



## RELATÓRIO DE ESTAGIO

**Estudo de um sistema de comunicação para aplicações  
*Ultra Wide Band***

Laboratório de Concepção e Integração de Sistemas

LCIS - ESISAR

50, rue Barthélémy de Laffemas

BP54 26902 Valence Cedex 9 - France

Euler Cassio TAVARES DE MACEDO

<b>Datas do Estágio</b>	01/02/2007 – 01/08/2007
<b>Modulo de Aprofundamento</b>	ESE/ESISAR
<b>Tutor UFCG</b>	Glauco FONTGALLAND
<b>Tutor ESISAR</b>	Davide BUCCI



Biblioteca Setorial do CDSA. Fevereiro de 2021.

Sumé - PB

## Agradecimentos

Eu gostaria de agradecer a equipe do LCIS – Laboratório de Concepção e Integração de Sistemas (*Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes*) por ter me recebido em seu seio e de ter me fornecido os meios necessários para a realização deste estágio nas melhores condições possíveis.

Gostaria de agradecer particularmente a :

- Ao senhor **Davide Bucci** por toda a atenção, paciência, disponibilidade e também por toda a ajuda técnica e lingüística que ele me concedeu.

- 

***"If I have been able to see further, it was only because I  
stood on the shoulders of giants"***

***Isaac Newton***

- Ao senhor **Tân-Phu Vuong**, Meste de conferencias do Instituto Nacional Politécnico de Grenoble e responsável pela equipe do ORSYS.
- Aos senhores **Glauco Fontgalland e Raimundo Carlos Silvério Freire**, Professores da UFCG – Universidade Federal de Campina Grande – Brasil.
- **Stenio Freire, Glauber Pessoa, Rafael Cantalice**, meus compatriotas por seu apoio e amizade.
- **Hamammi Firas**, por sua amizade e ajuda com o idioma francês.
- **Anthony Ghiotto, Laurent Guilloton, Carole Seyvet, Frédéric Theron**, que formam a equipe do laboratório LCIS por seu suporte e amizade.
- Aos senhores **Nicolas Corrao** do IMEP e **M. Saad Skali** do RFTLab por sua ajuda técnica e pelas medições realizadas.
- E a todos que por ventura eu tenha esquecido de citar.

E por fim, a toda minha família residente no



## Sumário

<b>Agradecimentos</b>	
<b>Sumário</b>	<b>3</b>
<b>Lista das siglass</b>	<b>5</b>
<b>Introdução</b>	<b>6</b>
<b>LCIS – Apresentação do Laboratório</b>	<b>7</b>
<b>1. Sistemas de comunicação UWB</b>	<b>9</b>
1.1 A tecnologia Ultra Wide Band	11
1.2 Objetivos	13
1.3 Conclusão	14
<b>2. Estudo e realização de um gerador de impulsos destinado à aplicações UWB</b>	<b>15</b>
<b>2.1. Tecnologias existentes para a geração de impulsos</b>	<b>17</b>
2.1.1. A utilização de transistores avalanche	17
2.1.2. Geração optoeletrônica	17
2.1.3. Desenvolvimento de circuitos integrados com a tecnologia CMOS	18
2.1.4. Utilização de componentes lógicos ultra rápidos	18
2.1.5. O diodo « <i>Step Recovery</i> »	19
<b>2.2. Comparação entre as tecnologias existentes para a geração de impulsos</b>	<b>20</b>
<b>2.3. Geração de impulsos utilizando o diodo <i>Step Recovery</i></b>	<b>21</b>
<b>2.4. Escolha de um modelo de simulação do diodo <i>Step Recovery</i></b>	<b>23</b>
<b>2.5. Implementação do gerador de impulsos</b>	<b>24</b>
2.5.1. Circuito Desenvolvido	24
2.5.2. Resultados de simulações	26
<b>2.6. Implantação da placa de circuito impresso</b>	<b>29</b>
<b>2.7. Resultados de medições e simulações</b>	<b>30</b>
<b>2.8. Conclusão</b>	<b>32</b>
<b>3. Estudo e realização de um transmissor Ultra Wide Band completo</b>	<b>33</b>
<b>3.1. A antena UWB utilizada</b>	<b>35</b>
<b>3.2. Realização de um transmissor UWB completo : Gerador de implusos acoplado com uma antena Ultra Wide Band</b>	<b>37</b>
3.2.1. Influência do plano de massa cobre a sobre a antena UWB	38
3.2.2. Implementação do transmissor UWB com a separação dos planos de massa da antena e do gerador de impulsos	42
<b>3.3. Realização experimental</b>	<b>45</b>
<b>3.4. Realização de medições</b>	<b>46</b>
<b>3.5. Conclusão</b>	<b>48</b>
<b>4. Realização de um receptor Ultra Wide Band</b>	<b>49</b>
<b>4.1. Tecnologias existentes para a recepção da informação UWB</b>	<b>51</b>
4.1.1. O receptor RAKE	51
4.1.2. Receptores a detecção de energia ( <i>Receptores DE</i> )	52
4.1.3. Receptor « <i>Transmitted – Reference</i> » ( <i>Receptor TR</i> )	52
<b>4.2. Diagrama de blocos do receptor UWB</b>	<b>53</b>
<b>4.3. Implementação do receptor UWB</b>	<b>55</b>
<b>4.4. Canal de comunicação UWB realizado</b>	<b>56</b>
<b>4.5. Conclusão</b>	<b>56</b>

<b>5. Conclusões e perspectivas</b>	<b>58</b>
<b>6. Anexos</b>	<b>61</b>
<b>7. Bibliografia</b>	<b>68</b>

## Lista de Siglas

A lista abaixo apresenta o significado das siglas que nós utilizamos na elaboração deste relatório.

BF	Baixa Frequência
BRAFITEC	<i>Brasil/França Ingénieur Technologie</i>
CAD	<i>Computer-Aided Design</i>
CMOS	Complementary Metal Oxide Semi-conductor
COSY	COMplex COoperating Systems
CST	Computer simulation technology
DHTR	Delay-Hopping Transmitted-Reference
ED	Energy detection
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power
ENVISYS	SYStèmes pour l'ENVironnement
FCC	Federation Communications Commission
IEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IR-UWB	Impulse Radio Ultra Wide Bande
LCIS	Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes
LNA	Low Noise Amplifier
MACSYS	Modélisation, Analyse et Commande des Systèmes
MB-OFDM	Multi-Band Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
NRZ	Non Return to Zero
OOK	On Off Keying
ORSYS	Optoelectronic & RF Systems
PHEMT	Pseudomorphic High Electron Mobility Transistors
RF	Radio Frequency
RFID	Radio Frequency IDentification
RI	Radio Impulsionelle
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
SRD	Step Recovery Diode
TR	Transmitted – Reference
TTL	Transistor-Transistor Logic
UWB	Ultra Wide Bande
VALSYS	VALidation des SYStèmes
ZPMC	Impedância do plano de massa completo
ZPMO	Impedância do plano de massa original

## Introdução

Neste relatório que é composto de 5 capítulos, nós iremos abordar o estudo e concepção de um sistema de comunicação UWB (Ultra Wide Band). Esta tecnologia é uma promessa no que se tratam as comunicações sem fio para aplicações em curtas distâncias, é baseada na emissão de impulsos de tensão com duração inferior a nanosegundo, com o objetivo de ocupar um espectro de frequência de vários gigahertz[7]. Os sistemas que adotam esse tipo de solução fornecem sinais caracterizados por uma fraca densidade espectral de potencia, sobre uma banda espectral muito larga.

Neste relatório é descrito o trabalho desenvolvido durante o estagio de fim de curso, com o objetivo de obter um sistema de comunicação *Ultra Wide Band* completo. Este estágio é uma parte necessária para a obtenção do titulo de engenheiro eletricista da UFCG (Universidade Federal de Campina Grande - Brasil), parceira da ESISAR (Ecole d'ingénieurs en systèmes industriels avancés en Rhône-Alpes) no programa de intercambio BRAFITEC (*Brasil/França Ingénieur Technologie*).

O capítulo 1 de nosso trabalho trata de uma visão geral sobre as tecnologias UWB existentes e utilizadas nos dias atuais. Em seguida nós iremos apresentar o caderno de tarefas que trata dos objetivos deste estagio.

Em seguida, no capítulo 2, iremos fazer o estudo e concepção de um gerador de impulsos. Iniciaremos pela apresentação das técnicas capazes de fornecer impulsos na ordem de abaixo de nanosegundo. Na seqüência iremos efetuar uma comparação entre as tecnologias existentes, para ao fim realizar a escolha da tecnologia apropriada para o nosso objetivo, que é descrita de maneira detalhada. Como resultado deste capítulo, nós apresentaremos um protótipo de um gerador de impulsos.

No capítulo 3, iremos fazer a descrição de uma antena UWB que foi desenvolvida no laboratório LCIS[11], e em seguida verificar o funcionamento deste componente conjuntamente com o gerador de impulsos que foi apresentado no capítulo 2.

O capítulo 4 trata-se de uma pequena apresentação sobre as técnicas existentes para a realização da detecção da informação emitida. Com esta finalidade iremos fornecer uma descrição esquemática do funcionamento de um receptor proposto e terminaremos com a apresentação de um receptor UWB que foi implementado no laboratório LCIS.

Por fim, no capítulo 5, faremos uma conclusão sobre o trabalho que foi desenvolvido e apresentaremos as perspectivas para os trabalhos futuros.

## Apresentação do Laboratório

O laboratório de Concepção e Integração de Sistemas (LCIS), fundado em Outubro de 1996 como laboratório próprio do INP Grenoble, foi reconhecido pelo Ministério de tecnologia da França como equipe de pesquisa Jovem em Janeiro de 1999, e em 2003 como equipe de apoio de pesquisa e desde Janeiro de 2007 a universidade Pierre Mendes França trabalha em conjunto com esta instituição.

É o primeiro laboratório de pesquisa universitária na cidade de Valence, sendo parte da escola Superior de Engenheiros em Sistemas Industriais Avançados dos Rhône-Alpes (ESISAR/INP Grenoble) e a sua área de pesquisa é direcionada para sistemas de comunicação embarcados. As áreas de pesquisa são sobretudo a especificação, modelização, concepção, comunicação, validação e o diagnóstico destes sistemas. Atuando nestes diferentes temas, o laboratório propõe novos métodos e instrumentos que são aplicados ao meio industrial.

O LCIS é estruturado em redor de 4 temáticas científicas:

- **Sistemas optoeletrônicos e radiofrequência:** que é centrado ao redor da equipe ORSYS, que é responsável pela eletrônica rápida e radiofrequência.
- **Segurança de Funcionamento:** que agrupa 2 projetos: o projeto VALSYS, baseado na validação de sistemas materiais e "software" e o projeto CSYS baseado na segurança de funcionamento dos sistemas distribuídos.
- **Sistemas complexos cooperantes:** que agrupa 2 projetos: o projeto COSY, especializado na engenharia de sistemas multiagentes, e o projeto ENVSYS baseado da conexão em rede de sistemas inteligentes autônomos.
- **Modelização, Análise e Comando de Sistemas dinâmicos:** com o projeto MACSY que tem como objetivo o desenvolvimento e a aplicação de leis de comando e/ou de supervisão eficientes a certos sistemas dinâmicos e distribuídos.

O nosso estágio desenvolveu-se conjuntamente da equipe ORSYS, dirigida pelo Sr. Tan-Phu Vuong. As atividades do grupo ORSYS referem-se às aplicações de tipo RF "sem fios", em especial na concepção de circuitos e de antenas para sistemas de comunicação RFID (Rádio Frequência IDentificação) e UWB (de Ultra Wide Band). Outro domínio de estudo consiste na caracterização RF de materiais não convencionais como o metal e o vidro. Para em seguida possa se realizar a concepção e a implementação de antenas sobre estes tipos de materiais. Participamos das atividades no domínio UWB do grupo. Entre os resultados da

equipe antes da nossa chegada, podemos citar o desenvolvimento de uma antena PATCH adaptado às gamas de frequências utilizadas para as comunicações UWB [11]. O nosso projeto de fim de curso, foi realizado graças ao programa BRAFITEC (*Brasil/França Ingénieur Technologie*). Este programa tem por objetivo promover projetos de cooperação bilateral em matérias de formação, de trocas mutuas de alunos de engenharia e de professores e da avaliação dos cursos e das metodologias de ensino entre os dois países.

# **1. Sistemas de Telecomunicações UWB**

---

Nestes últimos anos, das redes locais aos telefones portáteis, assistimos a um desenvolvimento muito marcante dos sistemas de telecomunicações sem fios.

O mercado pede cada vez mais sistemas rápidos, confiáveis e que não possuam um grande consumo de energia. Por esta razão, as tecnologias UWB (*Ultra Wide Band*) constitui um candidato muito promissor para responder a estes tipos de exigências.

Este capítulo é dedicado à apresentação do contexto do nosso estudo. Faremos um resumo das tecnologias UWB utilizadas atualmente e vamos terminar com o caderno de tarefas relativas aos objetivos do estágio.

## 1.1 – A tecnologia *Ultra Wide Band*

O início do estudo das técnicas o UWB data os anos 60, tendo sido iniciadas com as pesquisas de Gerald F. Ross, que levariam a obtenção de uma primeira patente utilizando esta tecnologia [1]: um receptor de impulsos ultra rápidos. Esta técnica recebeu nos anos diferentes nomeações, como transmissão sem portadora ou tecnologia a impulso. Apenas no início dos anos 80, a técnica de transmissão e recepção de impulsos de pequena duração foi nomeada UWB - Ultra Wide Band em inglês [2].

A tecnologia Ultra Wide Band é caracterizada pelo fato desta possuir um espectro que ocupa uma largura de banda maior que 25% da frequência central ou uma largura de banda de no mínimo 500MHz [4].

Esta tecnologia passou por um espectacular desenvolvimento desde o ano 2002, onde a FCC (*Federation Communications Commission*), órgão de regulação americano, autorizou a utilização gratuita da banda de frequência [3,1 - 10,6 GHz] para as comunicações sem fios UWB. A máscara espectral atribuída para aplicações interna (*indoor*) desta tecnologia é apresentada na Figura 1.1.

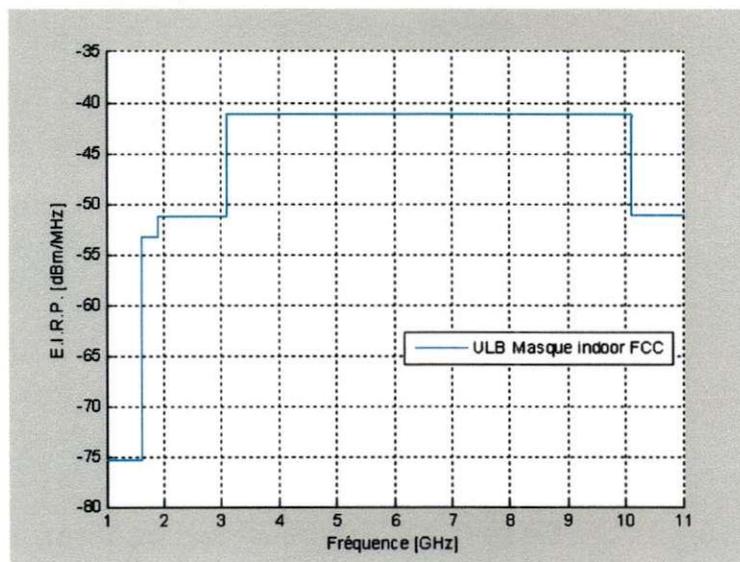


Fig. 1.1 – Mascara FCC para aplicações internas

Na figura, é possível observar que a tecnologia UWB trabalha em um largo espectro de frequências com uma densidade espectral de potência muito baixa (- 41,3 dBm/MHz). Por esta razão as emissões UWB são percebidas como um ruído de fundo pelos os sistemas mais tradicionais. Desta maneira, estes dispositivos UWB podem reutilizar o espectro de radio já

atribuídos sem provocar interferências e permitindo assim uma utilização mais eficaz de recursos [4].

Rapidamente, esta tecnologia ganhou muito interesse no que diz respeito às comunicações sem fios à curtas distâncias, para transmitir informações com velocidades que excedem o Gigabit por segundo[3]. Por exemplo, a transmissão de vídeo entre telefones celulares, ou a transmissão de informação entre computadores à uma pequena distância são aplicações nas quais as tecnologias UWB podem ser adotadas.

Em paralelo aos aspectos regulamentares que estão em curso atualmente em toda parte no mundo, uma forte atividade de desenvolvimento reúne os setores acadêmico e industrial. Nos dias atuais, duas abordagens podem ser idealizadas para a implementação e aplicação dos sistemas UWB:

- Rádio Impulso (RI): historicamente, trata-se da primeira abordagem utilizada em especial por G.F. Ross. Esta técnica é baseada na transmissão de impulsos ultra rápidos, de duração inferior ao nano-segundo, de forma a obter um espectro muito largo, sem prever a utilização de uma portadora. Circuitos especiais de geração de impulsos ao transmissor são necessários para obter uma densidade espectral que respeitem as mascaras de frequência determinadas pela FCC. As vantagens desta abordagem são sua robustez contra o cancelamento causado por múltiplos trajetos, a simplicidade estrutural do canal de comunicação e a possibilidade de combinar ao mesmo tempo funcionalidades de comunicação e de localização [1].
- MB-OFDM (Multi-Band Orthogonal Frequency-Division Multiplexing): um exemplo deste tipo de aplicação é definido pela norma IEEE 802.15.4a; trata-se de uma solução caracterizada pela utilização da banda de frequência UWB [3,1-10,6 GHz], dividida em 14 bandas de 528 MHz, que são agrupadas em cinco diferentes grupos, como mostra a Figura 1.2. Para permitir que mais de um utilizador possa aceder à comunicação ao mesmo tempo, uma aplicação UWB utiliza apenas só um dos cinco grupos e, neste grupo, um utilizador ocupa nada mais que uma banda por vez. Atualmente, a técnica OFDM é bastante estudada na comunidade científica porque recorre à técnicas de modulação e tratamento do sinal que são bem conhecidas.



Fig. 1.2. Banda OFDM definida pela norma IEEE 802.15.4a

## 1.2. Objetivos do Estagio

Temos como objetivo de implementar uma cadeia de comunicação UWB. Visando uma idéia global dos diferentes elementos da cadeia, sobretudo no que diz respeito à concepção e implementação de um transmissor e um receptor acoplados com uma antena UWB, como mostrado na Figura 1.3.

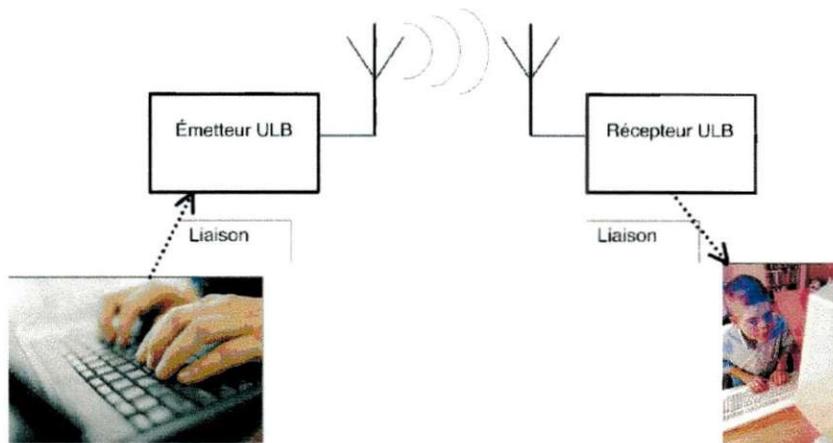


Fig. 1.3. – Representação esquemática de um canal de comunicação UWB

As principais características a serem levadas em conta na realização deste sistema de transmissão deverão ser as seguintes:

- Simplicidade estrutural
- Possibilidade de realização no LCIS
- Respeito da máscara interna FCC
- Baixo consumo
- Baixo custo
- Integração com as antenas UWB já desenvolvidas no LCIS.

### **1.3. Conclusão**

Este capítulo foi dedicado à apresentação do laboratório LCIS onde este estágio foi realizado. Apresentamos as atividades do laboratório e a sua filosofia e em seguida fizemos uma curta apresentação da tecnologia de comunicação de Ultra Wide band. Apresentamos as duas diferentes abordagens existentes para a aplicação da tecnologia UWB: a Rádio Impulso (RI) e o Multi Band Ortogonal Frequency Divisão Multiplexing (MB-OFDM). Para terminar, apresentamos o caderno de tarefas do nosso estágio: os nossos objetivos consistem no estudo de um canal de comunicação que seja realizável ao LCIS e que seja estruturalmente simples, tenha um baixo consumo, um baixo custo e que também permita a integração das antenas já desenvolvidas por este laboratório.

## **2.0. Estudo e realização de um gerador de impulsos para aplicações UWB**

---

Por suas vantagens em termos de simplicidade estrutural, escolhemos utilizar a técnica *Ultra wide Band Impulsional* (IR-ULB), que é baseada na concepção e fabricação de um gerador de impulsos ultra rápidos. Este elemento constitui uma das partes mais importantes de um transmissor UWB.

Este capítulo refere-se à descrição do gerador dos impulsos. Vamos começar por apresentar um resumo das técnicas capazes de gerar impulsos do tipo sub-nanossegundo. Na seqüência, vamos realizar uma comparação entre as tecnologias existentes, para terminar na escolha de uma tecnologia adequada, que é descrita de maneira detalhada. Um protótipo de um gerador de impulsos que adota esta tecnologia é simulado e seguidamente, fabricado e caracterizado.

## 2.1. Tecnologias existentes para a geração de impulsos.

A literatura especializada propõe várias técnicas capazes de gerar impulsos de duração de duração sub-nanossegundo. Contudo, o interesse principal das aplicações UWB é sua utilização em dispositivos móveis, os inconvenientes de dimensão e de consumo devem ser considerados na sua escolha. Por esta razão vamos apresentar uma seleção das tecnologias que podem ser utilizadas para realizar o gerador de impulsos. Vamos comparar estas tecnologias, a fim de escolher uma solução capaz de gerar impulsos que respeitam a máscara espectral determinada pela FCC (que abrangem por conseguinte a banda espectral [3,1 GHz - 10,6 GHz]) e que seja compatível com as nossas exigências.

### 2.1.1. A utilização de transistores do tipo efeito avalanche

Trata-se de uma solução baseada na operação de um transistor na sua região de avalanche. Em certas condições, é possível explorar uma região de resistência negativa que pode ser utilizada para obter impulsos muito curtos. Esta solução permite obter impulsos de até alguns volts de amplitude com um tempo de subida de aproximadamente 360 ps [23].

A principal desvantagem desta solução é a necessidade de utilizar uma tensão de alimentação muito elevada (~200V). Por esta razão, é necessário utilizar um conversor CC-CC, o que causa um aumento significativo no custo e o consumo do dispositivo portátil.

### 2.1.2. Geração Optoeletrônica

Este tipo de tecnologia permite obter impulsos muito rápidos, com tempos de subida inferiores 200 fs e uma amplitude de cerca de alguns mV. O método consiste a utilizar uma linha *microstrip* com uma pequena interrupção, realizada sobre um substrato semiconductor, por exemplo se, GaAs, InP. Quando a superfície ao lado da interrupção é iluminada com um impulso de laser, a concentração dos portadores aumenta rapidamente. Como resultado, temos o aumento da condutividade desta superfície, o que significa que os terminais da linha são praticamente curto-circuitados [5]. Se um destes terminais for ligado à uma fonte de tensão, no outro lado um impulso será produzido

Podemos destacar como desvantagem a dificuldade de fabricação de sistemas portáteis com este tipo de tecnologia devido à grande dimensão do laser e a grande potência dissipada para a alimentação deste tipo de sistema [22].

### **2.1.3. Desenvolvimento de circuitos integrados na tecnologia CMOS**

Atualmente, com várias aplicações de baixo custo e pequena potência, o desenvolvimento de sistemas totalmente integrado é primordial. Diversas investigações estão em curso, tendo por objetivo obter geradores UWB em um único chip utilizando a tecnologia CMOS standard. Por exemplo em [6], temos a apresentação de uma realização de um gerador com uma tecnologia à 130 nm. Os autores declaram um consumo 10 mW com uma tensão de alimentação de aproximadamente 1,2 V. Este tipos de aplicação permite obter impulsos com um tempo de subida de aproximadamente 50 ps, uma amplitude de 450 mV e uma frequência de repetição de 1,6 GHz.

A principal desvantagem destas soluções é longo o e dispendioso processo de desenvolvimento e prototipagem do circuito integrado [7], o que necessita de meios industriais muito sofisticados.

### **2.1.4. Utilização de componentes lógicos ultra-rápidos**

Uma outra possibilidade de implementação de um gerador de impulsos consiste na utilização de componentes lógicos rápidos, realizados com tecnologias diferentes da CMOS. Por exemplo, em [5], é utilizado um comparador ultra rápido, o ADCMP580, que é produzido e vendido pela *Analog Devices* e é produzido na tecnologia bipolar Silício-Germânio (SiGe). Este dispositivo fornece um retardo de propagação de 180 ps e permite obter impulsos com largura mínima de 100 ps, o que o torna apto a trabalhar a 10 Gbps. Ele é capaz de gerar tempos de subida/descida de 35 ps em duas saídas CML complementares. Os impulsos gerados possuem uma amplitude de 0,4 V, utilizando uma tensão simétrica de  $\pm 5$  V e possui uma potencia consumida de 250mW.

No anexo A, nós apresentamos um protótipo que é baseado neste componente lógico , com a finalidade de avaliar as suas performances, como resultados nós obtivemos uma amplitude de  $(400 \pm 20)$  mV com um tempo de subida/descida de  $(100 \pm 15)$  ps.

A principal vantagem deste componente consiste na possibilidade de obter impulsos muito limpos, sem a presença de interferência, porém com uma amplitude limitada, em duas saídas complementares adaptadas à impedância de  $50\Omega$ .

### **2.1.5. O Diodo « *Step Recovery* »**

O principal fenômeno utilizado nos diodos *Step Recovery* consiste na transição rápida de um estado de condução e um estado de alta impedância da junção PN. Quando o diodo é polarizado diretamente, ele armazena certa carga na junção. Se o diodo é chaveado suficientemente rápido para uma polarização reversa, a corrente continuará a circular até quando a carga estocada seja completamente esgotada, nesse instante o diodo passará bruscamente para um estado de alta impedância. Esta transição de estado ocorre em um tempo da ordem de algumas dezenas de pico-segundos e permite a realização de impulsos com um tempo de subida da mesma ordem de grandeza com amplitude de alguns volts.

## 2.2. Comparação das tecnologias existentes para a geração de impulsos.

A tabela 1 mostra uma comparação entre as principais tecnologias existentes que nós acabamos de descrever e que visamos a sua utilização para a obtenção dos impulsos em um sistema IR-UWB.

Tecnologia	Consumo	Tempo de subida	Realizável no LCIS	Custo
Transistor efeito avalanche	+	+	+++	++
Optoeletrônica	---	+++	--	---
CMOS	+++	++	---	Depende do volume da produção
Componentes lógicos ultra rápidos	++	++	+++	++
<b>Diodo <i>Step Recovery</i></b>	+++	++	+++	++

Tabela 1 – Comparação entre as principais tecnologias utilizadas para a obtenção de impulsos

Após ter estudado os desempenhos das tecnologias existentes, escolhemos utilizar o diodo *step recovery* por sua facilidade de compra, o pequeno consumo, os tempos de subida compatível com as necessidades do UWB e sobretudo a possibilidade de um gerador de impulsos realização no LCIS. Vamos por conseguinte apresentar com mais detalhes um gerador de impulsos baseado nesta tecnologia.

## 2.3. Geração de impulsos utilizando o diodo *Step Recovery*

Vimos que o SRD é uma junção PN e possui a capacidade de alterar muito rapidamente o seu estado de impedância. O Principal fenômeno que torna possível a realização de impulsos rápidos com o diodo SRD deve-se à evacuação da carga armazenada em polarização direta quando o diodo é levado rapidamente em polarização reversa.

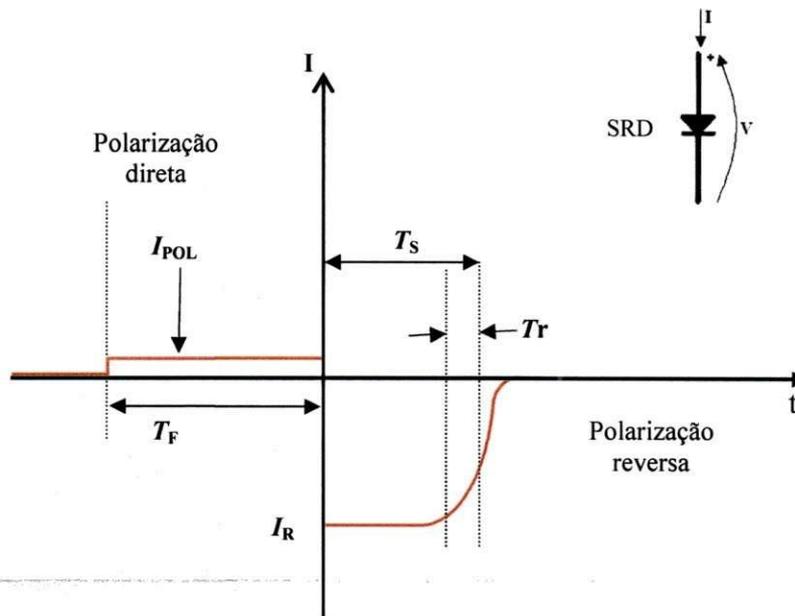


Fig. 2.1 – Definição dos parâmetros utilizados na obtenção de impulsos com o diodo *Step Recovery*.

A Figura 2.1 mostra o que se passa na passagem instantânea entre as duas regiões de operação do diodo *Step Recovery*: a polarização direta e a polarização reversa. Na região de polarização direta, o diodo é atravessado por uma corrente  $I_{POL}$  durante certo tempo  $T_F$  e armazena certa carga  $Q$ , que pode ser avaliada com ajuda da Equação 1 [8]:

$$Q = I_{POL} \cdot \tau \left( 1 - e^{-\frac{T_F}{\tau}} \right) \quad \text{Eq.1}$$

Onde  $\tau$  representa o tempo de vida dos portadores minoritários. Em seguida, quando o diodo é levado rapidamente em polarização reversa, este não muda para um estado de alta impedância imediatamente, mas ocorre a circulação de certa corrente  $I_R$  durante o tempo  $T_s$ , denominado tempo de armazenamento. O tempo  $T_s$ , durante o qual o diodo permanece em estado de condução depende da carga armazenada, da corrente  $I_R$  e da duração de vida dos portadores. Esta relação é dada pela Equação 2:

$$T_S = \tau \ln\left(1 + \frac{Q}{I_R \tau}\right) \quad \text{Eq. 2}$$

Se o tempo de polarização direta é grande quando comparado com o tempo de vida dos portadores minoritários a equação 2 pode simplificar-se e têm a relação dada pela equação 3 [8].

$$\frac{T_S}{\tau} = \ln\left(1 + \frac{I_{POL}}{I_R}\right) \quad \text{Eq. 3}$$

A Equação. 3 nos indica que o tempo de armazenamento do diodo *Step Recovery* depende do valor da corrente de polarização direta  $I_{POL}$ .

Quando a carga armazenada é esgotada completamente, o diodo faz cessar muito bruscamente a corrente reversa. O tempo de transição  $T_r$  representa o tempo necessário para realizar esta passagem entre o estado baixa impedância e o estado alta impedância.

Na Figura 2.2, temos o esquema de fundamental de um gerador de impulsos que utiliza um diodo “*Step Recovery*”.

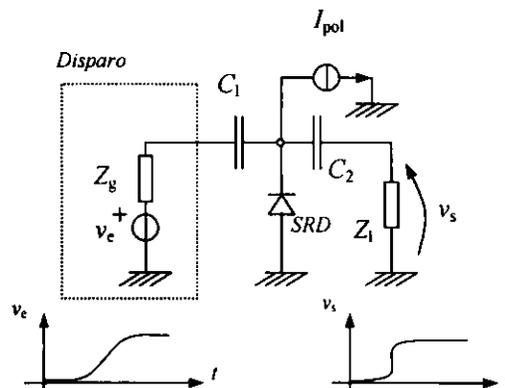


Fig. 2.2 : Esquema fundamental de um gerador de impulsos com o diodo « step recovery »

O diodo SRD é polarizado em polarização direta  $I_{POL}$ , graças à presença do gerador de corrente de polarização. A passagem em polarização reversa é realizada graças à presença de um gerador de disparo ou engatilhamento com uma amplitude de alguns volts. A função do circuito é diminuir o tempo de subida do impulso explorando a transição do diodo. Graças à possibilidade de controlar a quantidade de carga armazenada na junção utilizando a corrente de polarização  $I_{POL}$ , é possível controlar o momento onde a transição vai ocorrer de forma a otimizar a amplitude dos impulsos sobre a carga.

O circuito básico é concebido para emitir um impulso gaussiano, que pode seguidamente ser transformado em um impulso convencional através de um filtro ou uma rede de ajuste de forma adaptada.

## 2.4. Escolha de um modelo pra o diodo *Step Recovery*

Para os nossos estudos, utilizamos o diodo MMD840 da Aeroflex-Metalics [23]. Este diodo é caracterizado por uma duração de vida dos portadores  $\tau$  de 15 ns e um tempo de recuperação máximo  $T_s$  de 70 ps. Esta última característica é particularmente interessante, porque mostra a ordem de grandeza do tempo de subida dos impulsos que pode-se obter com esta técnica. Um impulso com um tempo de subida de 70 PS permitiria preencher o limite inferior do espectro atribuída pelas normas FCC para as telecomunicações UWB, entre 3.1 GHz e 5 GHz.

O diodo *Step Recovery* é um componente extremamente não linear e difícil modelar [9]. O fabricante fornece um modelo SPICE (ver anexo B) do seu produto. Este fato permitiu-nos realizar algumas simulações, sabendo que os modelos SPICE são limitados e não levam em conta o tempo de recuperação e os efeitos parasitas devido ao encapsulamento.

Para realizar as simulações, utilizamos o software Ansoft Designer 3.0®, que é um simulador de concepção RF. Este instrumento de CAD permitiu-nos realizar as etapas de concepção e simulação RF do circuito, bem como desenvolver a elaboração das placas de circuito impresso.

## 2.5. Implementação de um gerador de impulsos

### 2.5.1. Circuito desenvolvido

Após o estudo do princípio de funcionamento do circuito, desenvolvemos um circuito mais realista, com a finalidade de realizar o estudo de desempenho através da simulação. O esquema que utilizamos é apresentado na Figura 2.3.

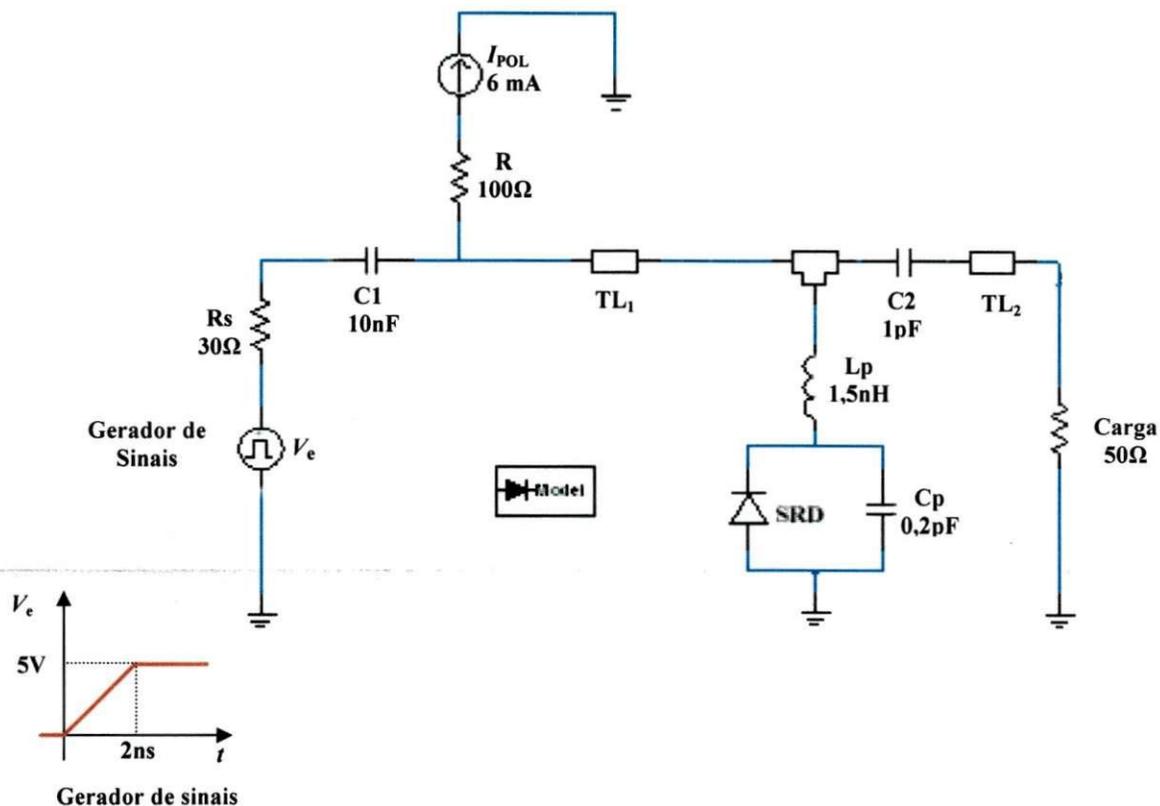


Fig. 2.3 – Esquemático do gerador de impulsos simulado.

Com relação ao esquema de princípio apresentado na Figura 2.1, vários elementos foram acrescentados sobre o circuito utilizado para as simulações. Em especial, quando o diodo realiza a transição, o impulso deve ser transferido para a carga e não retornar para o gerador dos impulsos de gatilhamento  $V_e$ . Esta função é desempenhada pela linha de transmissão microstrip  $TL_1$ , que tem uma largura de 0,1 mm (limite dos processos fotolitografia do LCIS), que corresponde à uma impedância característica de cerca de 165  $\Omega$  sobre um substrato de FR4 de espessura 1,6mm. Esta linha permite a passagem da corrente de polarização  $I_{pol}$  e o impulso de gatilhamento, mas é vista como uma impedância grande em relação aos 50  $\Omega$  da carga pela transição rápida procedente do diodo, este fato permite otimizar a amplitude dos impulsos sobre a carga.

A linha de transmissão TL<sub>2</sub> tem uma espessura de 2,8 mm, que é o valor adequado para obter uma impedância de 50Ω sobre o nosso substrato.

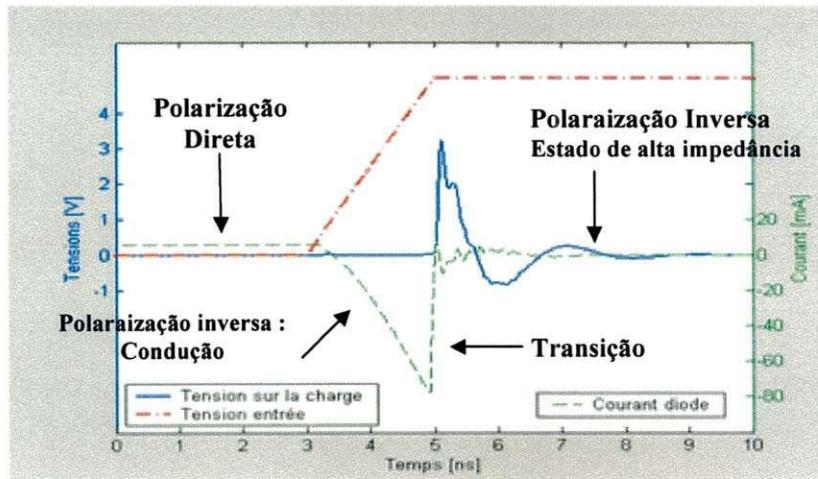
Nas simulações, utilizamos um gerador de sinais que emite uma amplitude de 5 volts, que é o valor necessário para trabalhar com componentes lógicos do tipo TTL ou CMOS. Como o tempo de subida/descida condiciona a quantidade de carga armazenada pelo diodo, é necessário minimizar-lo, porque a transição nos diodos step recovery tem tendência a tornar-se mais lento se a carga armazenada é demasiado importante. Dessa maneira temos a necessidade de escolher uma família de portas lógicas relativamente rápidas, que permitir-nos-á obter este objectivo. Por esta razão, utilizamos as seis portas lógicas inversores existentes no 74AC14 em paralelo. Em simulação, tomamos um tempo de subida de 2ns, o que é compatível com os desempenhos do 74AC14.

Adotamos uma corrente de polarização I<sub>pol</sub> de 6 mA, valor que nos permite obter a transição do diodo no instante posterior da transição do pulso de gatilhamento. Este momento representa o melhor compromisso entre a quantidade de carga armazenada no diodo e a amplitude do impulso.

Os componentes C<sub>p</sub> e L<sub>p</sub> representam os efeitos parasitas do circuito, cujo efeito será discutido em detalhe em seções posteriores. Finalizando, a capacitância C<sub>2</sub> realiza o acoplamento com a carga. Esta capacitância deve ser escolhida de forma a obter-se um bom comportamento às elevadas frequências.

## 2.5.2. Resultados das simulações

Na Figura 2.4, apresenta-se o resultado das simulações obtidas a partir do circuito apresentado na Figura 2.3. Podemos observar o comportamento temporal do impulso de gatilho, a corrente que atravessa o diodo e a tensão simulada sobre a carga.



**Fig. 2.4 : Allure simulée dans le domaine du temps de l'échelon de déclenchement à l'entrée, du courant dans la diode et de la tension en sortie.**

É possível observar que, durante o período de 2 ns (tempos de subida do impulso de gatilho), a tensão sobre a carga é praticamente nula porque o diodo permanece em condução. Após a carga na junção se esgotar completamente, um impulso com um tempo de subida de 80ps e uma amplitude de 3V é produzido sobre a carga de 50Ω.

Mesmo com as limitações do modelo SPICE no que diz respeito ao tempo de recuperação dos diodos, este resultado mostra no entanto a possibilidade de utilização do diodo *Step Recovery* para obter impulsos rápidos com este circuito.

Após as simulações no domínio do tempo, calculamos a transformada de Fourier do transitório de um impulso, a fim de verificar se o espectro dos impulsos gerados poderia ser adaptado para as aplicações UWB na banda de frequência [3,1 - 10,6 GHz].

Desta maneira, no domínio da frequência, obteve-se o resultado apresentado na Figura 2.5. É possível observar a diminuição da amplitude normalizada com relação a frequência, porque o impulso obtido, possui uma forma similar a um pulso filtrado pela capacidade de ligação e pela carga.

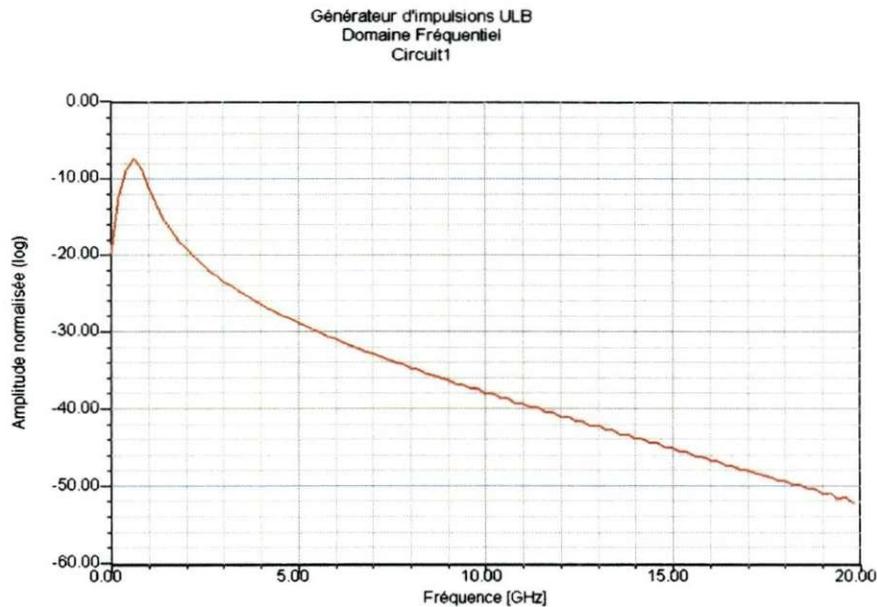


Fig. 2.5 – Transformada de Fourier de um impulso

Podemos observar que este circuito pode funcionar no espectro de frequências desejado, com a necessidade de cortar as componentes de baixa frequência, para isso temos a ajuda de um filtro passa baixa com o intuito de eliminar a banda de frequência que vai de 0 GHz, até a 3,1GHz.

O encapsulamento do diodo MMD840 que utilizamos nesta aplicação é o SOT-23, que inicialmente não foi projetado para as aplicações RF. Por esta razão, há limitações às elevadas frequências que é necessário considerar [10]. Para se obter resultados das simulações representativos, é necessário utilizar um modelo para representar os efeitos parasitas devido ao encapsulamento. No nosso circuito, estes efeitos são representados pela indutância  $L_p = 1,5$  nH e a capacitância  $C_p$  de 0,2 pF. É muito importante realizar a análise sobre os efeitos parasitas existentes devido ao encapsulamento. Por esta razão fizemos uma comparação entre os valores do capacitor  $C_p$  que representa os efeitos parasitas devido ao encapsulamento do diodo. Os resultados obtidos são apresentados na Figura 2.6.

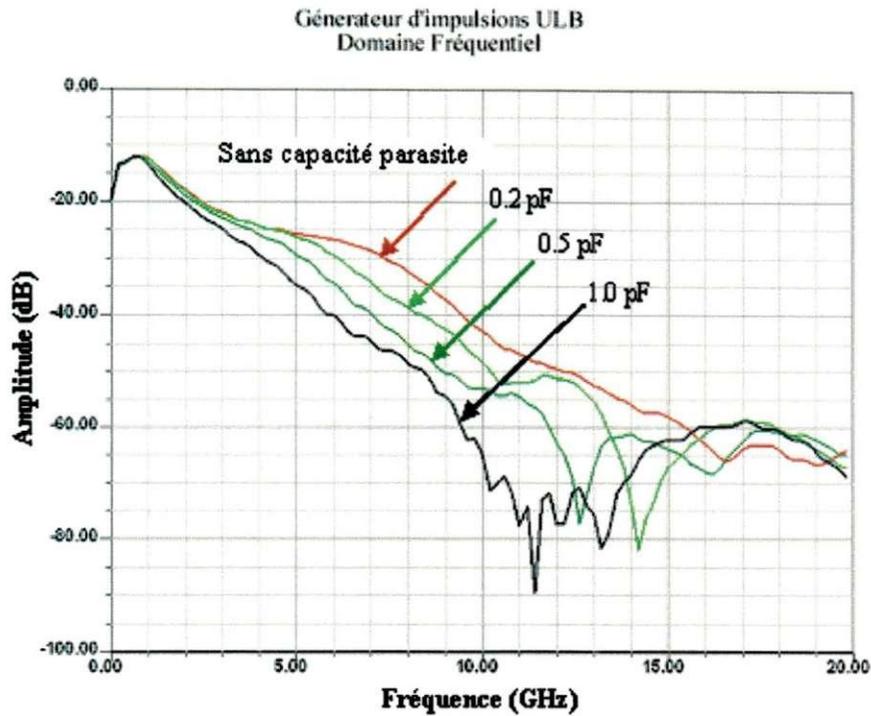


Fig. 2.6 – Influência das capacitâncias parasitas na saída do circuito

De acordo com os resultados mostrados em figura, é possível verificar que a capacitância parasita do encapsulamento causa uma grande influência no impulso de saída do circuito. Por exemplo, com o valor de 1.0 pF, é possível observar uma grande atenuação do sinal de saída com relação a curva que representa a saída do circuito sem a capacitância parasita.

Da mesma maneira, realizamos um estudo dos efeitos da indutância  $L_p$ , que representa as indutâncias parasitas causadas pelo o encapsulamento do diodo. A Figura 2.7 mostra os resultados deste estudo.

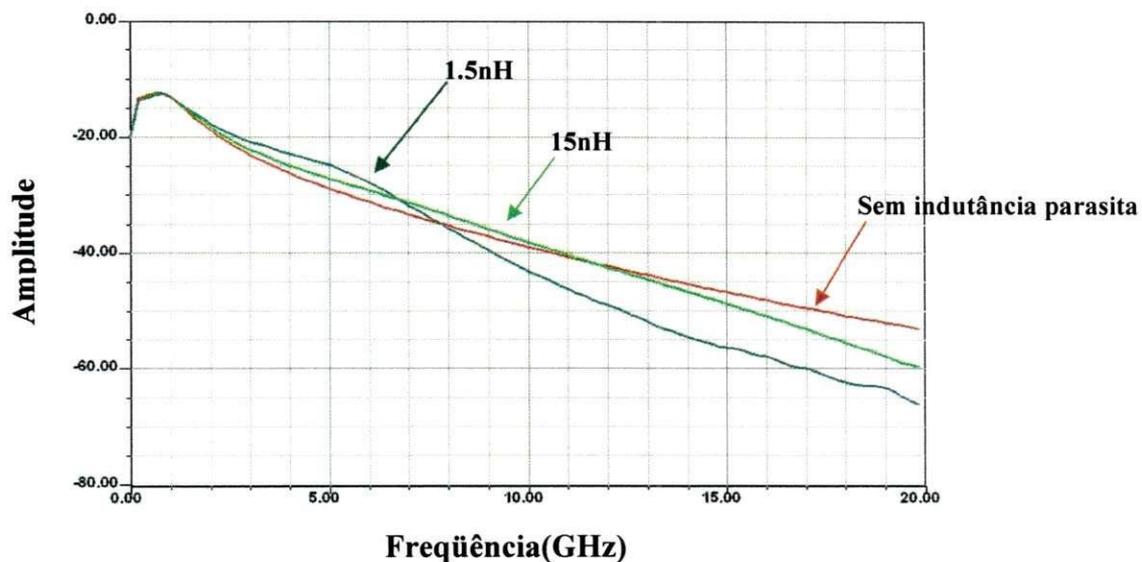


Fig. 2.7 – Influência das indutâncias parasitas na saída do circuito.

Os resultados de simulação não mostram uma grande variação do espectro de freqüência como era o caso para a capacitância parasita  $C_p$ . Mesmo com uma grande variação do valor de  $L_p$ , o efeito sobre o espectro em alta freqüência continua a ser mais limitado. Em conclusão, podemos observar que o nosso diodo com o encapsulamento SOT 23, mesmo com as limitações devidas aos efeitos parasitas representados por  $C_p = 0,2 \text{ pF}$  e  $L_p = 1,5 \text{ nH}$  pode ser interessantes para uma primeira escolha. No sentido de uma otimização, faz-se necessário escolher um encapsulamento mais específico para as aplicações HF.

## 2.6. Desenvolvimento do protótipo

Após as simulações e a validação da tecnologia utilizada, realizamos um protótipo híbrido sobre um substrato em FR4 de espessura 1,6 mm. Este substrato, mesmo se não é adequado para aplicações radiofreqüências, foi escolhido devido ao seu custo reduzido, o que é um fator muito importante na concepção de um dispositivo que pode interessar um público muito grande.

A Figura 2.8 apresenta o layout do protótipo construído utilizando a estrutura física do LCIS.

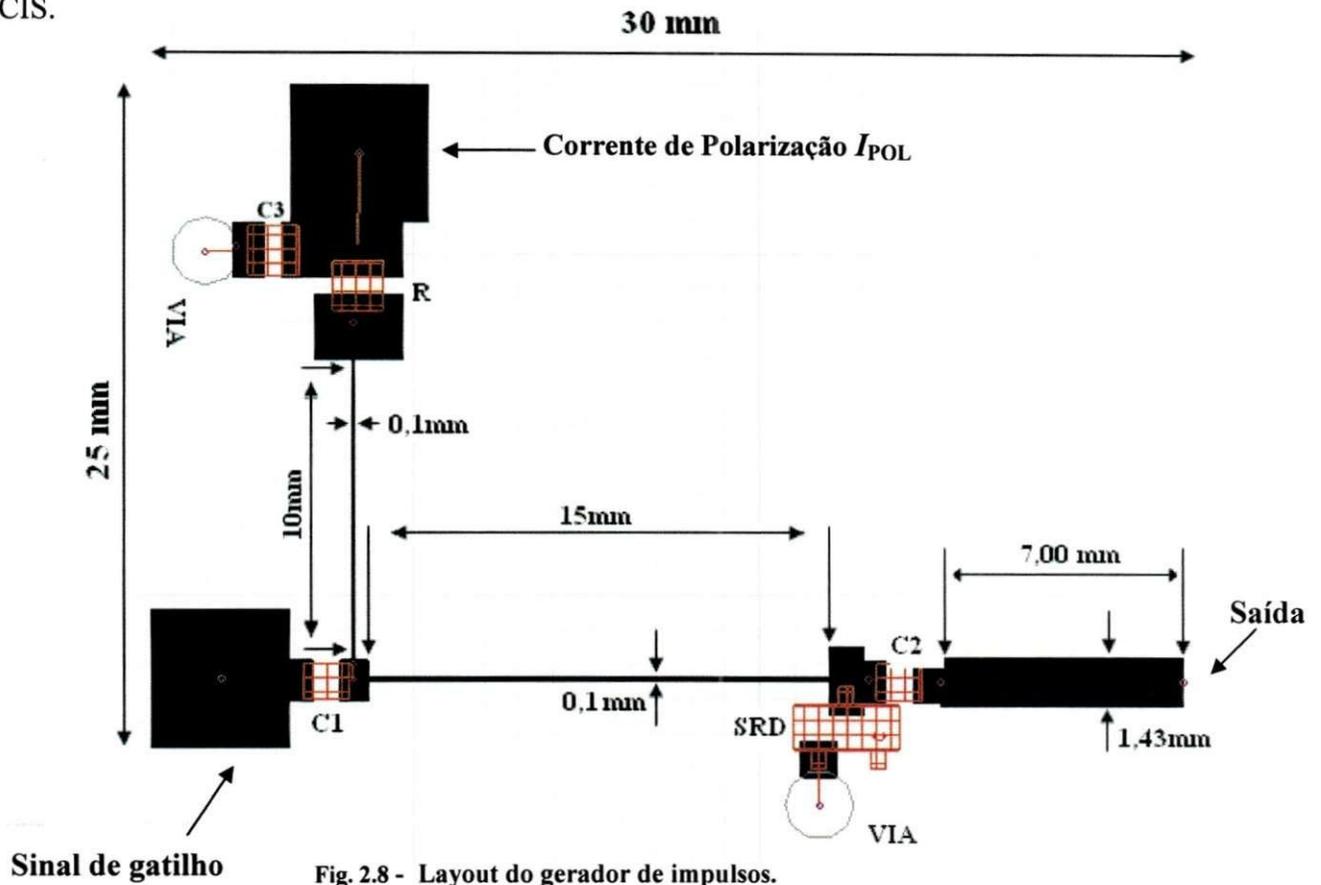


Fig. 2.8 - Layout do gerador de impulsos.

A corrente de polarização foi fornecida ao circuito utilizando a resistência  $R = 100\Omega$  e uma fonte de tensão externa, negativa em relação ao terra e regulada de forma a fornecer 6 mA ao diodo.

Uma fotografia do gerador fabricado com este layout é apresentada na Figura 2.9.

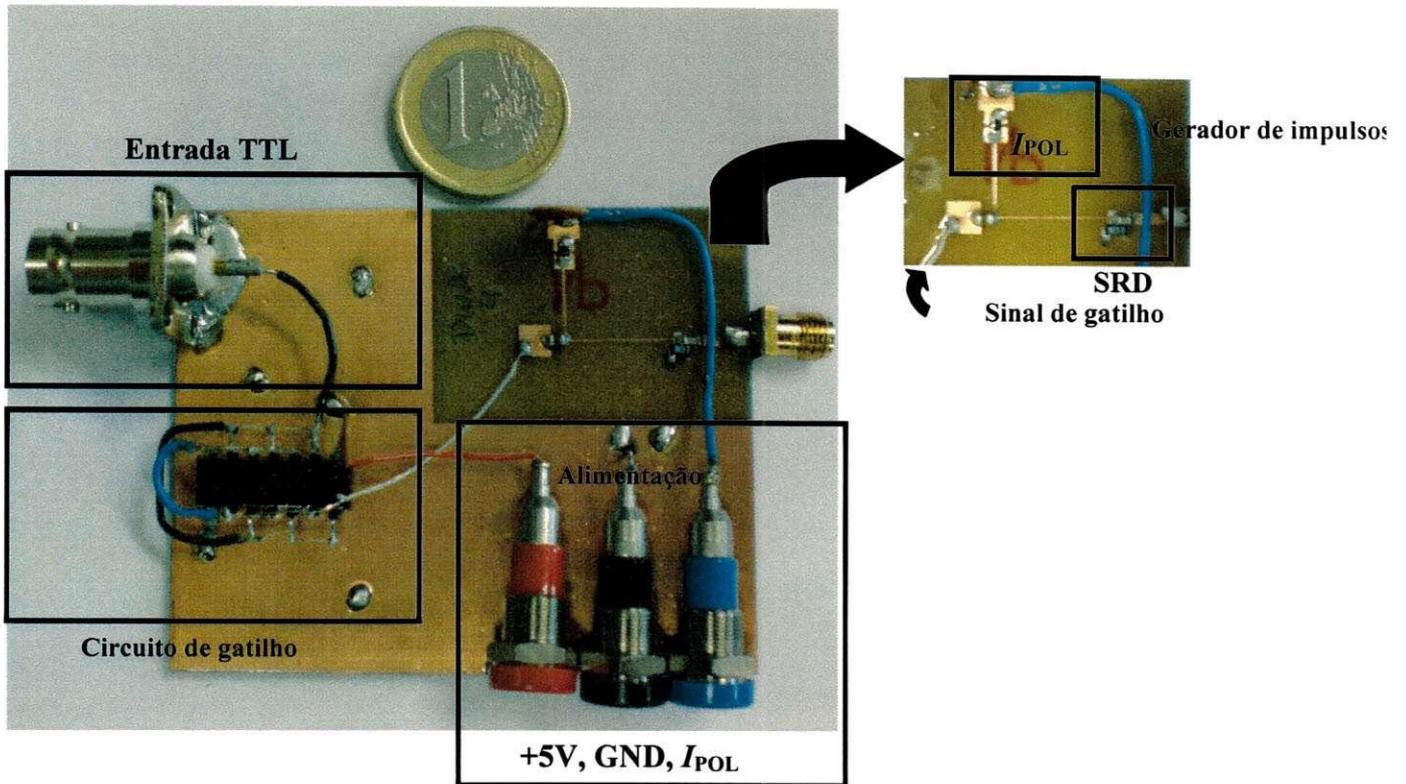


Fig.2.9 Fotografia do protótipo do gerador de impulsos

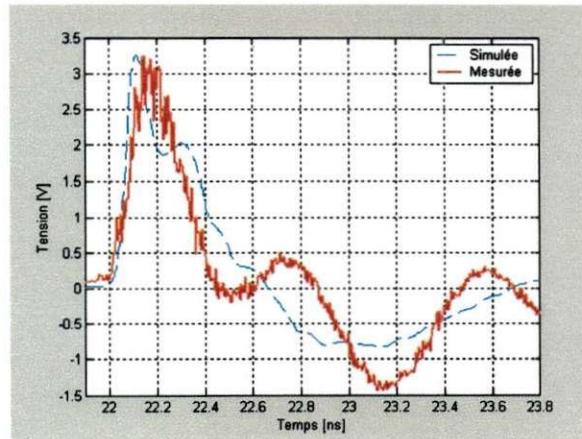
## 2.7. Resultados simulados e medidos

Após a fabricação do gerador de impulsos, realizamos medições para verificar se os resultados obtidos seriam de acordo com as simulações realizadas. Estávamos interessados principalmente o estudo no domínio do tempo. Por esta razão, um osciloscópio de amostragem (Tektronix CSA8000 + 80E02) foi utilizado para medir a resposta do gerador de impulsos, quando conectando sua entrada de  $50\Omega$  do instrumento de medida como carga e sincronizando a aquisição do osciloscópio com o gatilhamento do gerador.

A Figura 2.10 mostra uma comparação entre os resultados das medidas e a simulação do circuito no domínio do tempo de um impulso. Pode-se observar que são muito semelhantes, particularmente na primeira parte do impulso, que corresponde à transição do diodo.

Os valores da amplitude medida ( $3,2\pm 0,1$ ) V e a simulada 3,25 V são bem próximas, porém o tempo de subida medido é de  $(100\pm 15)$  ps, maior quando comparado aos 80 ps obtido em simulações. Esta diferença é razoável porque, como temos observado anteriormente, o modelo SPICE não leva em conta o tempo de transição do diodo e o tempo

de subida observado em simulação é dado apenas pela capacitância de junção e os parâmetros do circuito externos ao diodo.



**Figura 2.10 : Comparação entre a tensão medida em simulada obtidas sobre uma carga de 50  $\Omega$ .**

## 2.8. Conclusão

Após um estudo e uma comparação das tecnologias existentes para a implementação de um gerador de impulsos, concluímos que era desejável realizar ao LCIS este tipo de equipamento utilizando um circuito baseado num diodo *Step Recovery*.

Para validar esta escolha, realizamos simulações com o "software" Ansoft Designer para verificar o comportamento no domínio do tempo dos impulsos obtidos da partir de um modelo SPICE de um diodo *Step Recovery* disponível comercialmente. Nas simulações, tivemos uma atenção especial a contribuição dos efeitos parasitas causados pelo o encapsulamento do diodo

Na seqüência, fabricamos um protótipo que nos permitiu obter impulsos com um tempo de subida de  $(100 \pm 15) \text{pS}$  e uma amplitude de  $(3,2 \pm 0,1) \text{V}$ . O gerador UWB realizado é comandado completamente por um sinal lógico TTL e necessita de uma alimentação do 5 V mais uma corrente de polarização de 6 mA, para um consumo total 145 mW, com uma frequência de repetição dos impulsos de 5 MHz. Desta maneira, este gerador pode ser utilizado como um equipamento portátil, sem a necessidade de um circuito de alimentação complicado de implementar.

O sinal obtido abrange a parte baixa da banda atribuída pela FCC, compreendida entre 3.1 e 6.0 GHz.

### **3.0. Estudo e implementação de um transmissor *Ultra Wide Band* completo**

---

No capítulo precedente, abordamos o desenvolvimento de um gerador de impulsos. Numa abordagem orientada para a realização de um sistema completo, é interessante tratar a realização do gerador dos impulsos e a antena UWB de maneira conjunta e também utilizar uma estratégia de co-design e não mais os considerando como dois sistemas separados. Na abordagem utilizada, as técnicas de simulação para as antenas e o gerador de impulsos são diferentes. Por esta razão, a simulação do sistema completo não é trivial.

Neste capítulo, vamos fazer uma descrição da antena UWB utilizada e vamos também interrogar-se sobre o funcionamento deste componente de maneira conjunta com o gerador de impulsos já implementado.

Por último, apresentaremos um protótipo de um transmissor *Ultra Wide Band* completo validado experimentalmente.

### 3.1. A antena UWB utilizada

Antes do início do nosso trabalho, uma antena patch foi desenvolvida ao LCIS [11]. Esta antena permite tratar a banda de frequência [3,1 - 10,6 GHz], rejeitando a banda compreendida entre 5.15 GHz e 5.825 GHz. Esta função é necessária para facilitar a coexistência entre as tecnologias UWB e as mais tradicionais, como o IEEE 802.11a e o HIPERLAN/2, que prevêm a utilização desta banda.

O nosso objetivo consiste em integrar esta antena com o gerador de impulsos construído, para obter um transmissor ULB completo.

Esta antena é constituída de um patch retangular com uma fenda, que permite realizar a função de rejeição de frequências. A estrutura e as dimensões desta antena são apresentadas na Figura 3.1. O substrato utilizado é a FR-4 de espessura 1.6 mm.

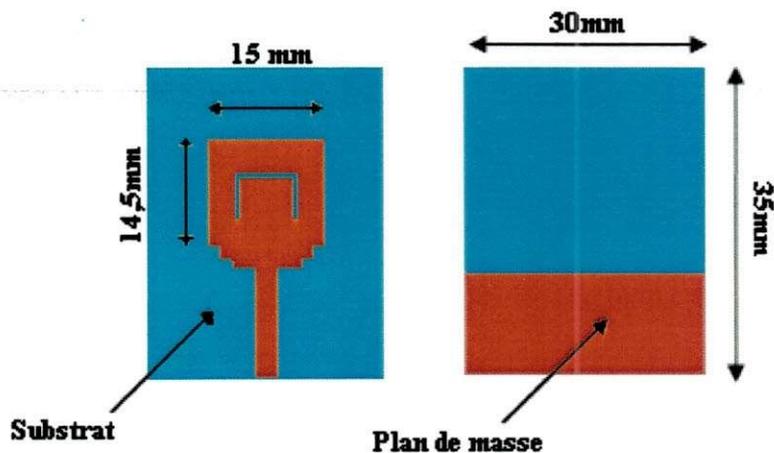


Fig.3.1 – Géométrie de la antenne utilisé

Para realizar a adaptação de impedância desta antena, foi utilizado um plano de massa reduzido e duas transições, na parte irradiante da antena.

Após a aplicação destas técnicas para a adaptação de impedância, [11], os autores obtiveram os resultados apresentados na Figura 3.2, que mostra a comparação entre os módulos dos coeficientes de reflexão medidos e simulados.

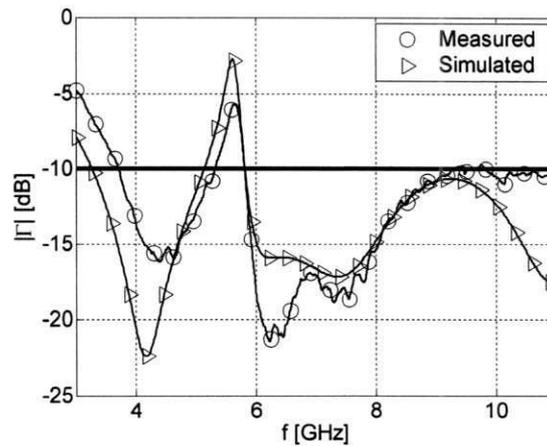


Fig.3.2 – Comparação entre os coeficientes de reflexão da antena utilizada [11].

A figura mostra que a antena tem uma boa adaptação na banda compreendida entre as frequências 3.0 GHz até 5 GHz e seguidamente na banda compreendida entre 6.0 GHz e 11GHz. Este resultado confirma a possibilidade de utilização desta antena na nossa aplicação.

Por conseguinte estudamos a maneira mais simples de realizar uma aplicação conjunta do transmissor UWB completo formado pela antena e o gerador de impulso descrito no Capítulo 2.

### 3.2 Implementação de um transmissor UWB completo : gerador de impulsos acoplado com uma antena *Ultra Wide Band*

O nosso objetivo é realizar um transmissor UWB completo baseado no gerador de impulsos apresentado no capítulo 2 e a antena que foi desenvolvida no LCIS.

Como já temos estudado o gerador de impulsos e que dispomos da disposição da antena ULB, a próxima etapa consiste a efetuar a concepção de um circuito completo.

A Figura 3.3 mostra uma possível implementação do emissor completo.

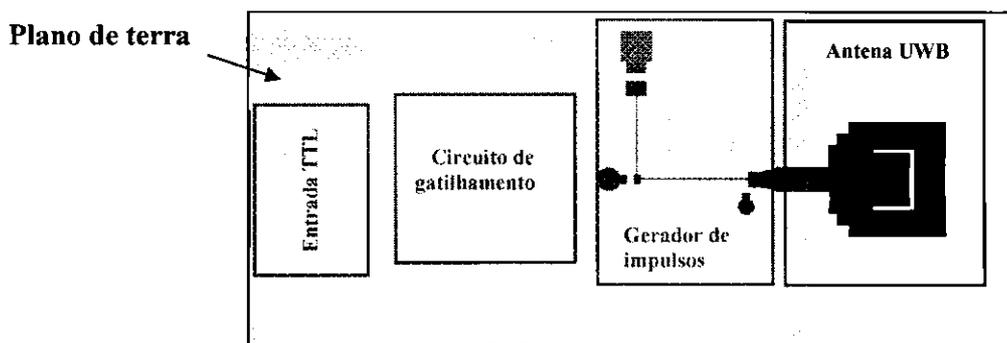


Fig. 3.3 – Layout proposto para a implementação do transmissor completo

A presença do gerador dos impulsos ao lado da antena causa um efeito complexo a modelar. Propomos uma concepção simples, que é baseada na presença de um plano de massa complementar a fim de aplicar o gerador de impulsos exatamente ao lado da antena. Esta abordagem nos permitirá fazer uma primeira avaliação do comportamento eletromagnético do sistema antena mais gerador.

### 3.2.1. Influencia do plano de terra sobre a antena UWB

A nossa abordagem começa pela verificação da influência que o circuito gerador de impulsos induz sobre a antena UWB. Através do simulador *CST Design Environment*, fizemos à implementação da antena original com um plano de terra complementar, para representar o gerador de impulsos. O layout proposto para a realização das simulações é apresentado nas Figuras 3.4a e 3.4b.

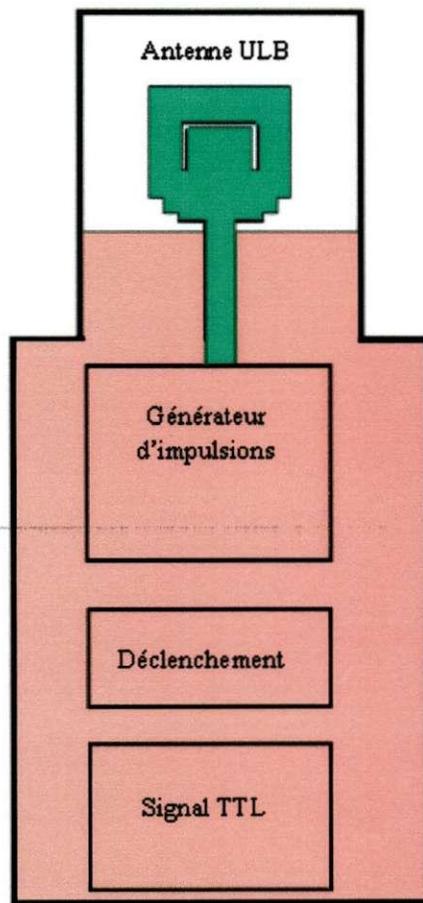


Fig. 3.4a – Vista frontal do transmissor

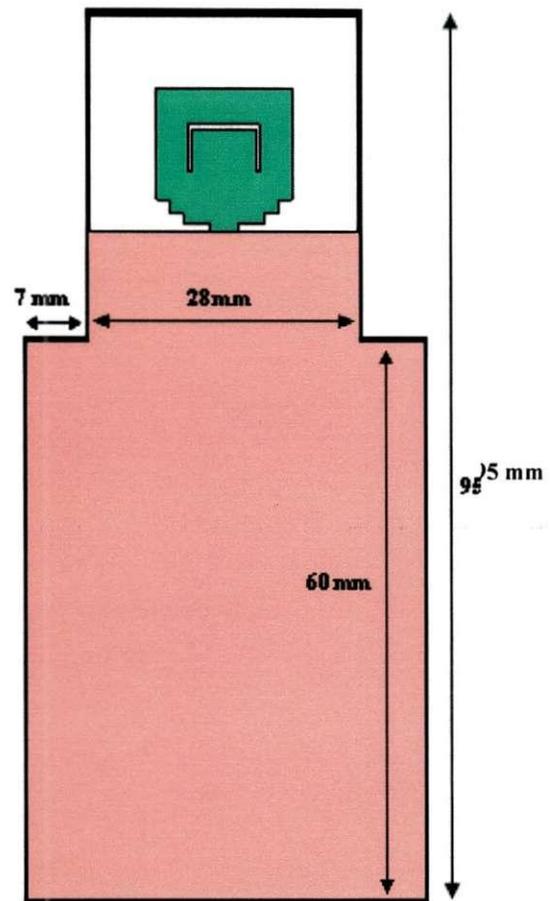


Fig. 3.4b – Vista traseira do transmissor

A primeira observação que podemos fazer é baseada nas dimensões relativamente reduzidas deste emissor, o que é uma característica muito importante nos sistemas de telecomunicações sem fios. Na Figura 3.4a, representamos por blocos cada parte que compõe o transmissor completo.

A nossa abordagem inicial é verificar se após a conexão do plano de terra, a antena funciona de maneira similar a versão original. Por esta razão, nós estamos interessados nos módulos das impedâncias de entrada original e da antena com o plano de terra complementar. O resultado desta comparação é apresentado na Figura 3.5.

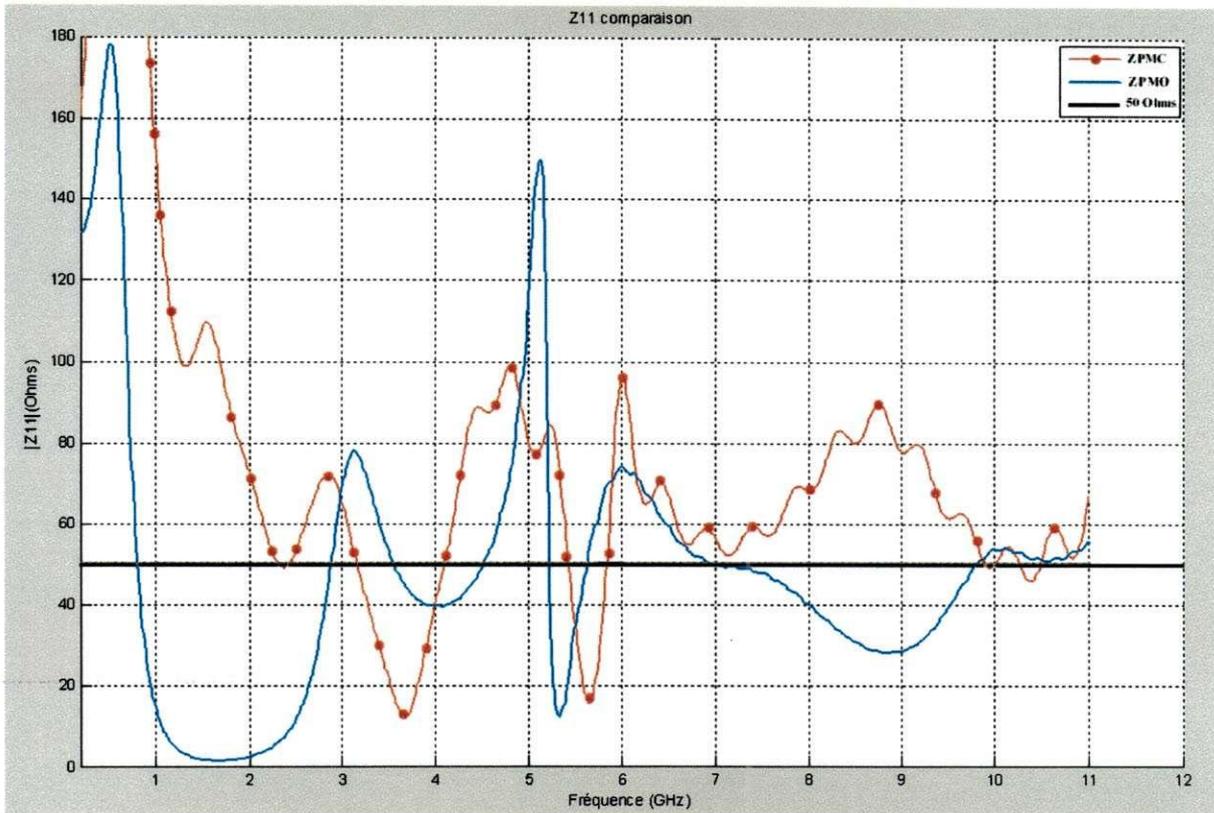


Fig. 3.5 – comparação das impedâncias da antena com os planos de terra diferentes. ZPMC : impedância da antena com o plano de terra completo. ZPMO : impedância da antena com o plano de terra original

Na legenda, a linha nomeada ZPMC “impedância plano de terra completo” representa a impedância da antena com o plano de massa completo, enquanto a impedância de antena original é representada por ZPMO “impedância plano de terra original”. É possível verificar que a inclusão do plano de massa causa uma variação dos valores do módulo da impedância, sobretudo na região em baixa frequência entre 1,0 GHz e 3,0 GHz. Podemos também observar que o pico ao redor de 5 GHz, representa que o efeito de filtragem da antena nestas frequências é completamente perturbada.

Como informação adicional para esta banda de frequências, pode-se observar o diagrama de radiação da antena original para a frequência de 5,8 GHz, mostrado na Figura 3.6.

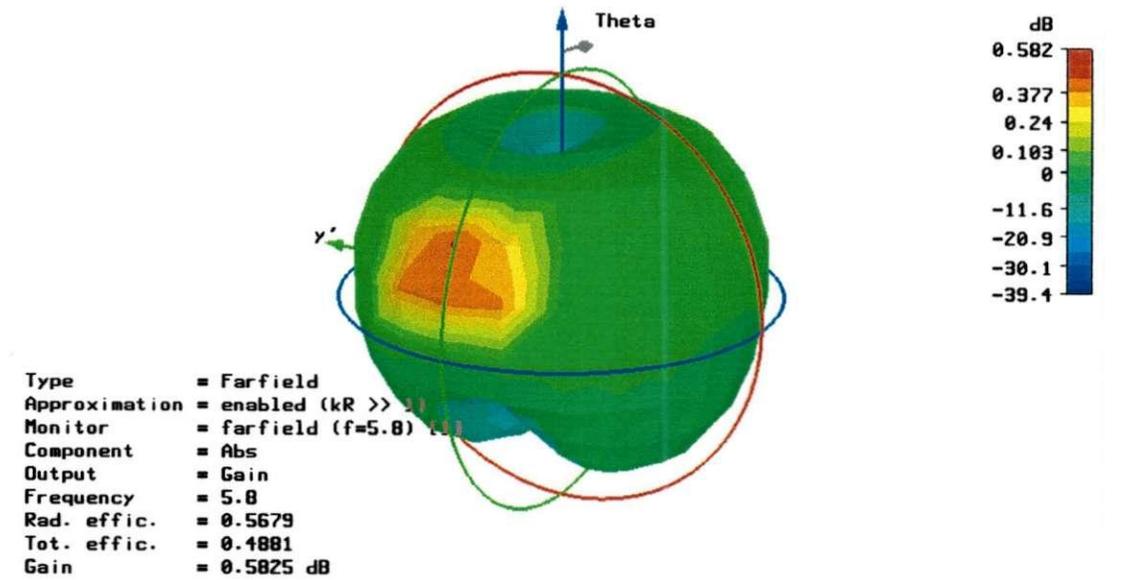


Fig. 3.6 - diagrama de irradiação da antena original para a frequência de 5.8 GHz

A antena original possui uma irradiação mais ou menos onidirecional, com um ganho máximo de 0.58 dB. Na Figura 3.7, apresentamos o diagrama de irradiação para a mesma frequência de operação, mas com o plano de terra adicional.

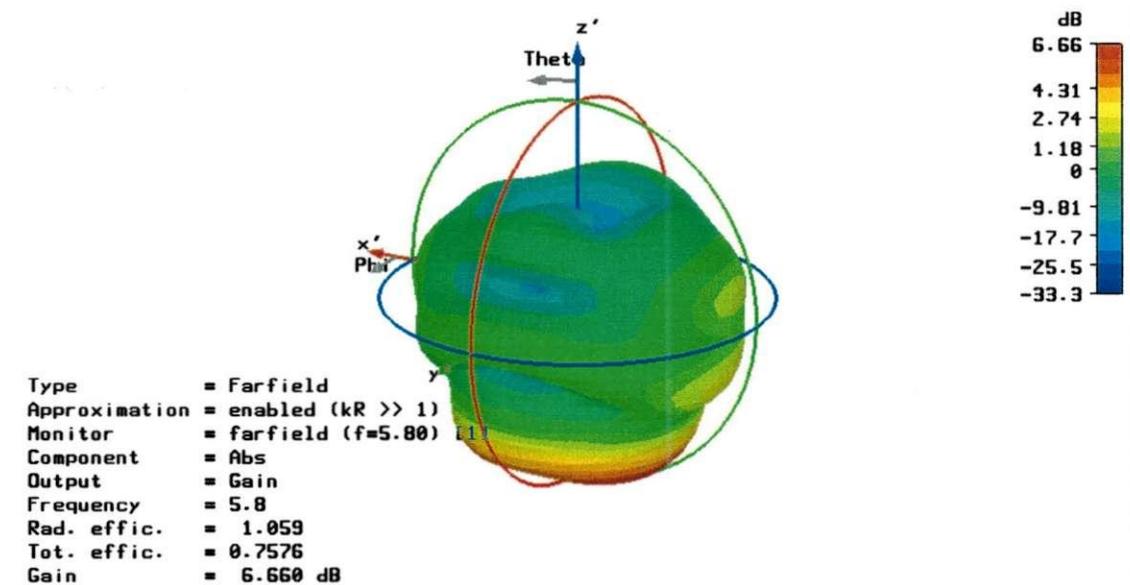


Fig. 3.7 – Diagrama de irradiação da antena original acoplada com o plano de massa complementar para a frequência de 5,8 GHz

Na região inferior da Figura 3.7, é possível verificar que a antena tem agora um lóbulo com um ganho máximo, que atinge 6.660 dB. Este lóbulo comprova a ressonância do plano de massa completo, perturbando o funcionamento da antena.

Verificamos que a antena acoplada diretamente com o plano de terra suplementar não é muito satisfatória: o plano de terra altera drasticamente o módulo das impedâncias de entrada e também a forma do diagrama de irradiação da antena original. Por conseguinte propusemos uma segunda abordagem, que consiste a separar o plano de terra em dois, realizando a conexão em apenas uma pequena região.

### 3.2.2. Implementação do transmissor UWB com os planos de terra separados

Nas Figuras 3.8a e 3.8b é apresentada uma solução proposta a fim de corrigir o funcionamento da antena com o gerador de impulsos. A idéia principal consiste em separar os dois planos de massa e de realizar a conexão entre os dois uma apenas pequena região de 6 mm de comprimento.

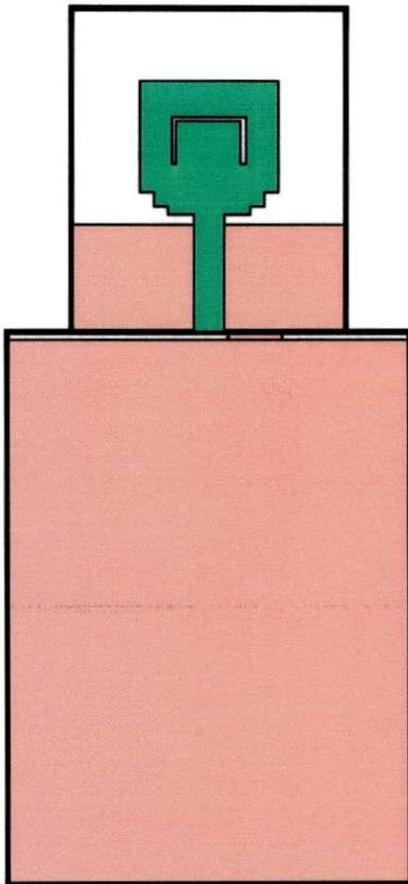


Fig. 3.8a – Vista frontal do transmissor

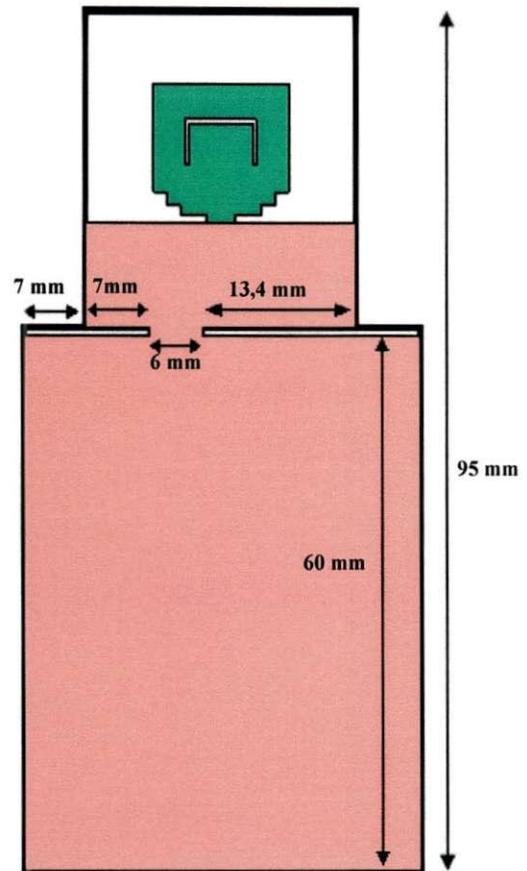


Fig. 3.8b – Vista traseira do transmissor

Esta solução foi proposta devido a reflexão que o plano de massa completo possa causar ressonâncias não desejadas. A divisão dos planos de massa é uma maneira de cortar as linhas de corrente e de frustrar as ressonâncias existentes. Fizemos uma comparação entre as impedâncias de entrada e os diagramas de radiação da antena original e a solução proposta.

A Figura 3.9 consiste na comparação entre os módulos de impedâncias de entrada da antena original e da implementação proposta com os dois planos de massa separados.

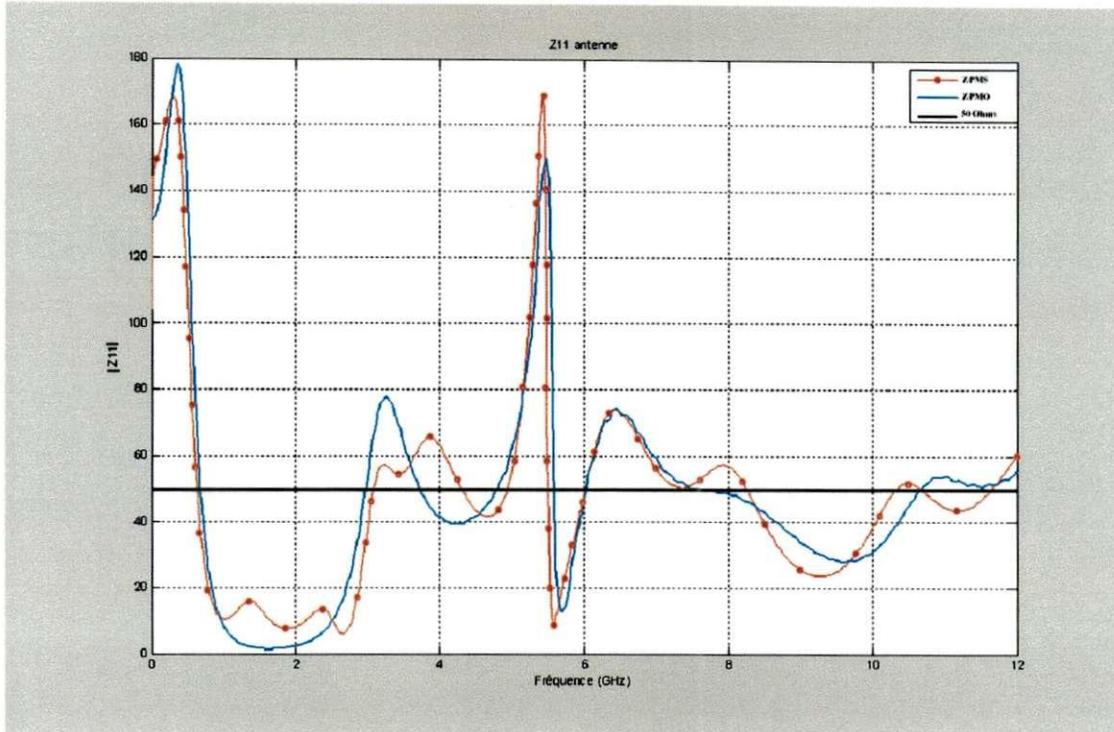


Fig. 3.9 – Comparação das impedâncias da antena com os diferentes planos de terra, ZPMS : impedância da antena Com plano de terra separado. ZPMO : impedância do plano de terra original.

Esta modificação nos permite obter uma menor influência causada pelo plano de terra do gerador de impulsos, o que se traduz num comportamento similar entre a impedância de entrada da antena original e a da nossa solução.

Pode-se também observar na Figura 3.10 o diagrama de irradiação em 5.8 GHz calculado para esta solução.

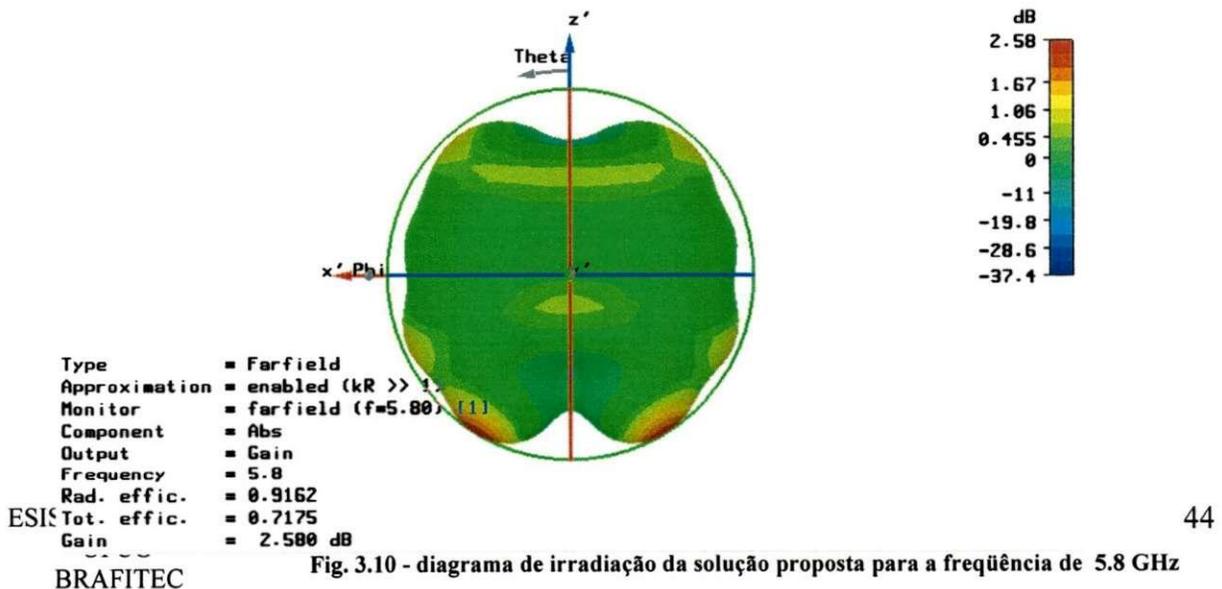


Fig. 3.10 - diagrama de irradiação da solução proposta para a frequência de 5.8 GHz

É possível observar que nesta frequência a antena comporta-se de maneira similar à antena original, cujo diagrama foi apresentado na Figura 3.7.

A nossa abordagem nos permitiu avançar à etapa seguinte da nossa investigação que consiste na implementação experimental de um transmissor UWB utilizando a segunda técnica que acabamos de apresentar.

### 3.3 Implementação experimental

A implementação de um sistema emissor completo implica na implementação conjunta da antena conectada ao gerador de impulsos. Esta solução é particularmente interessante no caso de uma antena patch, porque os dois elementos podem ser realizados sobre um mesmo substrato.

Na Figura 3.11, há uma fotografia do protótipo que consiste na antena e gerador de impulsos. Para reduzir a influência das componentes de baixa frequência causadas pelo gerador, utilizamos um simples filtro realizado através de um *stub* em curto circuito de 2 mm, que é colocado em paralelo com a antena patch.

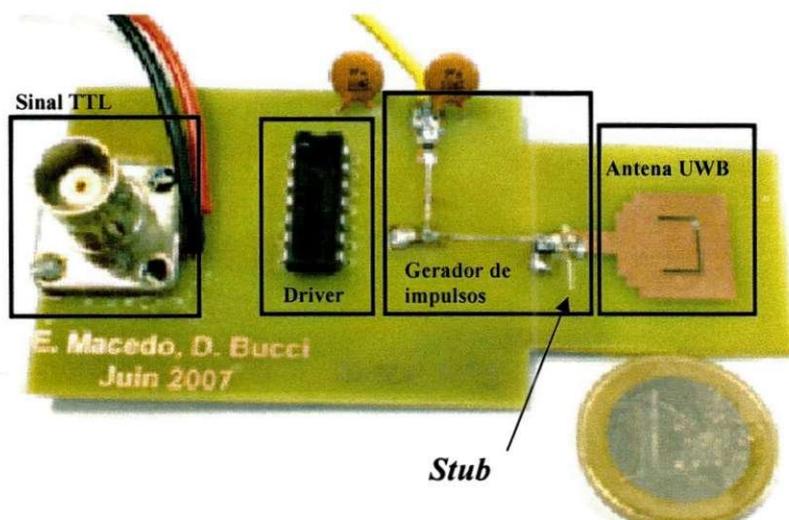


Fig. 3.11 – Fotografia do transmissor UWB completo

Na figura é possível de se observar que nós utilizamos dois capacitores para realizar a função de desacoplamento elétrico entre o circuito e as fontes de alimentação.

### 3.4 – Resultados de medições

Após a concepção dos protótipos, efetuamos algumas medições para verificar o bom funcionamento do circuito.

O campo irradiado pelo protótipo foi medido através de uma antena cornet certificada até 18 GHz e um analisador de espectro capaz de cobrir a banda 1 GHz-10 GHz. O módulo de emissão foi orientado de forma a alinhar a direcção de ganho máximo da antena patch para a abertura de entrada da antena cornet e a distância entre o emissor e a antena de recepção era de 0.75 m. A potência isotrópica efetiva irradiada, EIRP em Inglês (Effective Isotropic Radiated Power) foi analisada levando em consideração a distância entre as duas antenas com a equação de Friis e compensando o ganho da antena de recepção.

A potencia isotropica irradiada efetiva ( $G_T.P_T$ ) é dada por :

$$G_T.P_T = \frac{A_O.P_R}{G_R} \quad \text{Eq. 3.1}$$

Onde o termo  $P_R$  é a potencia recebida,  $G_T$  é o ganho da antena transmissora,  $G_R$  é o ganho da antena receptora,  $P_T$  é a potencia emitida pelo o transmissor e  $A_O$  é a atenuação no espaço vazio, que é definida por:

$$A_O = \left( \frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \quad \text{Eq.3.2}$$

Esta equação mostra que a potência recebida diminui com o quadrado da distância entre a antena do transmissor e o receptor.

Na Figura 3.12, representou-se a potência isotrópica irradiada equivalente numa banda compreendida entre 1 GHz e 6 GHz. Representamos também o ruído obtido desligando o transmissor e a máscara espectral “indoor” estabelecida pela FCC. A frequência de repetição dos impulsos utilizada é de 5 MHz. A potência total consumida pelo módulo de alimentação é 145 mW. Podemos observar a presença de uma transmissão entre 2.8 GHz e 4.6 GHz, o que permite cobrir a parte inferior da máscara atribuída pela FCC. No entanto, entre 1.0 GHz e 2.8 GHz, podemos observar a presença de uma componente de baixa frequência que não pertence à banda autorizada e que deve ser eliminada.

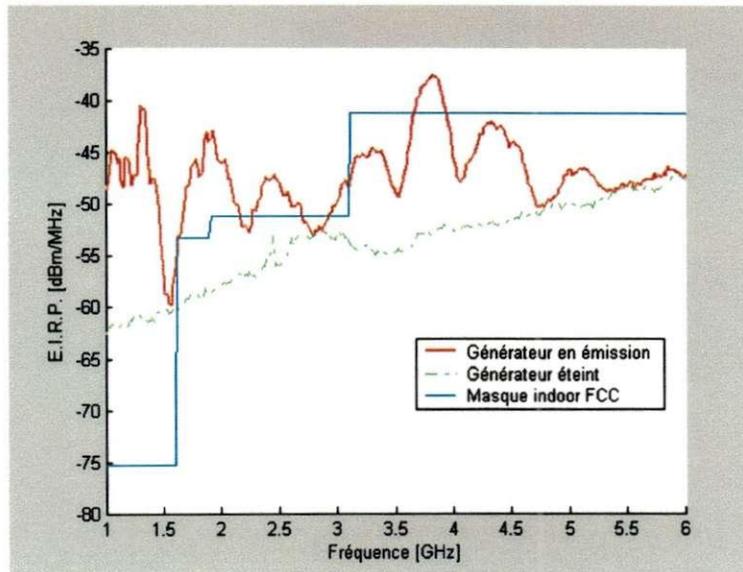


Figura 3.12 : Potência efetiva isotrópica irradiada (E.I.R.P.) emitida pelo o modulo transmissor completo.

### 3.5 – Conclusão

Neste capítulo foi focalizado o estudo de um transmissor UWB completo, integrando uma antena patch realizado no LCIS e o gerador de impulsos tratado no capítulo 2. A primeira solução estudada baseou-se na conexão direta do gerador de impulsos com a antena. Verificamos por simulação que os resultados obtidos neste caso não são muito satisfatórios e nós por conseguinte propusemos uma segunda abordagem, que consiste na separação dos planos de massa do gerador de impulsos e a antena UWB. Demonstramos que esta solução nos permitiu reduzir amplamente a influência do gerador de impulsos sobre a antena.

Na continuação fabricamos um protótipo de transmissor UWB completo que é composto pelo gerador dos impulsos acoplado com uma antena UWB sobre o mesmo substrato. Medimos a potência isotrópica irradiada equivalente (E.I.R.P) e obtivemos uma transmissão satisfatória entre 2.8 GHz e 4.6 GHz. Em contrapartida, a presença de uma componente de baixa frequência, entre 1.0 GHz e 2.8 GHz não respeita a máscara espectral FCC e deverá ser eliminada numa futura otimização do módulo. A potência elétrica consumida pelo módulo é 145 mW com uma frequência de repetição dos impulsos de 5 MHz.

## **4.0. Concepção de um receptor *Ultra Wide Band***

---

A recepção das informações pode ser vista como a ação de receber fielmente as informações transmitidas explorando o sinal recebido. Esta operação é difícil pelo fato dos sinais transmitidos estarem sujeitos à deformações devido ao canal de propagação ou as antenas e dos circuitos utilizados [3].

Este capítulo inicia-se com uma breve apresentação das técnicas existentes para realizar um receptor *Ultra Wide Band*. Vamos fazer uma descrição esquemática do funcionamento do receptor proposto e terminaremos com a apresentação de um simples receptor UWB que foi implementado no LCIS.

Vamos terminar com um exemplo de transmissão sem fios realizada com o sistema de comunicação proposto.

## 4.1 – Tecnologias existentes para a recepção UWB.

Na literatura, três arquiteturas são classicamente utilizadas para a recepção IR-UWB [3]:

- O receptor RAKE ;
- O detector de energia « *Energy detector* » (ED);
- O receptor « *transmitted-reference* » (TR)

Nós iremos analisar rapidamente cada uma das soluções:

### 4.1.1 – O receptor RAKE

É baseado no princípio dos receptores à correlação e permite explorar a diversidade do canal para a condição de receber energia suficiente [24].

Os receptores RAKE têm uma arquitetura cuja complexidade cresce rapidamente com o número de trajetos múltiplos que o receptor pode considerar. Por exemplo, para recuperar 85% da energia total transmitida, foi demonstrado que é obrigado às vezes de considerar mais de 100 componentes multi-trajetos.

Outra desvantagem deste tipo de recepção é a necessidade sincronizar temporariamente o sinal local com os sinais da transmissão. Esta sincronização deve se realizar com uma grande precisão e uma resolução no domínio do tempo elevada, o que requer circuitos muito rápidos.

Uma outra dificuldade é a necessidade de se estimar a resposta impulsional do canal tanto quanto os algoritmos de estimativa tornam-se complexos quando fortes distorções aparecem sobre os impulsos [3].

#### 4.1.2 – Receptores baseados na detecção de energia (*Receptor ED*)

Os receptores à detecção de energia são baseados nos trabalhos apresentados em 1967 por Urkowitz [15], que se referem à detecção de energia de sinais determinísticos desconhecidos. Têm a vantagem de serem não coerentes e menos complexos que os receptores RAKE porém com o preço de apresentarem um menor desempenho quando comparados com o anterior. [3]

Não necessitam estimativa de canal e são menos sensíveis aos erros de sincronização. A modulação OOK é utilizada nestes receptores.

Os dois pontos delicados que aparecem sobre o desempenho dos receptores ED são a estimativa do limiar ótimo e a sincronização da recepção. A principal vantagem dos receptores à detecção de energia consiste na sua simplicidade.

#### 4.1.3 – Receptor « *Transmitted – Reference* » (*Receptor TR*)

Os sistemas DHTR (*Delay-Hopping Transmitted-Reference*) constituem uma nova abordagem para as transmissões tradicionais de espalhamento de espectro, mas também para as transmissões IR utilizadas em UWB [16].

A sua principal vantagem é propôr uma solução que evita realizar uma estimativa de canal e que elimina também o problema de se conhecer previamente a forma de onda dos sinais “*template*” [3].

Como desvantagem podemos citar a não eficácia em relação à taxa de transmissão, na medida em que apenas a metade dos impulsos transmitidos contém informação. Estes sistemas são preferivelmente adaptados à aplicações que necessitam taxas de transmissão pouco elevadas mas também que requerem pouca complexidade (sem estimativa de canal) [25].

## 4.2 – Diagrama de blocos do receptor UWB

Escolhemos adotar a técnica de detecção de energia [19], porque trata-se de uma técnica muito simples de implementar. Embora os desempenhos atingíveis sejam relativamente inferiores quando comparados com as técnicas de recepção coerentes.

O diagrama de blocos do receptor é apresentado na Figura 4.1:

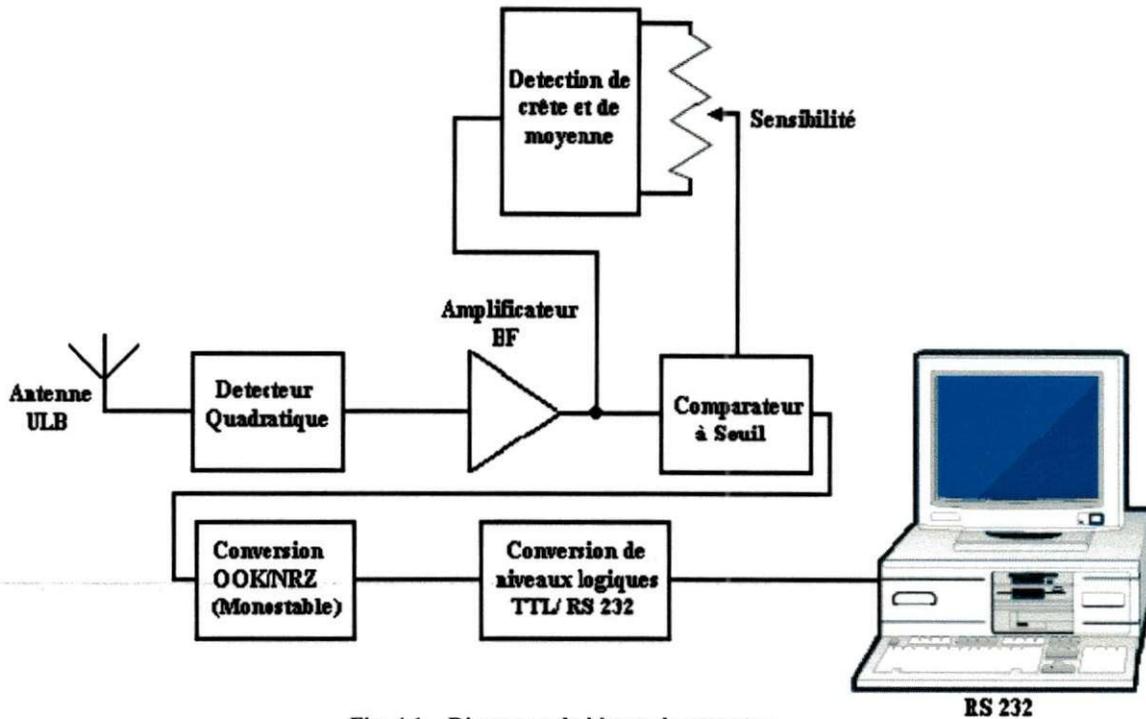


Fig. 4.1 – Diagrama de blocos do receptor

O primeiro componente utilizado no receptor é a antena patch desenvolvido no LCIS e apresentado no capítulo 3. Seguidamente, temos um detector quadrático que utiliza um diodo Shottky (M/A-COM MA4E929B), que carrega um capacitor com uma tensão proporcional à potência recebida.

Desta maneira, nos terminais do capacitor, existirá um impulso de tensão (em baixa frequência) que corresponde ao impulso UWB (de alta frequência) recebido. Na sequência temos um amplificador BF implementado com vários estágios constituídos por transistores bipolares em configuração cascode. Este circuito é utilizado para amplificar o sinal de cerca de 60 dB a fim de obter uma amplitude facilmente mensurável com o osciloscópio, ou aplicável à entrada de um comparador. A banda passante deste amplificador é compreendida entre cerca de 70 kHz e 600 kHz, a fim de filtrar melhor possíveis perturbações em baixa frequência devidos à alimentações de desacoplamento, motores, lâmpadas néon etc.

Na seqüência do circuito temos a detecção do pico e da média, a fim de poder regular o ponto de trabalho e a sensibilidade do receptor.

A parte essencial de nosso receptor é um comparador: o limiar do comparador deve escolher-se dentro dos limites de tensão compreendida entre a média e a pico. Na saída do comparador, encontra-se impulsos de tipo TTL. O monoestável realiza a conversão entre a codificação OOK (impulsos) /TTL NRZ, é fácil de se efetuar, porque uma re-sincronização do fluxo de dados não é necessária. A duração da operação do monoestável deve ser fixada aproximadamente à duração de um bit utilizando a velocidade escolhida para a transmissão.

A etapa final do processo desempenhado por nosso receptor é a conversão TTL NRZ/RS-232 que é efetuado através de um circuito integrado MAX232.

### 4.3 – Implementação do receptor UWB

Na seqüência , temos na Figura 4.2 uma fotografia do protótipo fabricado sobre um substrato em FR4 de espessura 0,8 mm. Este protótipo foi realizado através das técnicas de prototipagem disponíveis no LCIS. O diagrama elétrico e o layout da placa fabricada serão apresentados no anexo D.

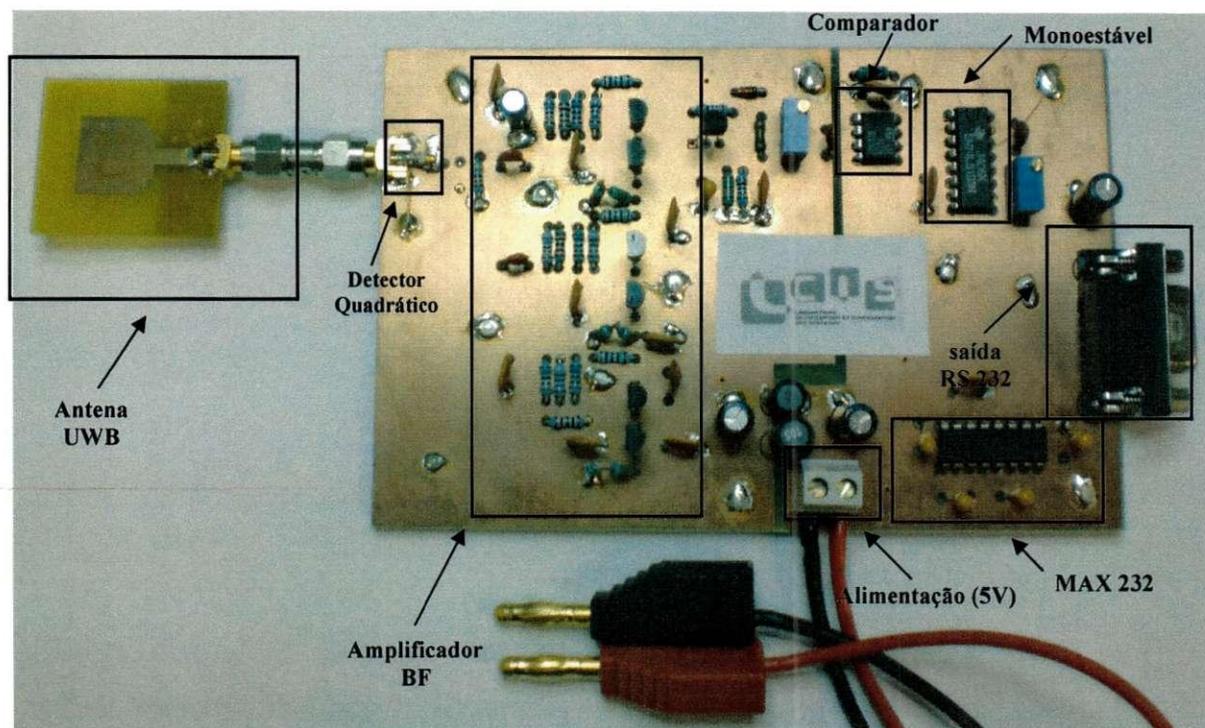


Fig. 4.2 – Fotografia do protótipo do receptor

O circuito é composto por 2 partes: uma analógica e uma digital. A primeira parte (à esquerda da placa) consiste na recepção do sinal UWB pela antena patch, o detector quadrático e o estágio amplificador de baixa frequência. A parte digital (à direita) é composta pelo comparador, monoestável e o MAX232, que realizam a conversão dos níveis lógicos necessária para a comunicação por RS232.

## 4.4 – Canal de comunicação UWB implementado

Para realizar uma transmissão de informação, dois componentes são necessários: um transmissor e um receptor. Nos capítulos 3 e 4, fizemos o estudo e concepção destes elementos separadamente.

Vamos por conseguinte realizar uma transmissão entre dois computadores. O esquema utilizado é apresentado na Figura 4.3.

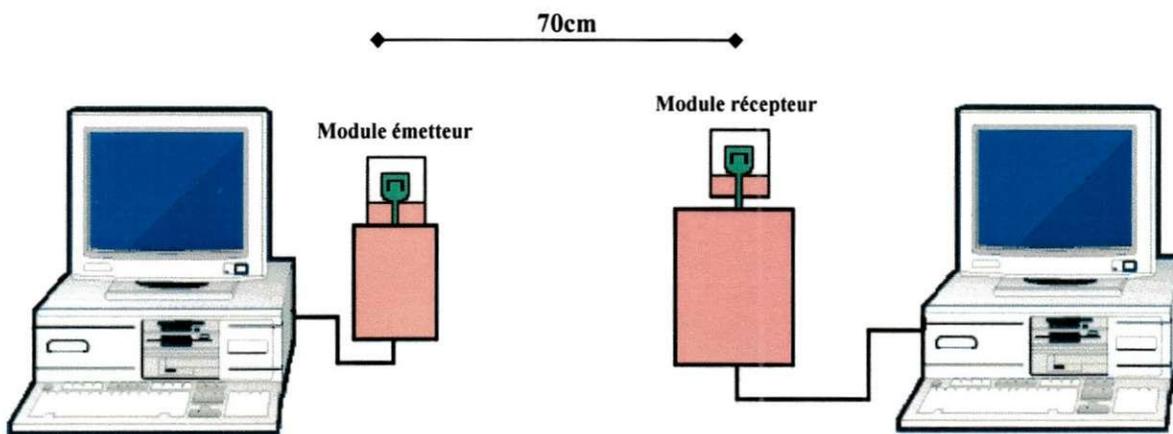


Fig.4.3 – Esquema utilizado para a transmissão

Realizamos uma transmissão sem fios entre dois computadores portáteis, com uma distância de 70 cm. A distância relativamente pequena deve-se ao fato do receptor não dispor de nenhum módulo amplificador de alta frequência entre a antena e o detector quadrático. Consideramos contudo que esta primeira abordagem permitiu-nos realizar um canal de comunicação UWB completo.

## 4.5 – Conclusão

Após o estudo e comparação das tecnologias existentes para a recepção de informações UWB, escolhemos a tecnologia baseada na detecção de energia para realizar a recepção das informações transmitidas.

Na seqüência, apresentamos uma implementação de baixo custo de um receptor UWB e os diferentes blocos que compõe este dispositivo.

A sensibilidade do dispositivo é muito fraca devido à ausência de um estágio LNA entre a antena e o detector quadrático. O desenvolvimento deste dispositivo permitirá aumentar amplamente a distância máxima à qual a transmissão pode ser realizada.

Pode-se encarar o desenvolvimento de um LNA eficaz entre 3,1 GHz e 10,6 GHz através transistor PHEMT discretos ou, melhor, a utilização de módulos integrados que estão atualmente disponível em comércio (como o Avago MGA-86576).

Os estágios de amplificação de baixa freqüência, os detectores e o comparador podem seres amplamente melhorados analisando melhor os valores dos ganhos necessários, a banda passante e minimizando o ruído. Os resultados dos trabalhos teóricos relativos à otimização da banda passante do sistema ou a escolha do limiar passíveis de serem aplicados, a fim de obter uma melhor tolerância em relação ao ruído [19].

De maneira simétrica ao caso do módulo de transmissão, a implementação de um sistema mais eficaz para assegurar a ligação entre o módulo e o computador poderá permitir um aumento da taxa de transmissão consideravelmente.

## **5.0. Conclusões e perspectivas**

---

Neste relatório, apresentamos os trabalhos realizados durante o nosso estágio no LCIS no contexto da tecnologia *Ultra Wide Band* (UWB). O nosso objetivo foi o estudo e a realização de um sistema de comunicação UWB completo.

Num sistema de comunicação completo, dois elementos são indispensáveis: um transmissor que envia as informações e um receptor para receber-las. Então nosso estudo começou no capítulo 2, sobre a concepção e o desenvolvimento de um gerador de impulsos ultra rápidos necessário na implementação de um transmissor UWB. Utilizando o software Ansoft Design, realizamos simulações para verificar o comportamento no domínio do tempo dos impulsos obtidos da partir de um circuito baseado num diodo *step recovery*. Após obtermos resultados de simulações animadores, fabricamos um protótipo que nos permitiu obter impulsos com um tempo de subida de  $(100 \pm 15)$  ns e uma amplitude de  $(3,2 \pm 0,1)$  V. O sinal obtido cobre a banda permitida pela FCC entre 3.1GHz e 5GHz.

Após a descrição e o estudo de uma antena UWB desenvolvida no LCIS [11], apresentamos no capítulo 3 o funcionamento conjunto desta antena com o gerador de impulsos construído, a fim de obter um transmissor UWB completo.

A nossa primeira abordagem consistiu em ligar diretamente o gerador de impulsos com a antena. Após resultados de simulação insatisfatórios, propusemos uma segunda abordagem que consistiu na separação dos planos de terra do gerador e da antena UWB. Esta abordagem nos permitiu fabricar um protótipo do módulo de transmissão completo, que é capaz de emitir impulsos que cobrem a banda de 2,8 GHz - 4,6 GHz. Contudo, uma componente de baixa frequência compreendida entre 1 GHz e 2,8 GHz está presente no espectro.

Após o desenvolvimento do transmissor UWB completo, realizamos o estudo do segundo componente necessário num sistema de comunicação: o receptor UWB. Apresentamos uma curta comparação das tecnologias existentes para a recepção de informações UWB. Devido à sua simplicidade estrutural, escolhemos adotar a tecnologia de detecção de energia e apresentamos uma simples aplicação desta tecnologia.

Por último temos efectuado uma comunicação entre dois computadores através dos elementos do sistema de comunicação UWB desenvolvidos.

Em perspectiva, com relação ao módulo de transmissão, podemos citar a necessidade de otimizar o funcionamento da parte RF, a fim de melhor cobrir a banda [3.1 – 10.6 GHz] e desta maneira evitar que uma boa parte da energia seja irradiada à frequências inferiores à

3,1GHz. Uma possível melhoria neste sentido consiste a acrescentar funções de filtragem adaptada e assim eliminar a presença das componentes de baixa frequência.

Em relação ao módulo de recepção, um estágio LNA pode ser inserido entre a antena e o detector quadrático. Esta solução permitirá aumentar a distância máxima de conexão do sistema.

Um último aspecto importante é otimizar as ligações entre os módulos de emissão e de recepção e o computador, a fim de permitir uma taxa de transmissão maior que aquela obtida através de conexões RS-232

## **6.0. Anexos**

---

## Anexo A – Comparador ultra rápido ADCMP580 da Analog Devices®

Para avaliar o desempenho do comparador ultra rápido ADCMP580, fabricamos um protótipo baseado neste componente, fabricado em tecnologia bipolar Silício-Germânio (SiGe). Na Figura A-1, apresentamos uma fotografia do protótipo implementado com este componente.

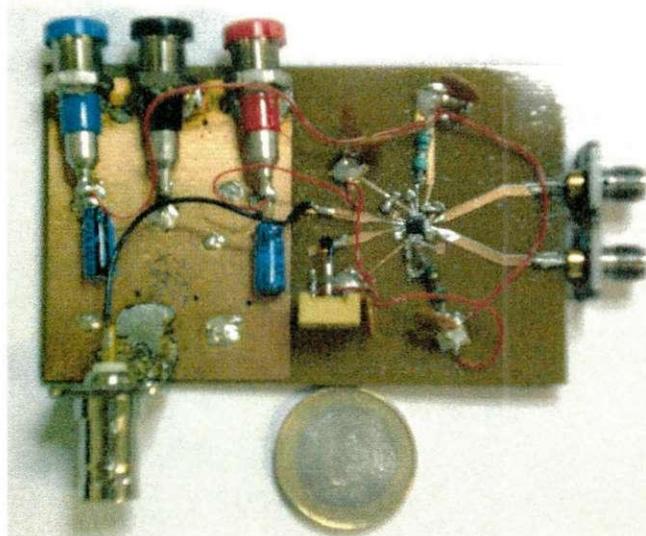


Fig. A1 – Protótipo fabricado

A Figura A2 representa esquematicamente a utilização do comparador.

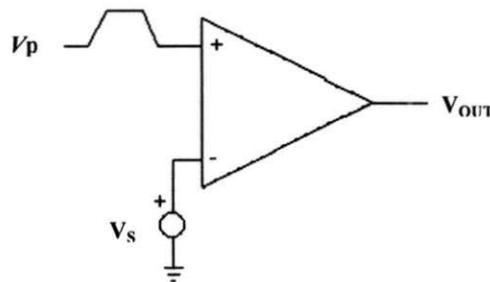


Fig. A2 – Configuração do comparador não inversor

A idéia é a seguinte: fixa-se uma tensão de referência ( $V_S$ ) sobre uma entrada  $V_N$  do comparador e compara-se com o sinal (de amplitude compatível com as entradas do ADCMP580) apresentado sobre a entrada  $V_P$ . Há duas possibilidades: a tensão do sinal é superior ou inferior à tensão de referência. De acordo com a configuração da montagem, obteremos na saída do comparador ( $V_{OUT}$ ) um nível alto ou um nível baixo de tensão.

Supondo uma referência  $V_S$  fixada a 0 V, nós teremos na saída do comparador não inversor  $V_{OUT}$  um nível alto quando o sinal  $V_P$  for superior a 0 V e um nível baixo quando o sinal for inferior a 0 V. Estes comportamentos é apresentado na Figura A3

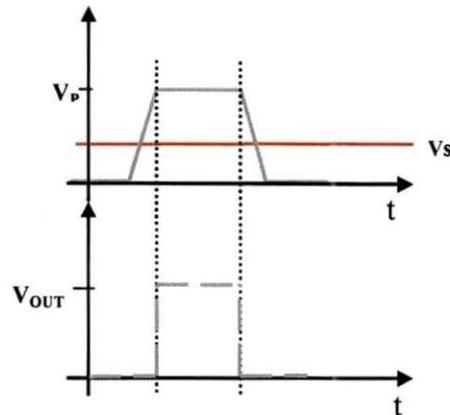


Fig. A3 – Esquema de funcionamento do comparador de tensões

As características do comparador permitem obter uma transição rápida na presença de um sinal de entrada com um tempo de subida facilmente atingível com uma porta lógica ou um gerador de sinais de laboratório.

O comparador dispõe de duas saídas diferenciais que fornecem um sinal de 0.4 V de amplitude pico/pico, adaptado a  $50\Omega$ . Com o nosso protótipo, medimos um tempo de subida de  $(100 \pm 15)$  ps. A alimentação do dispositivo é simétrica (+5, 0, -5V) e o consumo é da ordem de 250 mW e esse valor depende um pouco da frequência de repetição dos impulsos.

### Anexo B – Modelo SPICE do diodo *Step Recovery* MMD840

A primeira etapa necessária para realizar as simulações com o software Ansoft Design® foi aplicar o modelo do diodo MMD 840, fornecida pelo fabricante Aeroflex Metelics®.

Características do diodo <i>Step Recovery</i>	
IS = 5e-013	Corrente de saturação
N = 1,3	Coefficiente de transmissão
RS = 0,22	Resistencia série
EG = 1,12	Tensão do espeço entre bandas
CJ0 = 5,45e-013	Condutância de polarização zero de junção
M = 0,235	Coefficiente de avaliação da junção
ISR = 1e-010	Valor da corrente de saturação de recombinação
BV = 60	Tensão <i>Reverse breakdown</i>
TT = 1e-008	Tempo de Transição

No quadro B1 são apresentados os parâmetros utilizados no modelo.

#### Quadro B1 – Características do diodo *Step recovery* MMD840.

As figuras B1, B2, B3 e B4 foram extraídas do software de simulação *PSpice Model Editor* e representa o comportamento do modelo do diodo MMD 840.

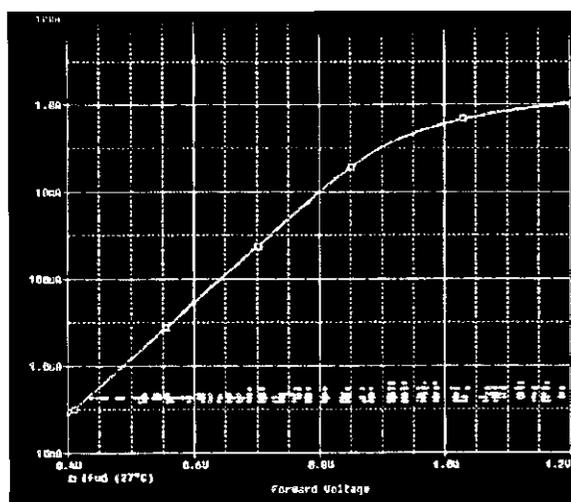


Fig. B1 – Corrente direta

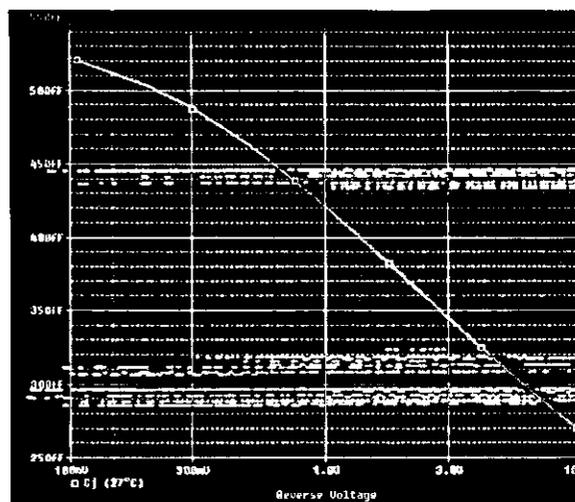


Fig. B2 – Capacitância de junção

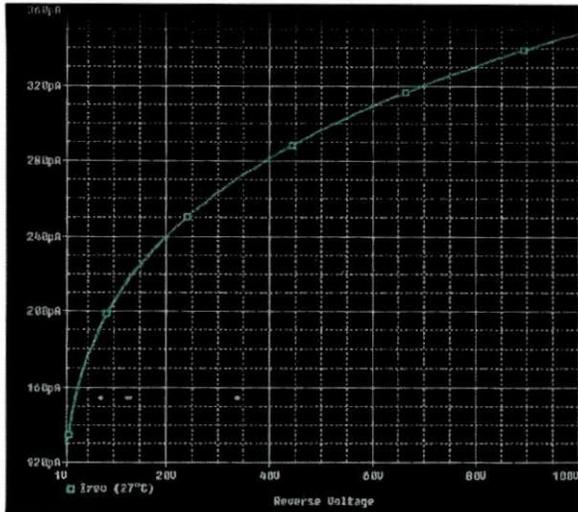


Fig. B3 – Corrente inversa

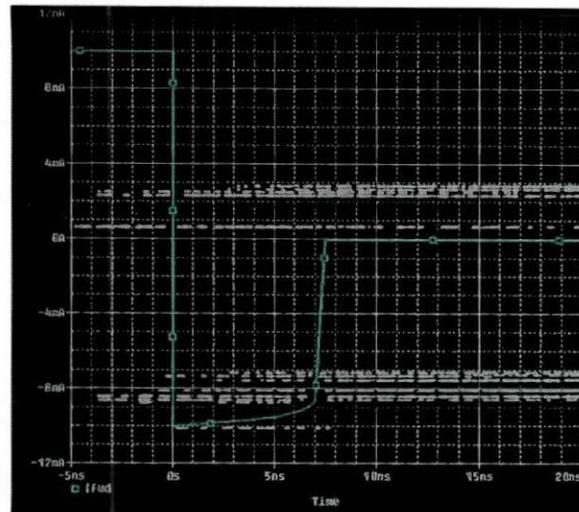
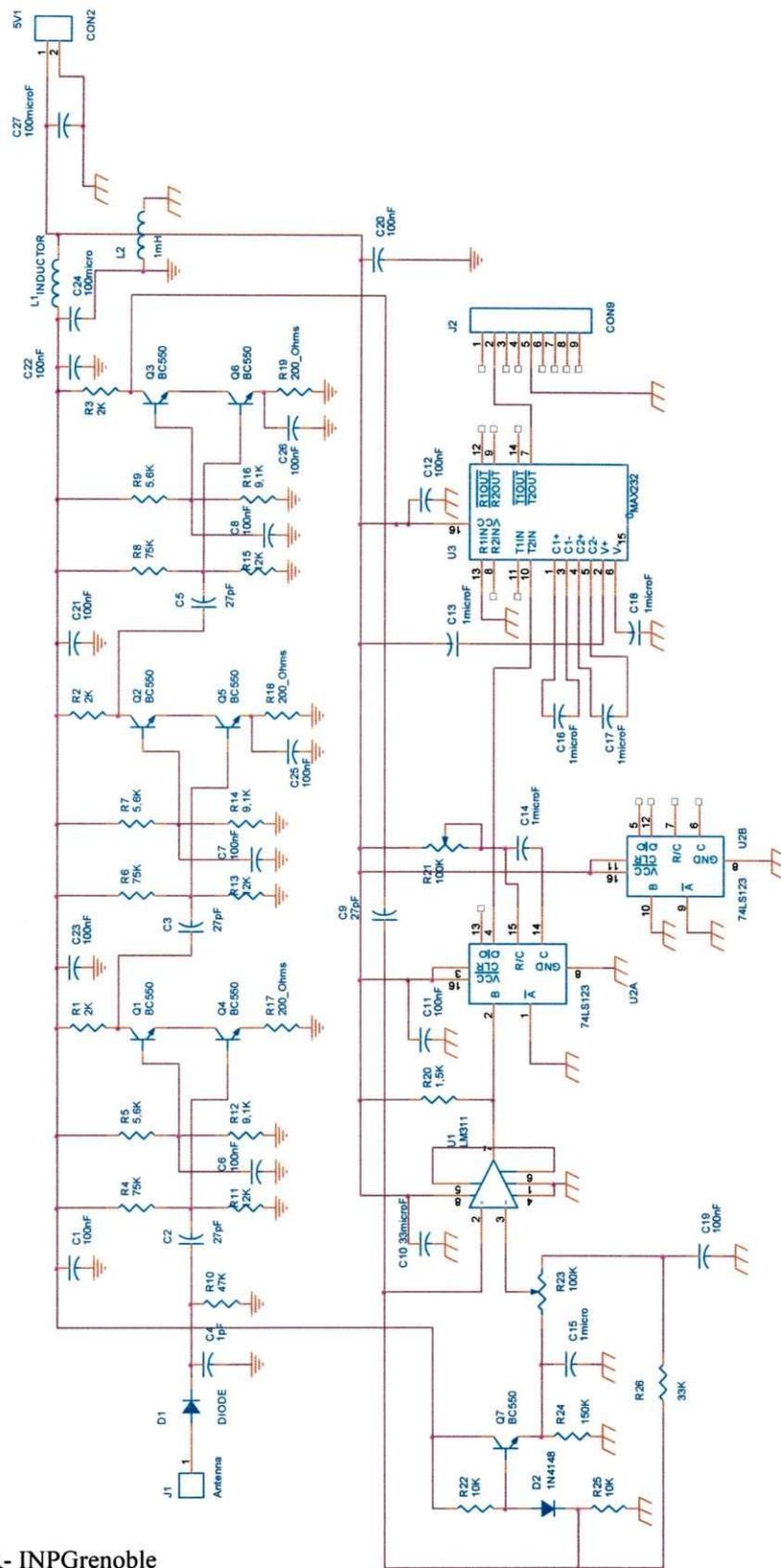


Fig. B4 – Reverse Recovery

O interesse particular para nós é a figura B4, que mostra o comportamento do diodo quando levado abruptamente a polarização reversa. Infelizmente, os modelos SPICE não levam em conta o tempo de transição, que é determinado pela capacitância de junção e os elementos externos ao diodo.

Anexo C – Design do receptor utilizando o software ORCAD v 15.7.

Na Figura C1, é apresentado o diagrama elétrico do receptor desenvolvido.



Masse Analogique  
Masse Numerique

Title	<Title> Recepteur UWB
Size	Document Number
B	David Bucci / Euler Macedo
Rev	21/06/2007
Date	Thursday, June 21, 2007
Sheet	1 of 1

Fig. C1 – Diagrama elétrico do receptor UWB

Na Figura C2, nós temos o layout desenvolvido utilizando o software Orcad.

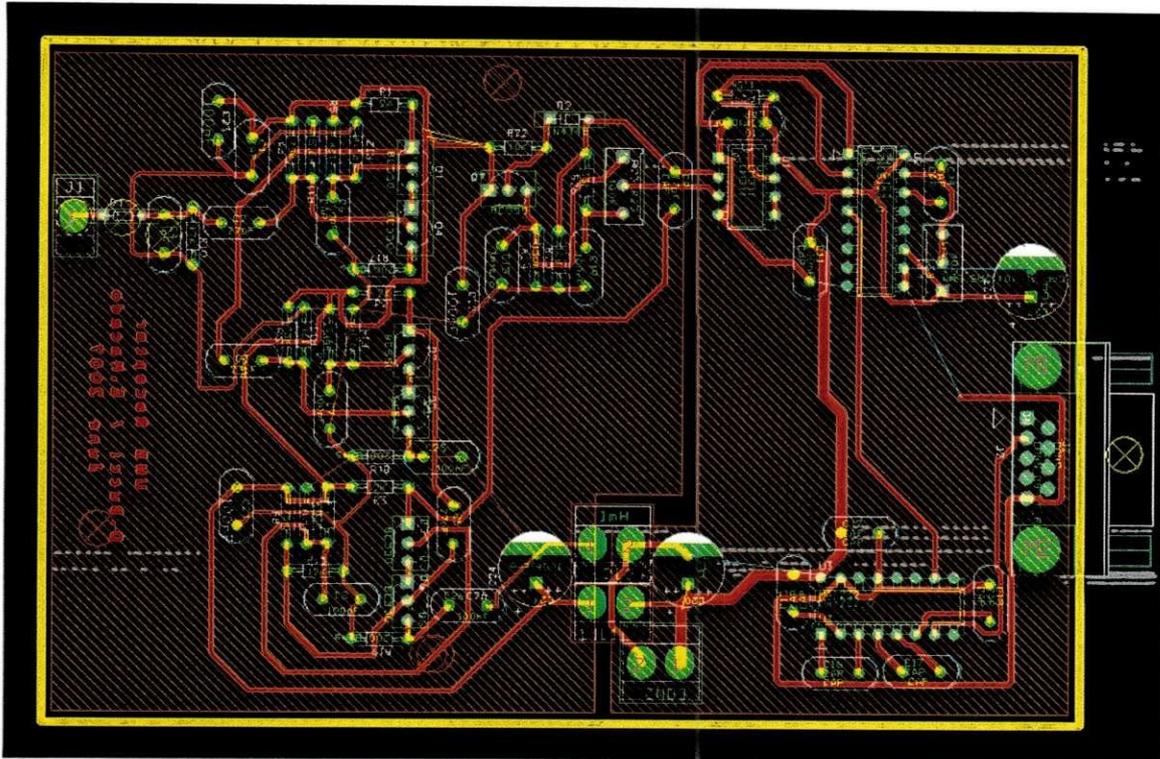


Fig. C2 – placa do receptor desenvolvido

## **6.0. Bibliografia**

---

- [1] – Transmission And Reception System For Generating And Receiving Base-Band Duration Pulse Signals Without Distortion For Short Base-Band Pulse Communication System. *United States Patent*, April, 17, 1973.
- [2] – A. M. Orndorff, Transceiver Design for Ultra-Widebande Communications, Thesis submit au *Virginia Polytechnic Institut and State University*, Blacksburg - USA, 2004.
- [3] – Y. Duroc, “Contribution Au Developpement De Modeles Orientes Systeme Pour Les Antennes Des Communications Ultra Large Bande” Thesis suit au *Institut National Polytechnique de Grenoble*, Valence – France, 2007.
- [4] – “FCC notice of proposed rule making, revision of part 15 of the commission’s rules regarding ultra-wideband transmission systems”, *Federal Communications Commission*, Washington, DC, ET-Docket 98-153.
- [5] – Starecky, T., Misiaszek, S. “Low cost programmable pulse generator with very short rise/fall time”, *Photonics Applications in Astronomy, Communications, Industry, and High-Energy Physics Experiments*, 2006.
- [6] – Smaïni, L., Tinella, C., H elal, D. Stoecklin, C., Chabert, L., “Single-Chip CMOS Pulse Generator for UWB Systems”, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. VOL. 4, NO.7, July 2006.
- [7] – Lu, G., Spasojevic, P., Greenstein, L., “Antenna and Pulse Designs for Meeting UWB Spectrum Density Requirements” 2003, *IEEE*.
- [8] – Pulse and Waveform Generation with Step Recovery Diodes – Application Note 918 – Hewlett Packard.
- [9] – Jianming, Z., Xiaowei, G., Yuanchun, F. “A new CAD model of step recovery diode and generation of UWB signals”, *IEICE Electronics Express*, December 2006.
- [10] – Brown, B., Hiller, G. “Circuit Models for Plastic Packaged Microwave Diodes”, *IEEE MTT-S Digest*, 1996.
- [11] – T.P. Vuong, A. Ghiotto, Y. Duroc, S. Tedjini, "Design and Characteristics of a Small U-Slotted Planar Antenna for IR-UWB", Wiley, *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 49, Issue 7, pp. 1727-1731, July 2007.
- [12] – Aeroflex Metalics - <http://www.aeroflex-metalics.com/>
- [13] – M.Z. Win, R.A. Scholtz, “On the energy capture of UWB signals in dense multipath environments”, *IEEE Communication Letters*, Vol. 2, No. 9, pp. 245-247, September 1998.

- [14] – M.Z. Win, R.A. Scholtz, “Impulse Radio”, Invited Paper, In Proc. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Helsinki, Finland, 1997, pp. 245-257
- [15] – H. Urkowitz, “Energy detection of unknown deterministic signals”, *Proc. of IEEE, Vol. 55, No. 4*, pp. 523-531, April 1967.
- [16] – R.T. Hoctor, H.W. Tomlinson, “An overview of delay-hopped, transmitted-reference RF communications”, *GE technical Report 2001CRD198*, January 2002.
- [17] – M. Ho, V. Somayazulu, J. Foerster, S.Roy, “A differential detector for an ultra-wideband communications system”, in *Proc. Vehicular Technology Conference*, Birmingham, GB, May 2002, Vol. 4, pp. 6-9.
- [18] – M. Pausini, G.J.M. Janssen, “Analysis and comparison of autocorrelation receivers for IR-UWB signals based on differential detection” in *Proc. IEEE International Conference on Acoustic Speech, and Signal Processing*, Montreal, Canada, May 2004, Vol. 4, pp. 513-516.
- [19] – S. Paquelet, L.-M. Aubert, B. Uguen, “An Impulse Radio Asynchronous Transceiver for High Data Rates”, *Proc. IEEE Ultra wide band Syst. Technol. (UWBST)*, pp. 1-5, Kyoto, Japan, May 2004
- [20] – Neil Chadderton, “The ZTX415 Avalanche Mode Transistor”– Application Note 8 – Zetex.
- [21] – CAPES Brésil - <http://www.capes.gov.br/>
- [22] – “Generation and Application of moderate Power Ultra Wideband or Impulse Signals”, *proc. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Vol.2, pp. 260 – 264, August 1993.
- [23] – Jim Williams, “Slew Rate Verification for Wideband Amplifiers”, Application Notes 94 Linear Technology.
- [24] – M.Z. Win, R.A. Scholtz, “On the energy capture of UWB signals in dense multipath environments”, *IEEE Communication Letters*, Vol. 2, No. 9, pp. 245-247, September 1998.
- [25] – X. Chen, S. Kiaei, “An improved delay-hopped transmitted reference ultra wideband architecture”, in *Proc. IEEE International SOC Conference*, September 2004, pp. 359-362.