,5); %dB

f = f';                        % Fréquence (MHz)
G_ampli = 10^(G_a/10);          % Gain du amplificateur(linéaire)
G_ant_ref = 10.^(G_ant/10);     % Gain de l'antenne de référence(linéaire)
lambda = 3e8./(f*10^6);         % Longueur d'onde(m)
T_21_circ = 10.^(S_21/10).^2;   % Coefficient de transmission
T_32_circ = 10.^(S_32/10).^2;   % Coefficient de transmission
Aff_cables = 10.^(2.*cablelm/10); % Pertes dans les câbles
reflex_ant_ref = 10.^(reflex/10); % Coefficient de réflexion de l'antenne de
reference
transmission_ant_ref = 1 - abs(reflex_ant_ref).^2; % Coefficient de transmission
de l'antenne de référence

% Sélection de la moyenne I et Q dans la réponse pour chaque fréquence de mesure
(Pour question de simplicité le traitement des données pour calculer les
valeurs moyennes de I et Q n'est pas présent dans cette annexe, sera
présenté juste les valeurs obtenus)

%valeurs moyenne de référence
Ir{k,j}=real(sum(Sr)/numel(Sr));
Qr{k,j}=imag(sum(Sr)/numel(Sr));

%%valeurs moyenne de court circuit
Icc{k,j}=real(sum(Scc)/numel(Scc));
Qcc{k,j}=imag(sum(Scc)/numel(Scc));

%%valeurs moyenne de circuit ouvert
Ico{k,j}=real(sum(Sco)/numel(Sco));
Qco{k,j}=imag(sum(Sco)/numel(Sco));

%%valeurs moyenne de charge 50 ohm
I50{k,j}=real(sum(S50)/numel(S50));
Q50{k,j}=imag(sum(S50)/numel(S50));

% Calcul du RCS en fonction de la fréquence
% Calcul de la puissance transmise
% équation (3.3)
Pt = P_gene .* T_21_circ .* transmission_ant_ref .* Aff_cables .* G_ampli;

```

```

for i=1:numel(f)
% Calcul de la puissance reçue (Puissance reçue par l'analyseur)
% équation (3.9)
Prsa_cc(i,1) = (1/100)*abs( (Icc{i,1} - Ir{i,1})^2 + (Qcc{i,1} - Qr{i,1})^2 );
Prsa_co(i,1) = (1/100)*abs( (Ico{i,1} - Ir{i,1})^2 + (Qco{i,1} - Qr{i,1})^2 );
Prsa_50(i,1) = (1/100)*abs( (I50{i,1} - Ir{i,1})^2 + (Q50{i,1} - Qr{i,1})^2 );

% Calcul de la phase du RCS
% équation (3.11)
Phase_cc(i,1) = atan( (Qcc{i,1} - Qr{i,1})/(Icc{i,1} - Ir{i,1}) );
Phase_co(i,1) = atan( (Qco{i,1} - Qr{i,1})/(Ico{i,1} - Ir{i,1}) );
Phase_50(i,1) = atan( (Q50{i,1} - Qr{i,1})/(I50{i,1} - Ir{i,1}) );
end

clear i

% Puissance mesurée aux bornes de l'antenne de référence
% équation (3.4)
Pr_cc = Prsa_cc./(T_32_circ .* transmission_ant_ref .* Aff_cables);
Pr_co = Prsa_co./(T_32_circ .* transmission_ant_ref .* Aff_cables);
Pr_50 = Prsa_50./(T_32_circ .* transmission_ant_ref .* Aff_cables);

% Calcul du module du RCS
% équation (3.10)
rcc = (Pr_cc.*((4*pi)^3)*(dist^4)) ./ (Pt.*(G_ant_ref.^2).*(lambda).^2);
rco = (Pr_co.*((4*pi)^3)*(dist^4)) ./ (Pt.*(G_ant_ref.^2).*(lambda).^2);
r50 = (Pr_50.*((4*pi)^3)*(dist^4)) ./ (Pt.*(G_ant_ref.^2).*(lambda).^2);

% RCS module et phase
RCS_CO = rcc .* exp(i.*Phase_cc);
RCS_CC = rco .* exp(i.*Phase_cc);
RCS_50 = r50 .* exp(i.*Phase_cc);

% Racine carrée du RCS
CO = abs(sqrt(RCS_CO)) .* exp(i.*unwrapMod(phase(sqrt(RCS_CO))));
CC = abs(sqrt(RCS_CC)) .* exp(i.*unwrapMod(phase(sqrt(RCS_CC))));
C_50 = abs(sqrt(RCS_50)) .* exp(i.*unwrapMod(phase(sqrt(RCS_50))));

% Champ électrique
E_CO = (1/(2*dist)).*(CO/sqrt(pi));
E_CC = (1/(2*dist)).*(CC/sqrt(pi));
E_50 = (1/(2*dist)).*(C_50/sqrt(pi));

save RCS.mat RCS_CO RCS_CC RCS_50

%% Calcul de l'impédance de l'antenne

%Formules S. Boires
S1vSv1 = 2 .* ( (CO - C_50) .* (C_50 - CC) ) ./ ( (CO - CC) ); % équation (2.4)
S11 = ( S1vSv1 ./ (C_50 - CC) ) - 1; % équation (2.5)
S11_dB = 20 .* log10(S11);
Gain = abs(S1vSv1) .* ( sqrt(4*pi) ./ (lambda) ); % équation (2.2)
Gain_dB = 10 .* log10(Gain);

Go = 1/50;
Ya = - ((E_CC - E_50)./(E_CO - E_50)).*Go; % équation (2.6)
Za = 1./Ya;

```