



## Método de medida de Sistemas Eletrónicos de Radiofrequência e Micro-ondas

**Daniel Nuno Pinto Pereira**

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em

### **Engenharia Eletrotécnica e de Computadores**

Orientador: Prof. Pedro Rafael Bonifácio Vitor

#### **Júri**

Presidente: Prof.<sup>a</sup> Teresa Maria Canavarro Menéres Mendes de Almeida

Orientador: Prof. Pedro Rafael Bonifácio Vitor

Vogal: Prof.<sup>a</sup> Maria João Ramos Marques Coelho Carrilho do Rosário

**Julho 2022**

*Página intencionalmente deixada em branco*

# Declaração

Declaro que o presente documento é um trabalho original da minha autoria e que cumpre todos os requisitos do Código de Conduta e Boas Práticas da Universidade de Lisboa.

*Página intencionalmente deixada em branco*

# Agradecimentos

Primeiro, quero agradecer ao meu orientador, o Prof. Pedro Vitor, pela oportunidade para a realização deste trabalho, mas também por toda ajuda, apoio e fazer-me acreditar que seria possível ir tão longe.

Aos meus amigos, por me terem acompanhado ao longo da minha formação como pessoa e como engenheiro.

Um agradecimento aos meus amigos do técnico, em especial ao Carlos, João, José Filipe, Luís, Nuno e Sérgio.

Finalmente, agradeço à minha família, em especial à minha esposa e filho, por acreditarem em mim e por motivarem a finalizar este trabalho.

*Página intencionalmente deixada em branco*

# Resumo

Este trabalho descreve um método laboratorial didático de medida de sistemas eletrônicos de radiofrequência e micro-ondas, denominado RFLabKit.

A partir da pesquisa do estado da arte de soluções laboratoriais didáticas para radiofrequência, pode-se concluir que não existem soluções autoalimentadas através das ligações RF e normalmente requerem equipamento profissional de medida dispendioso. Estas soluções constituem a base para a construção dos requisitos do presente trabalho.

O desenho da solução compreende três áreas essenciais: hardware, comunicações e software. No dimensionamento do hardware são projetados vários circuitos utilizando ferramentas de software de simulação de circuitos eletrônicos e de circuitos de radiofrequência, e de simulação eletromagnética. Também é analisado e discutido o microcontrolador SoC (System On Chip) utilizado na solução.

Foram fabricados quatro módulos didáticos de demonstração, módulo PLL (malha de captura de fase), módulo AMP (amplificador), módulo FIL (filtro) e módulo DET (detetor logarítmico de RF) e desenvolvida a aplicação de software, denominada sistema de gestão (SGE), para gestão dos módulos, obtenção de medidas e apresentação de resultados. Embora o RFLabKit possa realizar vários tipos de medidas, os módulos de demonstração permitem a medida do módulo dos ganhos direto ou inverso ( $|s_{21}|$  e  $|s_{12}|$ , respectivamente).

Os resultados experimentais da placa modular são concordantes com os da simulação, os módulos PLL e DET foram calibrados e as ligações em cascata dos vários módulos (PLL, FIL, AMP e DET), em diferentes topologias, permitem a análise do desempenho da solução.

Os resultados experimentais demonstram a qualidade do método de medida, comprovando a precisão das medições em comparação com as obtidas por um VNA.

## Palavras chave

Calibração, Laboratório Didático, Kit de Laboratório RF, Micro-ondas, Radiofrequência, Sistema de Medida.

*Página intencionalmente deixada em branco*



# Abstract

In this work, a didactic laboratory method for measuring electronic radiofrequency and microwave systems, called RFLabKit, was developed.

From the research of the state of the art of didactic laboratory solutions for radiofrequency, it can be concluded that there are no self-powered solutions through RF connections and usually require expensive professional measurement equipment. These solutions form the basis for building the requirements of this work.

The solution design comprises three essential areas: hardware, communications and software. In the hardware project, several circuits are designed using software tools for simulating electronic circuits and radiofrequency circuits, and for electromagnetic simulation. The microcontroller SoC (System On Chip) used in the solution is also analyzed and discussed.

Four didactic demonstration modules were developed, PLL module (phase-capture loop), AMP module (amplifier), FIL module (filter) and DET module (RF logarithmic detector) and a software application called management system (SGE) was developed, for managing the modules, obtaining measurements and presenting results.

The experimental results of the modular board are in concordance with those of the simulation, the PLL and DET modules were calibrated and the cascade connections of the various modules (PLL, FIL, AMP and DET), in different topologies, allowed the analysis of the solution's performance.

The experimental results demonstrate the quality of the measurement method, proving the accuracy of measurements compared to those obtained by a VNA.

## Keywords

Calibration, Didactic Laboratory, Measurement System, Microwave, Radio Frequency, RF Laboratory kit.

*Página intencionalmente deixada em branco*

# Índice

<b>DECLARAÇÃO</b> .....	<b>I</b>
<b>AGRADECIMENTOS</b> .....	<b>III</b>
<b>RESUMO</b> .....	<b>V</b>
<b>ABSTRACT</b> .....	<b>VII</b>
<b>ÍNDICE</b> .....	<b>IX</b>
<b>LISTA DE FIGURAS</b> .....	<b>XI</b>
<b>LISTA DE TABELAS</b> .....	<b>XIII</b>
<b>LISTA DE ACRÓNIMOS</b> .....	<b>XV</b>
<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	<b>1</b>
1.1 ENQUADRAMENTO E MOTIVAÇÃO.....	1
1.2 OBJETIVOS .....	2
1.3 CONTRIBUIÇÃO ORIGINAL.....	2
1.4 ORGANIZAÇÃO DA TESE .....	2
<b>2 ESTADO DA ARTE</b> .....	<b>5</b>
2.1 FABRICANTE EDUCTIKA .....	5
2.1.1 <i>Descrição da solução</i> .....	5
2.1.2 <i>Ensino</i> .....	7
2.1.3 <i>Características</i> .....	7
2.2 FABRICANTE EXSTO .....	8
2.2.1 <i>Descrição da solução</i> .....	8
2.2.2 <i>Ensino</i> .....	9
2.2.3 <i>Características</i> .....	10
2.3 MINI-CIRCUITS .....	10
2.3.1 <i>Descrição da solução</i> .....	10
2.3.2 <i>Ensino</i> .....	11
2.3.3 <i>Características</i> .....	12
2.4 RESUMO DA PESQUISA .....	12
<b>3 DESENVOLVIMENTO DO RFLABKIT</b> .....	<b>15</b>
3.1 REQUISITOS GERAIS .....	15
3.2 DESENHO DO SISTEMA .....	17
3.2.1 <i>Estrutura Geral</i> .....	17
3.2.2 <i>Sistema de comunicações Wireless (SCW)</i> .....	17
3.2.3 <i>Sistema de Medida Modular (SMM)</i> .....	18
3.2.4 <i>Sistema de Gestão (SGE)</i> .....	21
3.3 ELEMENTOS DOS MÓDULOS .....	22
3.3.1 <i>Microcontrolador SoC</i> .....	22
3.3.2 <i>Circuito T de alimentação (Bias Tee)</i> .....	24
3.3.2.1 Dimensionamento do circuito .....	24
3.3.2.2 Simulação eletromagnética da ficha exterior .....	28
3.3.2.3 Simulação eletromagnética da ficha interior .....	30
3.3.2.4 Simulação eletromagnética da bobina do T de alimentação .....	32
3.3.2.5 Simulação do circuito T de alimentação .....	35
3.3.3 <i>Circuito de ligação entre portos</i> .....	39
3.3.3.1 Exemplo de ligação entre os portos A e B.....	40
3.3.3.2 Exemplo de leitura da tensão do porto A.....	42

3.3.4	<i>Circuitos de alimentação</i> .....	42
3.3.4.1	<i>Circuitos de alimentação fixa</i> .....	42
3.3.4.2	<i>Circuitos de alimentação variável</i> .....	43
3.3.5	<i>Outros circuitos</i> .....	46
3.3.5.1	<i>Circuito Reset</i> .....	46
3.3.5.2	<i>Circuito detetor de falha de alimentação (burnout)</i> .....	47
3.3.5.3	<i>Circuito dos LEDs</i> .....	47
3.4	<b>DESCRIÇÃO DOS MÓDULOS</b> .....	49
3.4.1	<i>Placa modular</i> .....	49
3.4.2	<i>Módulos de demonstração</i> .....	51
3.4.2.1	<i>Malha de captura de fase (PLL)</i> .....	51
3.4.2.2	<i>Amplificador (AMP)</i> .....	52
3.4.2.3	<i>Filtro (FIL)</i> .....	53
3.4.2.4	<i>Detetor logarítmico de RF (DET)</i> .....	54
3.4.3	<i>Firmware dos módulos</i> .....	55
3.5	<b>SOFTWARE SGE</b> .....	57
<b>4</b>	<b>RESULTADOS EXPERIMENTAIS</b> .....	<b>59</b>
4.1	<b>MEDIDAS RF DA PLACA MODULAR</b> .....	59
4.2	<b>MEDIDAS DE CALIBRAÇÃO DOS MÓDULOS</b> .....	61
4.2.1	<i>Calibração do módulo PLL</i> .....	61
4.2.2	<i>Calibração do módulo DET</i> .....	63
4.2.3	<i>Fonte de alimentação variável</i> .....	67
4.3	<b>ANÁLISE AO DESEMPENHO DO SISTEMA</b> .....	68
4.3.1	<i>Tempo médio de arranque do módulo</i> .....	68
4.3.2	<i>Tempo médio de deteção automática do esquema do circuito</i> .....	69
4.3.3	<i>Tempo médio de varrimento da frequência</i> .....	69
4.4	<b>DEMONSTRAÇÃO DO MÉTODO DE MEDIDA</b> .....	70
4.4.1	<i>Medidas com o FIL</i> .....	70
4.4.2	<i>Medidas com o AMP</i> .....	71
4.4.3	<i>Medidas com o FIL+AMP</i> .....	72
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES</b> .....	<b>73</b>
5.1	<b>DISCUSSÃO E ANÁLISE CRÍTICA DOS RESULTADOS</b> .....	73
5.2	<b>PERSPETIVAS DE TRABALHO FUTURO</b> .....	75
<b>6</b>	<b>REFERÊNCIAS</b> .....	<b>77</b>
<b>ANEXO A</b>	<b>FERRAMENTAS DE SUPORTE</b> .....	<b>81</b>
<b>ANEXO B</b>	<b>DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE LIGAÇÃO ENTRE PORTOS</b> .....	<b>83</b>

# Lista de Figuras

Figura 1 – Peças do puzzle do kit da EDUCTIKA. ....	6
Figura 2 – Exemplo da utilização do kit da EDUCTIKA. ....	6
Figura 3 – Módulos do kit da EXSTO. ....	9
Figura 4 – Analisador de redes vetorial. ....	11
Figura 5 – Esquema geral do RFLabKit constituído por módulos de medida e software de Gestão. ...	16
Figura 6 – Estrutura geral do sistema de demonstração. ....	17
Figura 7 – Estrutura interna do SMM. ....	19
Figura 8 – Módulo com 3 portos. ....	19
Figura 9 – Estrutura interna para um módulo de 3 portos. ....	20
Figura 10 – Arquitetura de comunicação entre os módulos e o SGE através do protocolo MQTT. ....	21
Figura 11 – Plataforma ESP32. ....	23
Figura 12 – Esquema de ligações geral do microcontrolador SoC. ....	23
Figura 13 – Esquema do circuito T de alimentação. ....	24
Figura 14 – Simulação de $ s_{21} $ para os condensadores de C2, C14 e C2//C14. ....	26
Figura 15 – Parâmetros de dimensionamento de uma bobina cilíndrica. ....	27
Figura 16 – Modelação 3D da ficha interior e transição para microstrip. ....	28
Figura 17 – Resultados da simulação para os campos elétrico (E) e magnético (H) à superfície para 2GHz. ....	29
Figura 18 – Parâmetros de dispersão $s_{21}$ e $s_{12}$ da ficha exterior. ....	29
Figura 19 – Parâmetros de dispersão $s_{11}$ e $s_{22}$ da ficha exterior. ....	30
Figura 20 – Modelação 3D da ficha interior e transição para microstrip. ....	30
Figura 21 – Resultados da simulação para os campos elétrico (E) e magnético (H) à superfície para 2GHz. ....	31
Figura 22 – Parâmetros de dispersão $s_{21}$ e $s_{12}$ da ficha interior. ....	32
Figura 23 – Parâmetros de dispersão $s_{11}$ e $s_{22}$ da ficha interior. ....	32
Figura 24 – Modelação 3D da bobina. ....	33
Figura 25 – Resultados da simulação para o campo magnético (H) à superfície do plano transversal a 2GHz. ....	33
Figura 26 – Representação do fator de reflexão da bobina como carga. ....	34
Figura 27 – Impedância da bobina (partes real e imaginária). ....	34
Figura 28 – Ganho do quadripolo $ s_{21} $ formado pela bobina à massa. ....	35
Figura 29 – Circuito T de alimentação. ....	36
Figura 30 – Parâmetro $ s_{21} $ do circuito T de alimentação. ....	36
Figura 31 – Parâmetro $ s_{11} $ do circuito T de alimentação. ....	37
Figura 32 – Parâmetro $ s_{22} $ do circuito T de alimentação. ....	37
Figura 33 – Acoplamento entre dois portos. ....	38
Figura 34 – Valores limite do ganho e do acoplamento entre os portos (1 a 3GHz). ....	38
Figura 35 – Esquema da solução baseada em díodos em oposição com interruptor de curto-circuito. ....	39
Figura 36 – Circuito queda de tensão entre o porto A e porto B. ....	40
Figura 37 – Circuito de leitura da tensão no porto A. ....	42
Figura 38 – Esquema elétrico dos circuitos de alimentação fixa. ....	43
Figura 39 – Gráfico da tensão em função do DAC do ESP32 obtidos experimentalmente. ....	44
Figura 40 – Circuito fonte de tensão controlada por tensão (VCVS). ....	45

Figura 41 – Circuito Reset do microcontrolador SoC.....	46
Figura 42 – Gráfico de descarga e carga do condensador C1. ....	46
Figura 43 – Circuito detetor de falha de alimentação. ....	47
Figura 44 – Circuito LED_VCC1. ....	48
Figura 45 – Circuitos LED_A, LED_B e LED_C.....	48
Figura 46 – Circuito LED Blue.....	49
Figura 47 – Placa modular. ....	50
Figura 48 – Módulo PLL. ....	52
Figura 49 – Módulo AMP.....	53
Figura 50 – Módulo FIL. ....	53
Figura 51 – Módulo DET. ....	54
Figura 52 – Resposta típica da característica logarítmica do DET e erro em função de Pin a 3.6GHz. ....	55
Figura 53 – Janela Sistema de Gestão. ....	58
Figura 54 – Montagem de medida to T de alimentação da placa modular.....	59
Figura 55 – Medidas e simulação do ganho da placa modular ( $ s_{21} $ ).....	60
Figura 56 – Medidas e simulação do fator de reflexão de entrada da placa modular ( $ s_{11} $ ). ....	60
Figura 57 – Medidas e simulação do fator de reflexão de saída da placa modular ( $ s_{22} $ ).....	61
Figura 58 – Circuito de calibração do módulo PLL. ....	62
Figura 59 – Calibração do módulo PLL.....	63
Figura 60 – Esquema de ligações da calibração do módulo DET. ....	64
Figura 61 – Calibração do módulo DET.....	66
Figura 62 – Calibração da fonte de alimentação variável. ....	67
Figura 63 – Fonte de alimentação variável – Comparação teóricos/experimentais.....	68
Figura 64 – Montagem medida FIL (PLL+FIL+DET).....	70
Figura 65 – Gráfico da resposta em frequência do filtro. ....	70
Figura 66 – Montagem medida AMP (PLL+AMP+DET). ....	71
Figura 67 – Gráfico resposta em frequência do amplificador. ....	71
Figura 68 – Montagem medida FIL mais AMP (PLL+FIL+AMP+DET). ....	72
Figura 69 – Gráfico resposta em frequência do amplificador em cadeia com o amplificador. ....	72
Figura 70 – Circuito queda de tensão entre o porto A e porto B, para ControlAB="0" e Q3 e Q1 na zona de corte. ....	83
Figura 71 – Circuito queda de tensão entre o porto A e porto B, cálculo de $V'_{BE1}$ , para $V_{\gamma} = 0V$ . ....	84
Figura 72 – Circuito queda de tensão entre o porto A e porto B, cálculo de $V''_{BE1}$ , para $V_{PortA} = 0V$ . ....	84

# Lista de Tabelas

Tabela 1 – Características do kit da EDUCTIKA .....	7
Tabela 2 – Características do kit da EXSTO.....	10
Tabela 3 – Características do kit da MINI-CIRCUITS.....	12
Tabela 4 – Tabela de produtos didáticos de RF e micro-ondas .....	13
Tabela 5 – Plataformas suportadas pela linguagem MicroPython.....	22
Tabela 6 – Interface Portos (Header J8) .....	50
Tabela 7 – Interface de Programação (Header J1).....	50
Tabela 8 – Interface outras ligações (Header J11) .....	50
Tabela 9 – Tabela das caraterísticas do integrado NDF9015.....	54
Tabela 10 – Fluxograma do processamento do firmware do módulo .....	56
Tabela 11 – Potência à entrada do analisador de espectros em função do atenuador e da potência do PLL.....	64
Tabela 12 – Tempo médio de arranque .....	68
Tabela 13 – Tempo médio de deteção do circuito .....	69
Tabela 14 - Tempo médio de varrimento da frequência .....	69
Tabela 15 – Comparação entre o RFLabKit e as soluções da pesquisa do estado da arte.....	75
Tabela 16 – Ferramentas de software e bibliotecas utilizados no trabalho .....	81

*Página intencionalmente deixada em branco*



# Lista de Acrónimos

AC	Alternate Current	Corrente alternada
ADC	Analog-to-Digital Converter	Conversor analógico digital
ADS	Advanced Design System	Sistema avançado de desenho
AMP	Amplifier	Amplificador
CSV	Comma-Separated Values	Valores separados por vírgulas
DAC	Digital-to-Analog Converter	Conversor analógico digital
DC	Direct Current	Corrente contínua
DET	Radiofrequency logarithmic detector	Detetor logarítmico de RF
DUT	Device Under Test	Dispositivo em teste
ESP32	Microprocessor SoC	Microprocessador SoC
FET	Field Effect Transistor	Transístor de efeito de campo
FI	Intermediate frequency	Frequência Intermédia
FIL	Filter	Filtro
FR4	Flame Retardant number 4 (fiberglass reinforced epoxy)	Retardador de chama número 4 (resina epóxi reforçada com fibra de vidro)
HMI	Human-Machine Interface	Interface homem máquina
I/O	Input/Output	Entrada/Saída
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers	Instituto dos engenheiros elétricos e eletrotécnicos
IoT	Internet of Things	Internet das coisas
LED	Light Emitting Diode	Díodo emissor de luz
M2M	Machine-to-Machine	Máquina para máquina
MIL-SPEC	Military Specification	Especificação militar
MMIC	Monolithic microwave integrated circuit	Circuito Integrado monolítico de microondas
MQTT	Message Queuing Telemetry Transport	Transporte de mensagens de telemetria em fila
PCB	Printed Circuit Board	Placa de circuito impresso
PLL	Phase-Locked Loop	Malha de captura de fase
PTFE	Polytetrafluoroethylene	Politetrafluoroetileno
RAM	Random access memory	Memória de acesso aleatório
RF	Radio Frequency	Radiofrequência
RFLabKit	Radiofrequency and Microwave Measurement Laboratory Kit	Kit laboratorial didático de medidas de radiofrequência e micro-ondas
SAW	Surface Acoustic Wave filter	Filtro de onda acústica superficial
SCW	Wireless communications system	Sistema de Comunicações Wireless
SGE	Management system	Sistema de Gestão
SMA	Sub-Miniature version A connector	Conector sub-miniatura versão A
SMM	Modular measurement system	Sistema de Medição Modular
SoC	System On Chip	Sistema num circuito integrado
SPI	Serial Peripheral Interface	Interface periférico série
TJB	Bipolar junction transistor	Transístor de Junção Bipolar
VCO	Voltage-Controlled Oscillator	Oscilador controlado por tensão
VNA	Vector Network Analyzer	Analisador de rede vetorial

*Página intencionalmente deixada em branco*

# 1 Introdução

## 1.1 Enquadramento e motivação

Na área do ensino de eletrônica de radiofrequência e micro-ondas, a aprendizagem prática desenvolve-se através de simulações por software ou medidas laboratoriais de circuitos de teste. Relativamente ao primeiro caso, destaca-se o programa ADS – PathWave Advanced Design System [1], que permite de forma alargada a simulação de inúmeros parâmetros de um circuito. No que diz respeito às medidas laboratoriais, atento o elevado custo do equipamento para altas frequências, são muitas vezes preteridas face à simulação, originando uma lacuna ao conhecimento prático que é essencial à aprendizagem da engenharia nessas áreas.

Numa área em que a parte experimental é fundamental, a satisfação na aprendizagem é tanto maior quanto maior for o domínio sobre os processos de medida e o confronto dos resultados dessas medidas com os valores simulados.

As interligações entre os diversos elementos de um sistema radiofrequência e micro-ondas realiza-se normalmente através de cabos coaxiais, onde os módulos são alimentados através de ligações próprias, não se utilizando o conceito de módulos autónomos comunicando entre si e com um sistema de gestão, com recurso a comunicações sem fios, tão populares nos dias de hoje.

Verifica-se uma lacuna na maior parte dos currículos de ensino entre a teoria associada aos circuitos de radiofrequência e micro-ondas e os equipamentos sofisticados utilizados no laboratório para realizar medições complexas. Sendo estes sistemas mais complexos formados por um grande conjunto de módulos simples, o princípio de realizar um sistema de medida totalmente modular permite uma maior adequação do ensino à complexidade do mundo real.

O objetivo do presente trabalho, foi construir um conceito modular, uniforme e de baixo custo, para realização de medidas laboratoriais de radiofrequência e micro-ondas, envolvendo vários circuitos típicos (destacando-se amplificadores, filtros, osciladores e detetores), realizando diversos tipos de medidas sem recurso a equipamento de medida dispendioso e com possibilidade de estabelecer comunicações sem fios para centralização da informação.

## 1.2 Objetivos

O objetivo do presente trabalho foi o desenvolvimento de um método laboratorial didático para ensino de sistemas eletrónicos de radiofrequência e micro-ondas, baseado num conjunto de módulos interligados por cabos coaxiais, que não só permitem a simulação da experiência que se está a realizar, mas também a criação do procedimento de medida e registo das medidas laboratoriais, podendo realizar o confronto entre os resultados das medidas experimentais e das simulações.

Para demonstração do método foi desenvolvida uma placa modular, à qual se junta um dado circuito de teste (ex. amplificador, filtro, oscilador e detetor), formando no seu conjunto um módulo (ex. módulo amplificador). A placa modular possui uma área de teste, associada ao dispositivo em teste (DUT) e uma área de controlo, com um microcontrolador e um sistema de comunicação sem fios.

A implementação do método laboratorial é assegurada por um programa desenvolvido e instalado em cada módulo (firmware) e por uma aplicação de gestão e interface com o utilizador (software de gestão). Esta solução, hardware e software será designada por RFLabKit.

## 1.3 Contribuição original

Considera-se como contribuições originais da presente tese:

1. Método de medida de sistemas em laboratório baseado na comunicação entre os módulos de medida e um computador de modo simplificar e automatizar o processo de medida;
2. Circuito de deteção automática da ligação entre os módulos e método de estabelecimento do esquema de interligações, com recurso a um processo de comunicação entre os módulos;
3. Capacidade de medição automática de sistemas de RF/micro-ondas sem necessidade de calibração, uma vez que cada módulo armazena e divulga informação de medidas feitas previamente, como é o caso dos parâmetros S de um quadripolo em função da frequência.

## 1.4 Organização da Tese

A tese organiza-se de acordo com os seguintes capítulos:

1. **Introdução** – Enquadramento do presente trabalho, a motivação da escolha do tema, os objetivos, qual a contribuição original e a sua organização.

2. **Estado da arte** – Este capítulo contém um resumo do estado atual do conhecimento sobre o tema, como mecanismo de preparação para o desenvolvimento do trabalho.
3. **Desenvolvimento do RFLabKit** – Estabelecimento dos requisitos para o desenvolvimento do trabalho, seu desenho, componentes principais do sistema modular, sua descrição e software de aplicação HMI (Human Machine Interface).
4. **Resultados experimentais** – Medidas de radiofrequência sobre a placa modular, medidas de calibração dos módulos, análise de desempenho do sistema e demonstração do método de medida.
5. **Conclusões** – O último capítulo apresenta uma discussão e análise crítica dos resultados e descreve quais as perspectivas de trabalho futuro.

*Página intencionalmente deixada em branco*

## 2 Estado da Arte

Nas secções seguintes são apresentadas três soluções didáticas encontradas no mercado e que mais se aproximavam da solução que se pretendia desenvolver. São descritas a solução e a área de ensino e é apresentado um resumo das características técnicas e da análise das soluções.

### 2.1 Fabricante EDUCTIKA

A EDUCTIKA [2] é uma empresa que fornece Kits didáticos para a educação na área de micro-ondas.

#### 2.1.1 Descrição da solução

Os Kits da EDUCTIKA [3] permitem construir funções passivas de micro-ondas, completas ou parciais, como se fossem um puzzle a partir de elementos básicos. O puzzle da EDUCTIKA de micro-ondas é muito completo e consiste em peças de linhas de microstrip de diferentes características em termos de impedância e comprimento, colocadas em cima de uma placa magnética e ligadas por peças de conexão.

Assim, os alunos podem apreender, por exemplo, a física das linhas microstrip, a adaptação de impedância de dispositivos e a medição e síntese de funções elementares e de maior complexidade. Além disso, o kit ajuda os alunos a familiarizarem-se com os dispositivos de micro-ondas convencionais desenvolvidos em tecnologia planar, bem como com as ferramentas de síntese matemática (não incluídos no kit) e os problemas relacionados à medição destes dispositivos.

O Kit é composto pelos seguintes itens:

- Peças microstrip
- Peças função
- Peças alimentador
- Peças conector direto, em T ou de cruzamento
- Peças transistor de efeito de campo (FET)
- Peças transistor bipolar (BJT)
- Kit de calibração

Na Figura 1 ilustram-se exemplos das peças que compõem o puzzle do kit.

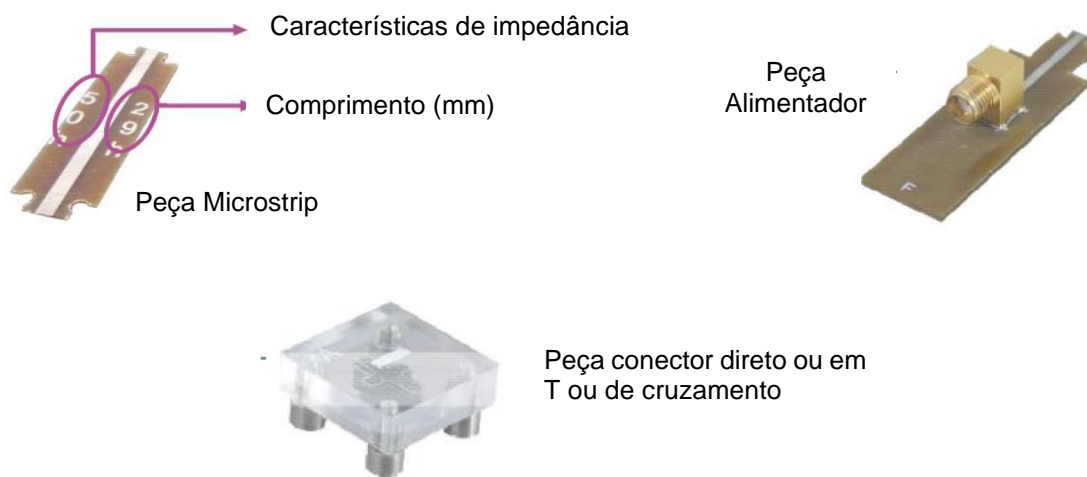


Figura 1 – Peças do puzzle do kit da EDUCTIKA.

A Figura 2 ilustra um exemplo de utilização do KIT na medição de um transistor FET.

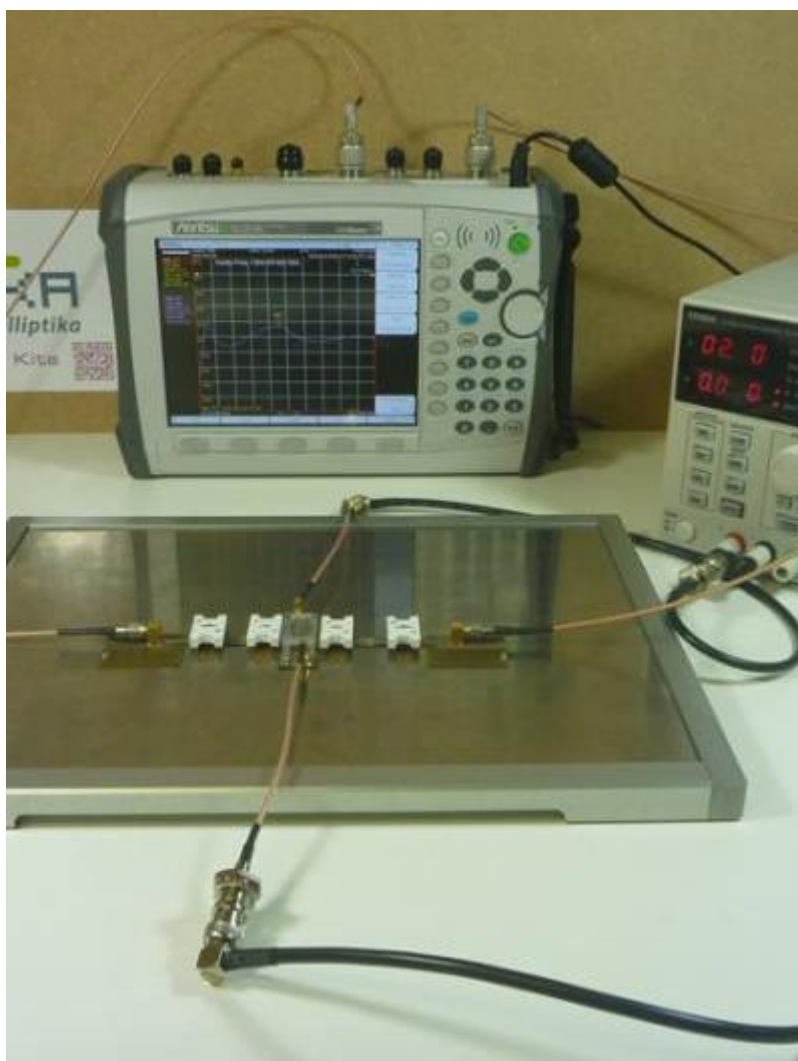


Figura 2 – Exemplo da utilização do kit da EDUCTIKA.



## 2.1.2 Ensino

Os kits da EDUCTIKA permitem o estudo de um conjunto de tópicos, destacando-se:

1. Fundamentos das linhas de microstrip – Determinação da característica de impedância ( $Z_c$ ) e permeabilidade relativa ( $\epsilon_r$ ) efetiva de uma microstrip e sua relação, stubs em curto-circuito ou circuito aberto, indutâncias, capacidades e circuitos ressoantes paralelo/série;
2. Adaptação de impedâncias – Adaptação através de stubs e transformadores de  $\lambda/4$  multi-seção;
3. Filtros – Passa-baixo e passa-banda
4. Divisores de potência – Divisor em “T” e Wilkinson;
5. Acopladores – Acoplador direcional, acoplador cruzado (branch line) e acoplador em anel híbrido (hybrid ring);
6. Comportamento do modelo estático e do modelo sinais fracos do transístor de efeito de campo (FET) e do transístor de junção bipolar (TJB).

## 2.1.3 Características

A Tabela 1 representa as características principais deste kit.

Tabela 1 – Características do kit da EDUCTIKA

Frequência de operação do kit	DC a 3GHz
Tecnologia	Microstrip
Montagem	Modular, através das peças microstrip e de função
Tipo de módulos	Componentes passivos e ativos
Ligações dos módulos	Através conectores magnéticos
Tipo de fichas	Não tem (apenas entrada e saída para ligar ao analisador de rede vetorial, ficha SMA)
Medição	Divisores de potência Acopladores Transístor bipolar Transístor FET Stubs
Software	Utilização do software do analisador de rede vetorial
Fichas didáticas	Sim
Equipamento de medida	Não
Kit de calibração	Sim

## 2.2 Fabricante EXSTO

A EXSTO [4] é uma empresa que iniciou a sua atividade em 2001 com missão para atender às necessidades do mercado educacional por meio de soluções didáticas para o ensino profissional tecnológico.

A EXSTO oferece bancadas didáticas nas seguintes áreas:

- Eletrônica
- Microcontroladores
- Eletrotécnica
- Lógica Programável
- Automação Industrial
- Telecomunicações
- Automação Residencial
- Energias Renováveis
- Bancadas de Testes

### 2.2.1 Descrição da solução

O kit XT101 [5] tem como objetivo auxiliar os alunos na aprendizagem em sistemas de radiofrequência, através de um maior contacto com as suas estruturas básicas. O kit fornece aos alunos uma série de módulos produzidos em microstrip, cabos, atenuadores e outros, os quais possibilitam que se comprove a teoria através de medidas laboratoriais.

O Kit é constituído pelos seguintes itens:

- **Módulos de teste** – Oscilador controlado por tensão (VCO), misturador, circulador, acoplador direcional 10dB, divisor de potência, acoplador híbrido de 180° ou em anel (hybrid ring coupler), díodo PIN, modulador PIN, filtro passa baixo, filtro passa banda, filtro rejeita banda, filtro passa alto, ressoador em anel, Bias2, acoplador híbrido de 90° ou em quadratura (branch line coupler), amplificador MMIC (monolithic microwave integrated circuit), antena Patch, slotted transmission Line, detetor coaxial e amplificador FI.
- **Outros elementos** – Cabos (SMA/SMA e SMB/SMB), cabos para alimentação, atenuadores (10dB e 20dB), cargas (50Ω, circuito aberto e curto-circuito), ligação em “T” e adaptadores.

A Figura 3 ilustra alguns módulos utilizados para construir as experiências de laboratório.

**Divisor de potência Wilkinson**



**Bias 2**



**Amplificador MMIC**



**Acoplador híbrido de 90°**

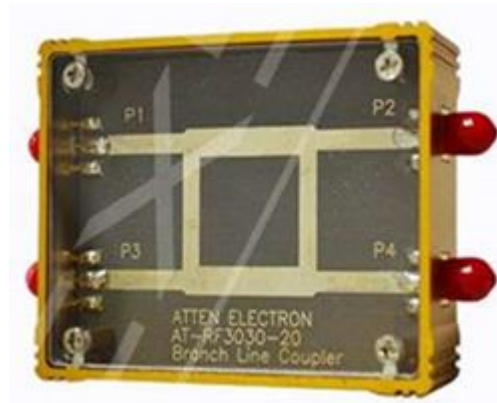


Figura 3 – Módulos do kit da EXSTO.

## 2.2.2 Ensino

Os kits da EXSTO permitem o estudo dos seguintes tópicos:

- VCO e detetor,
- Circulador,
- Acoplador direcional,
- Acoplador híbrido de 90° ou em quadratura (branch line coupler),
- Acoplador híbrido de 180° ou em anel (hybrid ring coupler),
- Atenuador,
- Relação de onda estacionária,
- Díodo PIN,
- Divisor de potência Wilkinson,
- Ressonador em anel,
- Filtros,
- Amplificador MMIC,
- Antena Patch.

## 2.2.3 Características

A Tabela 2 resume as características principais deste kit.

Tabela 2 – Características do kit da EXSTO

<b>Frequência de operação do kit</b>	<b>DC a 3GHz</b>
Tecnologia	Microstrip
Montagem	Modular
Tipo de módulos	Circuitos passivos e ativos
Ligações dos módulos	Através de cabos
Tipo de fichas	SMA
Medição	VCO, misturador, circulador, acoplador direcional 10dB, divisor de potência, acoplador híbrido de 180° ou em anel (hybrid ring coupler), diodo PIN, modulador PIN, filtro passa baixo, filtro passa banda, filtro rejeita banda, filtro passa alto, ressoador em anel, Bias2, acoplador híbrido de 90° ou em quadratura (branch line coupler), amplificador MMIC, antena Patch, slotted transmission line, detector coaxial, amplificador FI.
Software	Utilização do software do analisador de rede vetorial
Fichas didáticas	Sim
Equipamento de medida	Não
Kit de calibração	Não

## 2.3 MINI-CIRCUITS

A MINI-CIRCUITS [6] é líder global no desenho, produção e distribuição de componentes de radiofrequência e micro-ondas e montagens integradas. Os produtos da MINI-CIRCUITS são amplamente utilizados em aplicações comerciais, industriais e militares incluindo: redes móveis, aeroespacial, satélite, Mil-Spec, banda larga, RFID, instrumentação de teste, diagnóstico de imagem e muito mais.

### 2.3.1 Descrição da solução

O kit transceptor de micro-ondas UVNA-63 [7] didático da MINI-CIRCUITS inclui todos os elementos para criar um analisador de redes vetorial, desenvolver algoritmos dos parâmetros S e realizar medidas em tempo real em módulos de radiofrequência de 2 portos. O Kit compreende um circuito integrado

transcetor desenvolvido pela empresa israelita Vayyar em conjunto com componentes de radiofrequência da MINI-CIRCUITS. O controlo do sistema é realizado através de um programa suportado nos ambientes Python e MATLAB.

O kit da MINI-CIRCUITS inclui os seguintes elementos:

- **Analisador de redes vetorial** – Placa transceptora da Vayyar, acopladores (10dB e 16dB), cabo 141 Hand-Flex e adaptadores.
- **Kit de calibração** – Curto-circuito, circuito-aberto, carga de  $50\Omega$  e ligação direta (thru).
- **Módulos de teste** – Filtro passa banda (2450 MHz), filtro passa baixo (1500 MHz), amplificador monolítico (GVA-84+), atenuadores de 1W (3dB, 6dB e 15dB) e terminação de  $50\Omega$ .

A Figura 4 ilustra a montagem do analisador de redes vetorial, para medição do módulo amplificador monolítico (GV-84+), que é o dispositivo designado DUT.

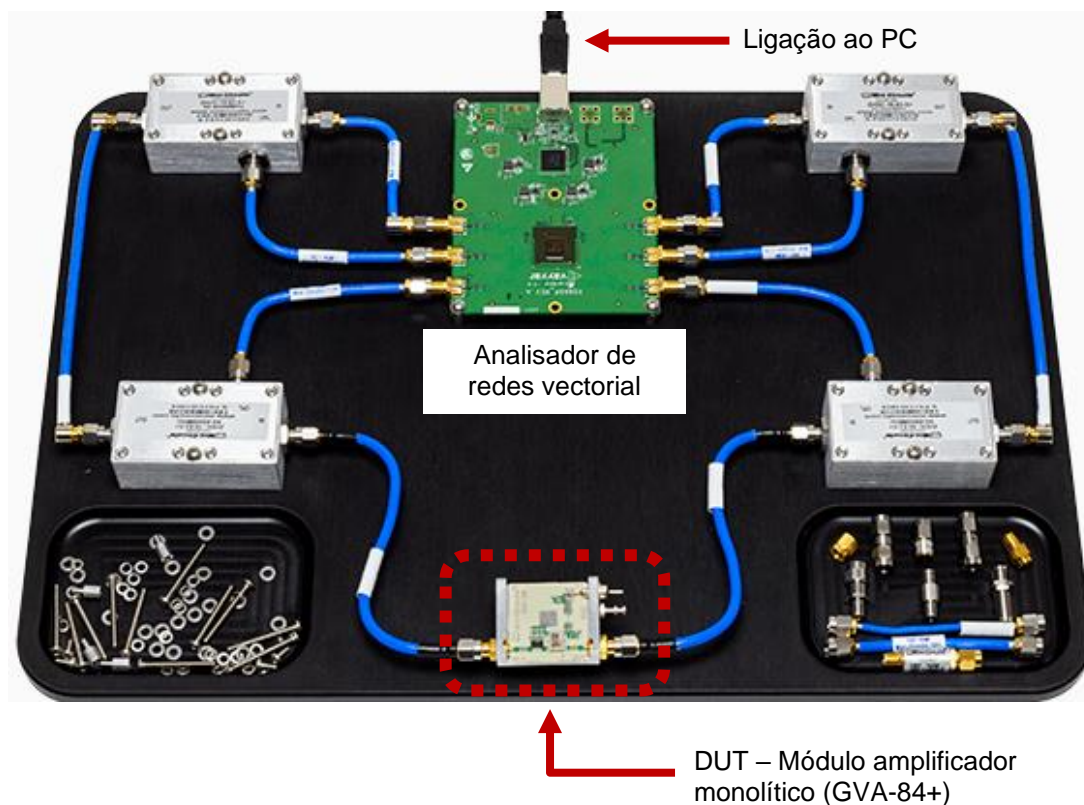


Figura 4 – Analisador de redes vetorial.

### 2.3.2 Ensino

Atendendo ao tipo de circuito de medida (analisador vetorial), este sistema permitirá a aprendizagem do funcionamento de um analisador de redes vetorial e realizar a medida dos parâmetros S de qualquer

quadripolo de uma forma pedagógica, por estar visível de uma forma modular todo o sistema de medida.

### 2.3.3 Características

A Tabela 3 traduz as características principais deste kit:

Tabela 3 – Características do kit da MINI-CIRCUITS

<b>Frequência de operação do kit</b>	<b>100MHz a 6GHz</b>
Tecnologia	Acoplador direcional coaxial
Montagem	Modular
Tipo de módulos	Componentes passivos no VNA e circuitos passivos e ativos na medição
Ligações dos módulos	Através de cabos
Tipo de fichas	SMA
Medição	Filtro passa banda, filtro passa baixo, placa de experiência amplificador monolítico, atenuadores de 3dB, 6dB e 15dB, terminação de 50Ω
Software	Utilização do software do analisador de rede vetorial
Fichas didáticas	Sim
Equipamento de medida	Sim
Kit de calibração	Sim

## 2.4 Resumo da pesquisa

A Tabela 4 resume o resultado da pesquisa do estado da arte de equipamentos laboratoriais para medidas de sistemas eletrônicos de radiofrequência e micro-ondas, que se organiza por ordem de complexidade dos elementos em estudo: componentes passivos e ativos (EDUCTIKA), sistemas de radiofrequência e micro-ondas (EXSTO) e analisador de redes vetorial modular (MINI-CIRCUITS).

Tabela 4 – Tabela de produtos didáticos de RF e micro-ondas

<b>Fabricante</b>	<b>Produto</b>	<b>Descrição</b>
EDUCTIKA	KIT	Kit para ensino de componentes passivos (ressoadores, filtros, divisores de potência, acopladores) e componentes ativos (transistores FET e TJB), permitindo a construção de elementos mais complexos, tais como amplificadores e filtros.
EXSTO	Kit XT101	O kit tem como objetivo o ensino em sistemas de radiofrequência, através de um maior contato com as suas estruturas básicas. O kit fornece aos alunos uma série de circuitos de microstrip, os quais trazem aos alunos a possibilidade de comprovar a teoria com a prática.
MINI-CIRCUITS	UVNA-63	O kit inclui todos os elementos para criar um analisador de redes vetorial, desenvolver algoritmos dos parâmetros S e realizar medidas em tempo real em módulos de radiofrequência de 2 portos.

As soluções didáticas apresentadas acima têm as ligações e as alimentações dos componentes dos circuitos independentes, ou seja, além de ser necessário realizar as ligações aos diversos componentes para formar o circuito didático, também é preciso ligar a alimentação de alguns componentes.

As duas primeiras soluções didáticas apresentadas não incluem os equipamentos de medida, pelo que, é indispensável adquirir estes equipamentos profissionais, para cada solução didática.

A solução do fabricante MINI-CIRCUITS inclui no kit didático o analisador vetorial, pelo que, tem um custo mais elevado do que as outras soluções, no entanto, tem um custo menos elevado do que um equipamento profissional de medida, sendo contudo menos preciso.

*Página intencionalmente deixada em branco*



## 3 Desenvolvimento do RFLabKit

Este capítulo descreve o processo de desenvolvimento dos elementos principais do método de medida e está estruturado nas seguintes secções:

- 3.1 Requisitos Gerais – Definição dos requisitos dos módulos;
- 3.2 Desenho do sistema – Desenho conceptual da arquitetura do RFLabKit;
- 3.3 Elementos dos módulos – Projeto dos elementos principais do módulo, tais como, dimensionamento de circuitos e simulação em radiofrequência e eletromagnética;
- 3.4 Descrição dos módulos – Descrição da implementação dos quatro módulos de demonstração do método de medida;
- 3.5 Software SGE – Resumo das funcionalidades da aplicação do software de gestão, responsável pelo controlo e comando de cada módulo, obtenção automática do esquema e apresentação dos resultados, que corresponde ao interface principal com o utilizador.

Na conceção do projeto do RFLabKit foram utilizados vários tipos de ferramentas de programas e linguagens de programação, que são listados no Anexo A.

### 3.1 Requisitos Gerais

Método laboratorial modular de medição de sistemas eletrónicos de radiofrequência e micro-ondas, relativamente ao qual se pretende a realização de um sistema demonstrador, constituído por módulos de medida e software de Gestão (Figura 5).

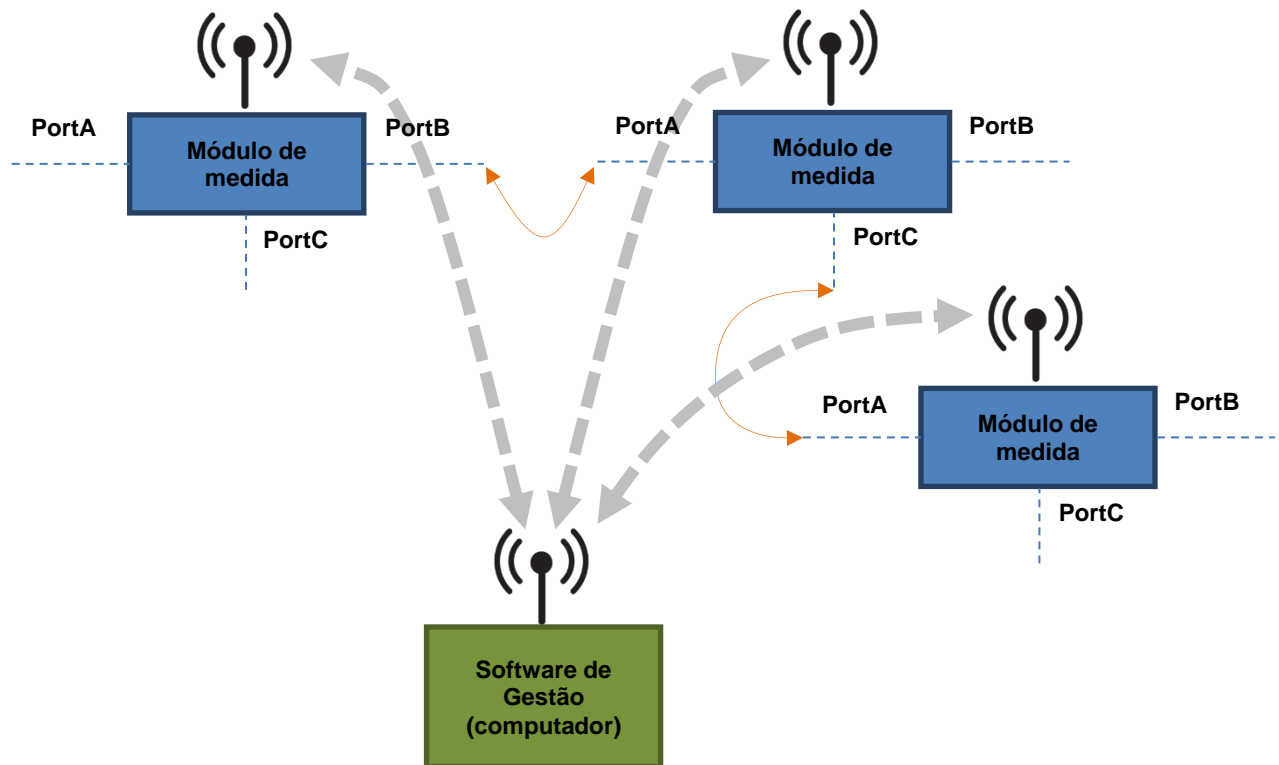


Figura 5 – Esquema geral do RFLabKit constituído por módulos de medida e software de Gestão.

O módulo de medida compreende os seguintes requisitos:

- Frequência de trabalho entre 1GHz e 3GHz;
- Três portas de entrada/saída de RF com referência a  $50\Omega$ ;
- A alimentação externa de qualquer circuito realiza-se através dos respetivos portos de RF;
- Alimentação externa entre 20 a 24V, realizada por ligação de um cabo a um dos módulos;
- Alimentações internas fixas de 3.3V, 5V e 12V;
- Duas alimentações internas variáveis de 0 a 20V;
- Comunicação sem fios entre os módulos e a Gestão;
- Dimensão máxima da placa de 15x15cm.

O software de Gestão é a aplicação gráfica executada num computador pessoal (PC), que controla remotamente cada módulo e apresenta ao utilizador o resultado das medidas. A comunicação entre os módulos e a Gestão é realizada através de uma rede de comunicação sem fios.

Pretende-se que kit de demonstração do RFLabKit se baseie em quatro módulos específicos de teste: Malha de captura de fase, Amplificador, Filtro e Detetor.

## 3.2 Desenho do sistema

### 3.2.1 Estrutura Geral

Sendo objetivos do presente trabalho a implementação de um sistema de demonstração de um método de medida de sistemas eletrônicos de radiofrequência e micro-ondas, denominando por RFLabKit, cuja estrutura global é apresentada na Figura 6, compreendendo:

- **SGE** – Sistema de Gestão, que realiza todas as operações de medida e apresentação de resultados ao utilizador.
- **SMM** – Sistema de Medida Modular, baseado num conjunto de módulos que se interligam entre si, constituindo a base experimental para o utilizador, sendo controlados pelo SGE.
- **SCW** – Sistema de Comunicações Wireless, que garante a comunicação de dados bidirecional entre o SGE e o SMM.



Figura 6 – Estrutura geral do sistema de demonstração.

### 3.2.2 Sistema de comunicações Wireless (SCW)

Para o sistema de comunicações sem fios (wireless) existem inúmeras tecnologias de comunicação sem fios que podem ser utilizadas neste sistema, nomeadamente as do tipo Wireless Personal Area Network (WPAN) [8]. As tecnologias de comunicações sem fios mais comuns deste tipo são Bluetooth, ZigBee e WiFi.

O Bluetooth é uma tecnologia desenhada para comunicações sem fio de curto alcance (10 metros), baixo consumo, taxa transferência de dados média (10Mbps), comunicação direta entre dispositivos, e um número limitado de dispositivos com ligações em simultâneo. A comunicação Bluetooth é utilizada,

por exemplo, em impressoras (comunicação direta), na transferência de fotografias e de contatos, nas colunas de áudio e nos auscultadores/microfones sem fios.

O ZigBee é uma tecnologia de comunicação sem fios de alcance reduzido (10 a 20 metros), de mais baixo consumo comparado com a tecnologia Bluetooth, com uma taxa de transferência de dados baixa (250kbps) e tem capacidade de aumentar a distância de comunicação através do estabelecimento de uma rede Mesh. Os dispositivos ZigBee na rede Mesh funcionam como nós roteadores de comunicação que transferem os dados entre estes até chegar ao destino final. Esta tecnologia é utilizada essencialmente em sensores [8].

O WiFi é uma tecnologia de comunicação sem fios de alcance reduzido (até 100 metros), com um consumo moderado e elevadas taxas de transferência de dados (>100Mbps). O WiFi permite a interligação de vários dispositivos e ligação à internet através de um ponto de acesso (AP).

Após análise destas tecnologias concluiu-se ser mais adequado utilizar-se a rede WiFi para este sistema de demonstração, pelas seguintes razões:

- Capacidade de interligação de vários dispositivos em simultâneo;
- Elevada taxa de transferência de dados.

### 3.2.3 Sistema de Medida Modular (SMM)

O SMM é constituído por um conjunto de módulos interligados entre si através de cabos coaxiais, nos quais passam não só os sinais na banda de frequências do sistema de medida, considerados sinais AC (corrente alternada), mas também a tensão DC (corrente contínua) que funciona como alimentação dos módulos. Desta forma as referidas ligações estabelecem a configuração final do sistema a medir e permitem a autoalimentação dos módulos, evitando assim quaisquer outras ligações físicas.

A Figura 7 mostra como funciona o SMM e a Figura 8 mostra o esquema de portos de um módulo constituído por 3 portos (Porto A, Porto B e Porto C). Foram escolhidos 3 portos por permitir abranger a grande maioria dos circuitos de teste, destacando-se os seguintes circuitos que se pretende que sejam incluídos no kit didático:

- 1 porto – Oscilador, detetor;
- 2 portos – Amplificador, filtro, atenuador;
- 3 portos – Misturador, acoplador direcional, divisor em “T”.

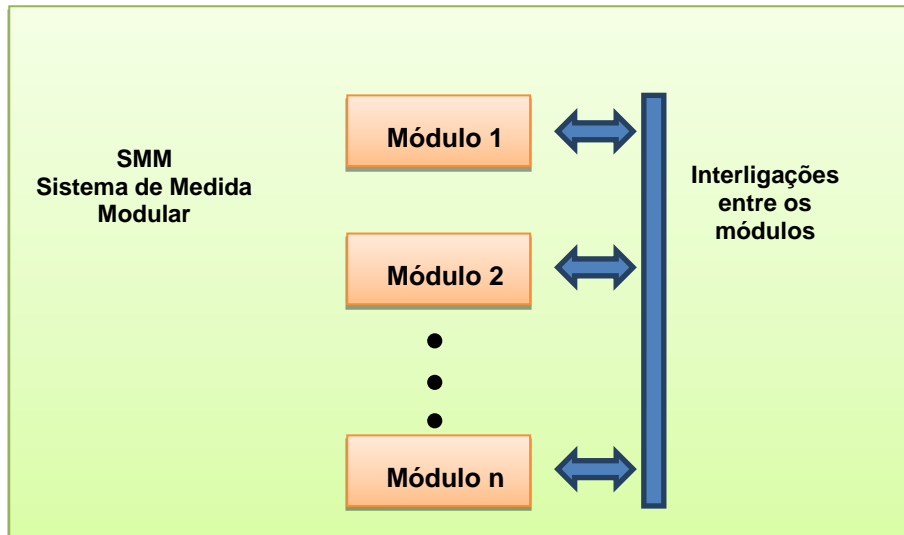


Figura 7 – Estrutura interna do SMM.

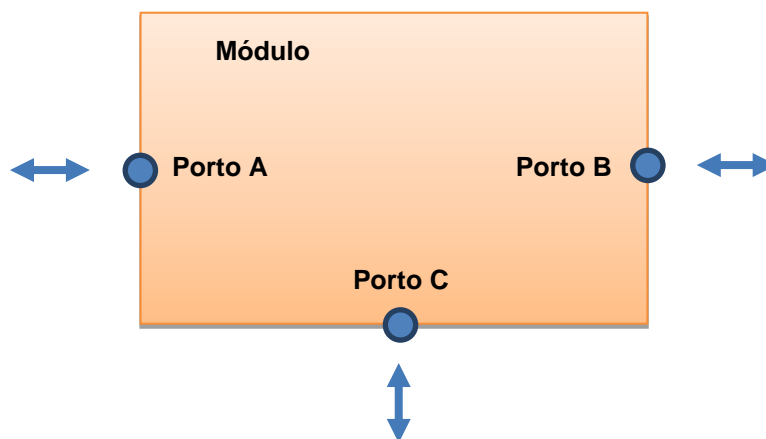


Figura 8 – Módulo com 3 portos.

Cada módulo possui uma arquitetura constituída pelos seguintes elementos, subdivididos em duas grandes áreas (Figura 9):

- Área de teste – Associada ao dispositivo em teste, maioritariamente de RF:
  - DUT – Dispositivo a medir que é o elemento principal e que vai ser determinante na medida laboratorial em que este se vai inserir, podendo ser por exemplo um amplificador, um filtro, um oscilador, ou um misturador.
  - Bias Tee – T de alimentação que estabelece a ligação entre o porto de entrada do módulo com sinal de RF e tensão DC (RF+DC) e o módulo a medir com apenas sinal (RF), extraíndo a respetiva tensão contínua (DC), para alimentação do módulo e alimentação dos restantes módulos ligados a jusante deste. Cada porto do módulo

possuirá um Bias Tee, existindo 3 unidades Bias Tee no exemplo da Figura 9 (um por cada porto), sendo os 3 sinais DC combinados por intermédio de uma eletrónica de interface.

- Área de controlo – Compreendendo alimentação, interface, processamento e comunicações:
  - Detetor de ligação, fontes de alimentação e outra eletrónica – Realizam a função de deteção da forma como estão interligados os módulos a montante e a jusante deste módulo, geram as tensões DC fixas e variáveis para alimentação do módulo e do DUT, e incluem outra eletrónica de interface.
  - Microcontrolador SoC – Constituída por um microcontrolador, com memória, capacidade de processamento, entradas/saídas analógicas e digitais (I/O, DAC, ADC, I2C, SPI e RS232), e interface de comunicações sem fio (WiFi e Bluetooth).
  - Sistema de comunicações – Que compreende o sistema de comunicações WiFi, nomeadamente os módulos emissor, recetor, antena e software de comunicações.

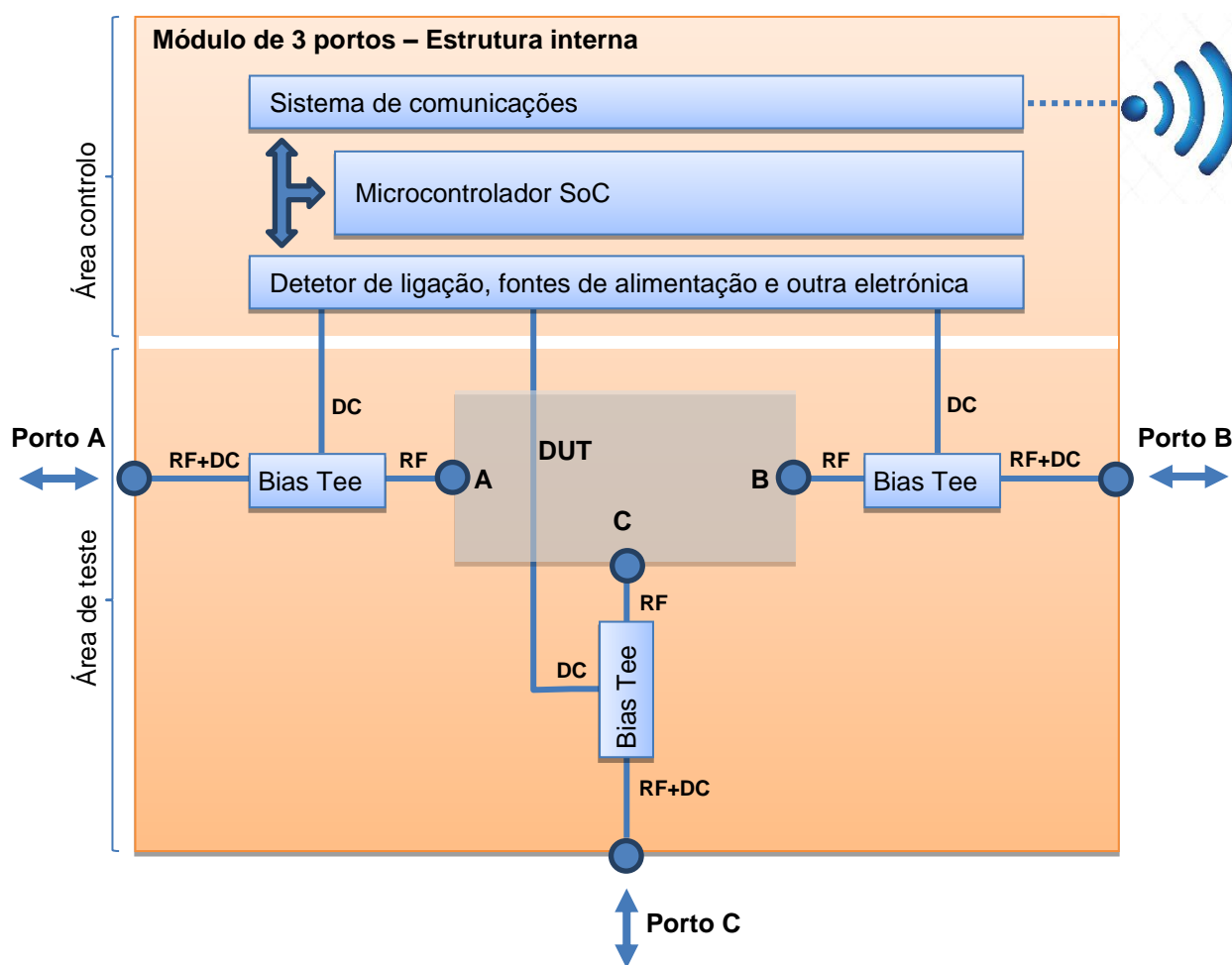


Figura 9 – Estrutura interna para um módulo de 3 portos.

### 3.2.4 Sistema de Gestão (SGE)

O Sistema de Gestão compreende o interface gráfico do sistema de demonstração que executa as seguintes funções:

- Controlo remoto de cada módulo;
- Obtenção automática do esquema das ligações entre os vários módulos;
- Medidas dos módulos;
- Apresentação dos resultados das medidas.

O SGE utiliza o protocolo de transporte de mensagens leve Message Queuing Telemetry Transport (MQTT) [9] para comunicar com os módulos na transmissão e receção de mensagens.

O MQTT, conhecido vulgarmente por “mosquitto”, é um protocolo de transporte de mensagens de publicação e subscrição que foi desenhado para a troca eficiente de dados em tempo real e com um tamanho pequeno de código, adequado para comunicação em contextos M2M (Machine-to-Machine) e IoT (Internet of Things) [9]. Atualmente, o MQTT é utilizado numa ampla variedade de indústrias, tais como automóvel, fábricas, telecomunicações, petróleo, gás e outras [10].

A Figura 10 ilustra a comunicação entre os módulos e o SGE através do protocolo MQTT. O intermediário (broker) MQTT funciona como uma *queue* onde são publicadas (publishers) mensagens pelos clientes (módulos ou SGE) e as mensagens são distribuídas aos subscritores (subscribers). A comunicação entre os módulos ou entre o módulo e o SGE não é direta, ou seja, a comunicação entre os diversos atores é intermediada pelo MQTT broker.

Por exemplo quem quer distribuir uma dada informação publica-a no intermediário MQTT (publish) e quem a pretender receber subscrive-a no intermediário MQTT (subscribe), podendo esta ser recebida por vários subscritores.

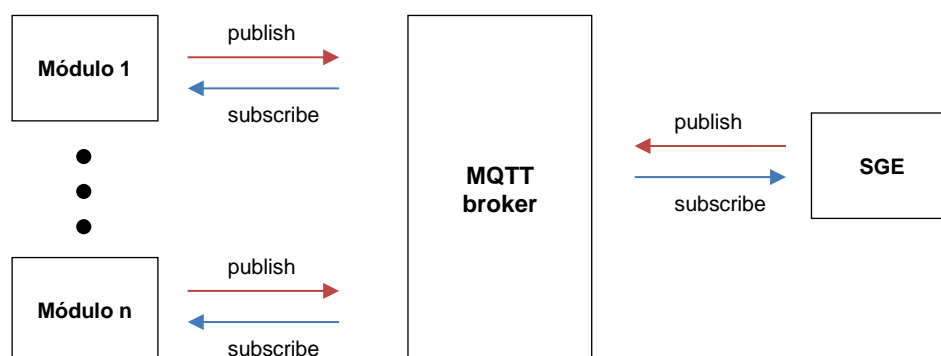


Figura 10 – Arquitetura de comunicação entre os módulos e o SGE através do protocolo MQTT.

## 3.3 Elementos dos módulos

### 3.3.1 Microcontrolador SoC

O microcontrolador SoC [11] utilizado neste projeto foi escolhido tendo em conta a facilidade de desenvolvimento rápido de software através de uma linguagem de alto nível, como é a linguagem Python [12], comparativamente como uma linguagem de baixo nível. Por exemplo, a linguagem C é considerada atualmente uma linguagem de baixo nível porque não tem gestão automática da memória.

A linguagem Python para microcontroladores é o MicroPython [13] que é a transcrição eficiente da implementação de referência CPython versão 3 e inclui um pequeno subconjunto da biblioteca padrão Python. O MicroPython é otimizado para funcionar em microcontroladores e utiliza um código compacto que ocupa 256kBytes de espaço e 16KBytes de RAM. Contudo o processamento do software em linguagem C é mais rápido do que em linguagem MicroPython, cerca de 45% [14].

A linguagem MicroPython foi transportada para as seguintes plataformas [15]: pyBoard (STM32F405RG), ESP8266, ESP32, RP2 (RP2040) e WiPy. A plataforma ESP32 é uma versão superior à versão ESP8266 e a plataforma WiPy também utiliza o microcontrolador ESP32. A plataforma RP2 utiliza o microcontrolador RP2040 da RaspBerry e a pyBoard utiliza o microcontrolador STM32F405RG da STMicroelectronics.

A Tabela 5 lista as referidas plataformas e identifica: a plataforma e o microcontrolador SoC; a referência da plataforma; o nome do fabricante e a arquitetura do microcontrolador SoC, incluindo a frequência máxima de relógio e o processo de fabrico; o tamanho da memória flash e da RAM; e a especificação WiFi e Bluetooth.

Tabela 5 – Plataformas suportadas pela linguagem MicroPython

<b>Plataforma/ Microcontrolador</b>	<b>Referência</b>	<b>Fabricante/Arquitetura</b>	<b>Flash/RAM (bytes)</b>	<b>WiFi/ Bluetooth</b>
pyBoard STM32F405RG	PYBv1.1 [16]	STMicroelectronics Arm 32-bit Cortex M4 CPU @ 168MHz, 90nm	1024k/196k	
ESP8266	ESP- WROOM-02D [17]	Espressif Xtensa L106 32-bit RISC @ 80MHz, 40nm	4M/50k	WiFi: 802.11 b/g/n
ESP32	ESP32- WROOM-32D [18]	Espressif Xtensa Dual-Core 32-bit LX6 @ 240 MHz, 40nm	4M/520k	WiFi: 802.11b/g/n Bluetooth: v4.2 +EDR, Class 1, 2 and 3



WyPy ESP32	WyPy 3.0 [19]	Expressif Xtensa Dual-Core 32-bit LX6 @ 240 MHz, 40nm	8M/4M	WiFi: 802.11b/g/n Bluetooth: v4.2 +EDR, Class 1, 2 and 3
RP2 RP2040	SC0915 [20]	RaspBerry Dual ARM Cortex-M0+ @ 133MHz	16M/264K	

A plataforma escolhida para este projeto foi a ESP32 uma vez que, além de ser possível utilizar a linguagem MicroPython, tem embutida comunicação sem fios WiFi, que é o meio de comunicação especificado na secção 3.1.

A Figura 11 ilustra a imagem da unidade de processamento ESP32 utilizada neste projeto.



Figura 11 – Plataforma ESP32.

A Figura 12 esquematiza as ligações do microcontrolador SoC com o exterior.

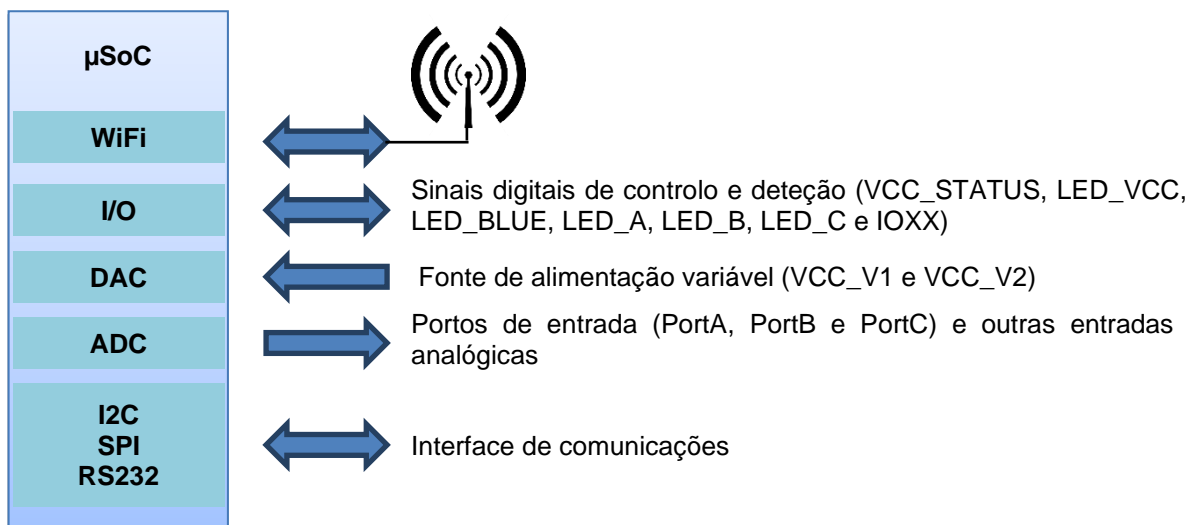


Figura 12 – Esquema de ligações geral do microcontrolador SoC.

## 3.3.2 Circuito T de alimentação (Bias Tee)

### 3.3.2.1 Dimensionamento do circuito

O circuito T de alimentação é o elemento que separa as componentes AC e DC, permitindo que se usem as ligações através de cabos coaxiais para condução dos sinais AC e ao mesmo tempo se alimente o circuito em DC.

Conforme representado na Figura 13 o circuito compreende 3 portos (RF+DC, RF e DC, representados na figura por J2, J3 e PortA, respetivamente), sendo a condução do sinal RF assegurada por um condensador (C2 e C14 na figura) entre os portos RF+DC e RF, que se comporta como um curto-circuito para RF e um circuito-aberto para DC. Por outro lado, a condução da alimentação DC é assegurada por uma bobina (L1 na figura) entre os portos RF+DC e DC, que se comporta como um curto-circuito para DC e um circuito-aberto para RF. Para garantir um melhor isolamento entre os sinais de RF e o porto DC adiciona-se um condensador à massa (C3 e C15 na figura), que contribui para se minimizar a realimentação entre os portos.

De realçar que, para realizar cada uma das capacidades referidas acima utilizaram-se dois condensadores, com uma década de separação entre eles, uma vez que para se fazer um bom curto-circuito em RF é necessária uma capacidade o mais elevada possível, mas quanto maior é a capacidade menor é a sua frequência de ressonância. Considerando difícil de garantir um bom curto-circuito na banda de frequências especificada, optou-se por utilizar duas capacidades em paralelo.

As ligações dos portos de RF+DC e RF são realizadas através de fichas SMA fêmea e o nó DC (PortA na figura) liga-se ao designado circuito de ligação entre portos (descrito adiante no §3.3.3.1).

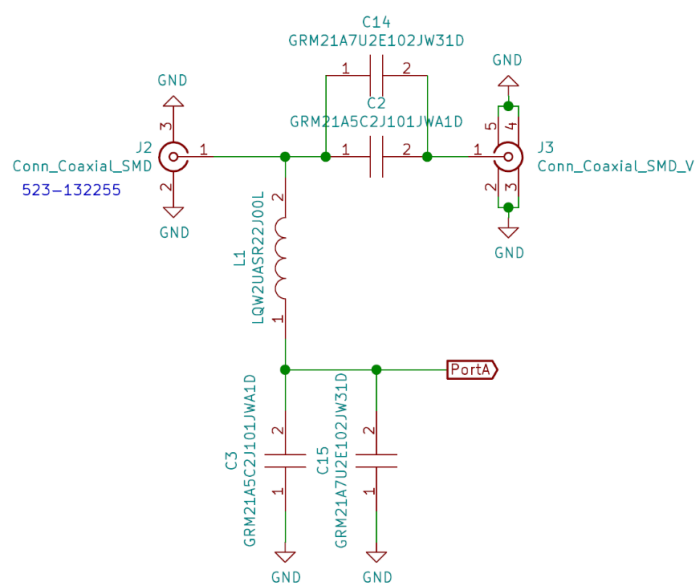


Figura 13 – Esquema do circuito T de alimentação.

Pretende-se que na banda de frequências de trabalho o circuito entre J2 e J3 se comporte como um curto-circuito o mais perfeito possível, para minimizar a sua influência, ou seja em termos de parâmetros de dispersão, deve aproximar-se da situação ideal (considerando-se J2 o porto 1 e J3 o porto 2):

$$|s_{11}| = |s_{22}| = 0 \quad |s_{21}| = |s_{12}| = 1 \quad (3.1)$$

De referir que os parâmetros de dispersão de um quadripolo, ou parâmetros S [21], caracterizam o seu comportamento em termos das ondas incidentes e refletidas nos seus dois portos (entrada – porto 1 e saída – porto 2). Os parâmetros de dispersão são valores complexos, dependentes da frequência, que relacionam as ondas incidentes e refletidas de entrada e saída, da mesma forma para outros parâmetros, tais como Y, Z, T e H que relacionam as tensões e as correntes de entrada e saída.

Os parâmetros S representam a raiz quadrada da potência incidente (nos portos de entrada e de saída, designadas  $a_1$  e  $a_2$ , respetivamente) e da potência refletida (nos portos de entrada e de saída, designadas  $b_1$  e  $b_2$ , respetivamente). As ondas são expressas pelas seguintes equações, onde  $k$  representa o porto (1 ou 2) e  $Z_0$  é a impedância de normalização ( $50\Omega$ ):

$$a_k = \frac{v_k + i_k Z_0}{2\sqrt{Z_0}} \quad e \quad b_i = \frac{v_k - i_k Z_0}{2\sqrt{Z_0}} \quad (3.2)$$

As ondas refletidas de um quadripolo relacionam-se com as ondas incidentes através de quatro parâmetros de dispersão, permitindo a seguinte representação matricial:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Os parâmetros  $s_{11}$  e  $s_{22}$  são os fatores de reflexão do porto de entrada e de saída, respetivamente, e os parâmetros  $s_{21}$  e  $s_{12}$  representam os ganhos direto e inverso, assumindo um gerador e uma carga normalizados ( $Z_0$ ). Neste contexto, os valores de  $|s_{21}|^2$  e  $|s_{12}|^2$  são, respetivamente, os ganhos de potência direto e inverso do quadripolo.

Para projetar os componentes e as ligações do circuito da Figura 13 realizaram-se simulações utilizando o programa ADS, no qual se utilizaram:

- Modelos das fichas SMA obtidos a partir de simulação eletromagnética;
- Modelo da bobina obtido a partir de simulação eletromagnética;
- Modelos dos condensadores obtidos a partir dos fabricantes;
- Modelo das linhas microstrip e ligações, utilizando as características da placa PCB (substrato FR4).

O fabricante das fichas SMA não disponibiliza informação técnica relativa aos parâmetros de dispersão, pelo que, optou-se por simular, através de análise eletromagnética 3D, cada uma das fichas (RF+DC e RF) em conjunto com as respetivas transições para microstrip, utilizando o programa CST Studio Suite 2020 [22] (§3.3.2.2 e §3.3.2.3).

Relativamente à bobina, atendendo a que as opções dadas pelos fabricantes têm fatores de qualidade e frequências de ressonância baixos, optou-se por construir uma bobina e modelá-la também através de análise eletromagnética 3D (§3.3.2.4).

Para o dimensionamento dos condensadores, considerou-se que a atenuação máxima de  $s_{21}$  introduzida pela bobina à massa deve ser inferior a  $A_{max} = 0.1dB$ , numa banda entre 1 e 3GHz, pelo que na situação mais desfavorável (frequência menor) e sendo  $Z_o = 50\Omega$ :

$$C > \frac{1}{2Z_o\omega\sqrt{10^{A_{max}/10} - 1}} \Rightarrow C > 10.4pF \quad (3.4)$$

Escolheu-se um condensador de 100pF (C2), referência GRM21A5C2J101JWA1D e de forma a melhorar o comportamento do circuito nas baixas frequências, acrescentou-se em paralelo um condensador de 1000pF (C14), referência GRM21A7U2E102JW31, ambos da Murata.

A Figura 14 apresenta o ganho associado ao quadripolo formado por uma capacidade em série (apenas C2, apenas C14 ou C2//C14), obtido por simulação, a partir dos parâmetros S dados pelo fabricante. Conforme se verifica na figura apenas é cumprido o requisito de atenuação máxima na solução de C2//C14.

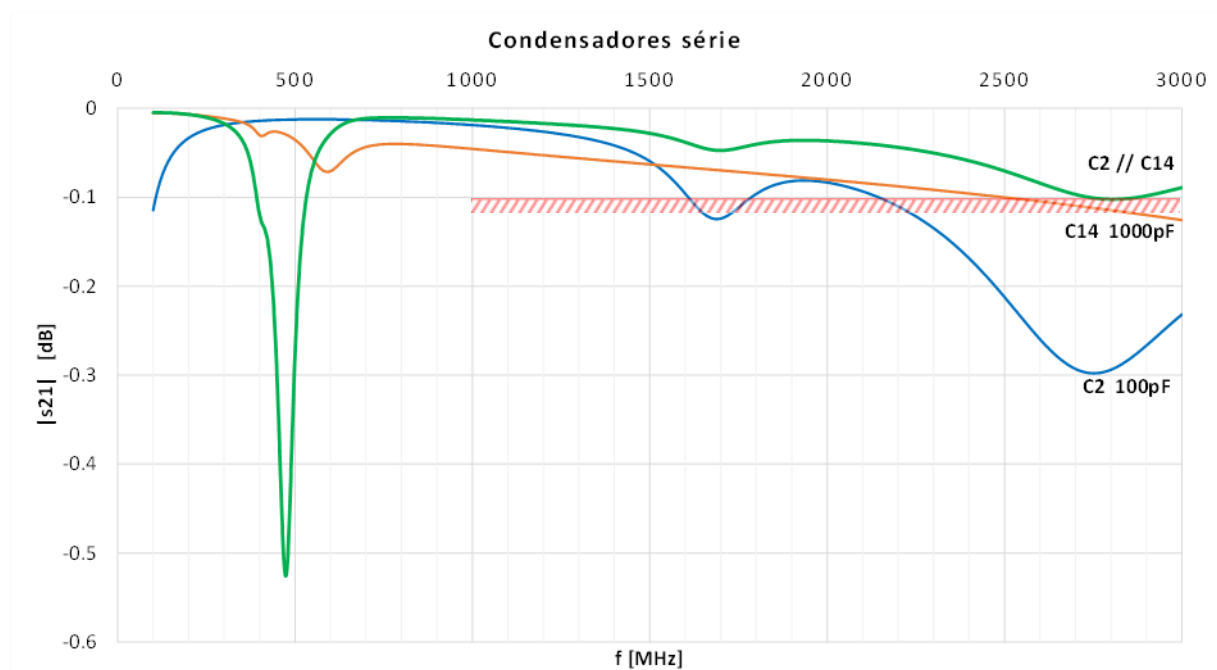


Figura 14 – Simulação de  $|s_{21}|$  para os condensadores de C2, C14 e C2//C14.

Para o dimensionamento da bobina, considerou-se que a atenuação máxima de  $s_{21}$  introduzida pela bobina à massa deve ser inferior a  $A_{max} = 0.1dB$ , na mesma banda de 1 a 3GHz, pelo que na situação mais desfavorável (frequência menor):

$$L > \frac{Z_0}{2\omega} \frac{1}{\sqrt{10^{A_{max}/10} - 1}} \Rightarrow L > 26.1nH \quad (3.5)$$

Seguindo a fórmula de Wheeler [23] para o cálculo da indutância de uma bobina cilíndrica de uma camada, em que  $d$  é o diâmetro da bobina (em mm),  $l$  o comprimento (em mm) e  $n$  o número de espiras (Figura 15):

$$L = 39.37 \frac{d^2 n^2}{18d + 40l} [nH] \quad (3.6)$$

foi dimensionada uma bobina com os seguintes parâmetros:

$$L = 27.3nH \quad n = 4, \quad d = 2.2mm, \quad l = 1.8mm \quad (3.7)$$

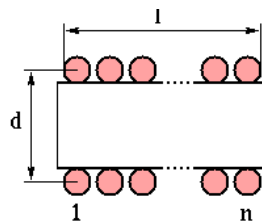


Figura 15 – Parâmetros de dimensionamento de uma bobina cilíndrica.

Foi considerado o valor de  $A_{min} = 50dB$  como especificação para o isolamento mínimo entre os portos RF+DC e DC (respetivamente J2 e PortA na Figura 13), para a banda de 1 a 3GHz. Assumindo os condensadores ligados à massa (C3 e C15) com os mesmos valores que os condensadores série (C2=100pF e C14=1000pF), e a bobina dimensionada acima, a atenuação no caso mais desfavorável (1GHz), cumpre com o especificado:

$$|s_{21}| = \frac{\frac{2Z_0}{\omega L}}{\sqrt{\left(1 + \frac{C}{L} Z_0^2\right)^2 + \left(\omega C Z_0 - \frac{2}{\omega L} Z_0\right)^2}} \Rightarrow A = -20 \log_{10} |s_{21}| = 55.8dB \quad (3.8)$$

Nas subsecções seguintes apresentam-se as simulações eletromagnéticas das fichas SMA e da bobina, assim como das respetivas transições para microstrip, utilizando o programa CST Studio 2020, tendo sido usados os seguintes materiais:

- Ficha SMA
  - Corpo metálico – Latão
  - Isolante interno – PTFE
- Bobina
  - Fio condutor – Cobre
- Microstrip
  - Superfície metálica – Cobre
  - Substrato – FR4

### 3.3.2.2 Simulação eletromagnética da ficha exterior

A Figura 16 representa a modelação 3D da ficha exterior (RF+DC), do tipo SMA de montagem lateral no PCB, estando também incluída a transição para a microstrip.

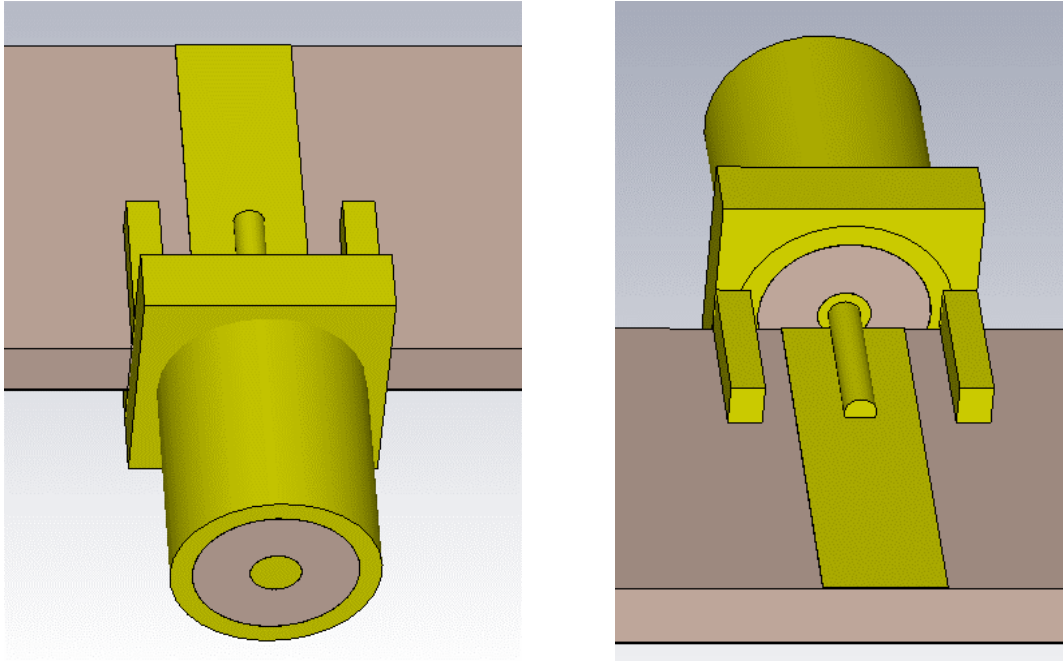


Figura 16 – Modelação 3D da ficha interior e transição para microstrip.

A Figura 17 representa os resultados da simulação dos campos eléctrico e magnético à superfície, para a frequência de 2GHz, onde se identifica a zona de maior impacto da descontinuidade existente na ficha SMA, provocada pela transição entre o meio coaxial e a microstrip.

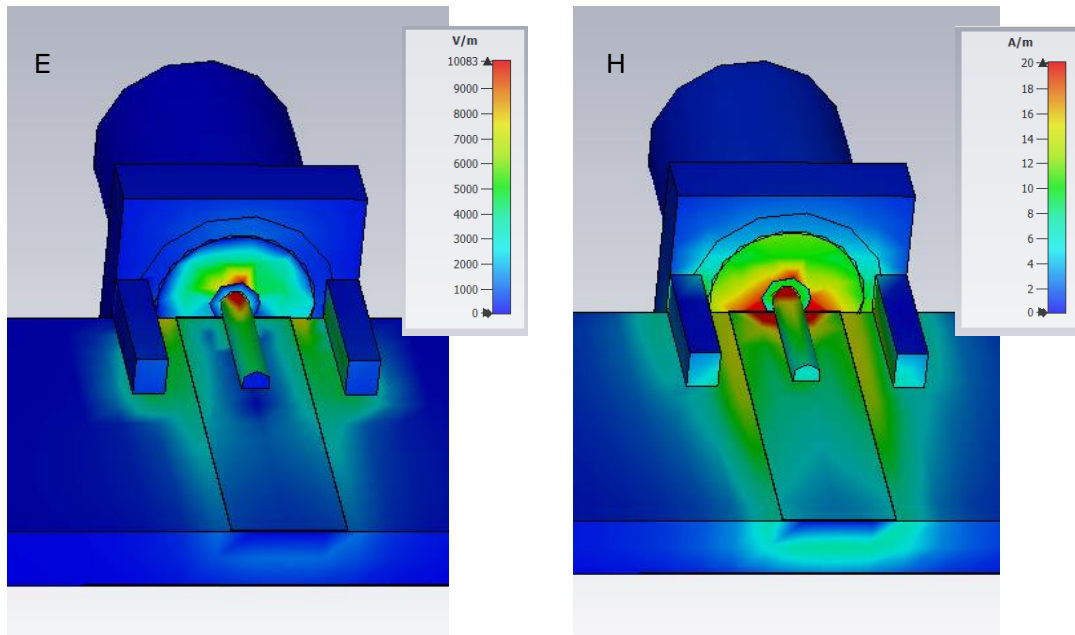


Figura 17 – Resultados da simulação para os campos elétrico (E) e magnético (H) à superfície para 2GHz.

Para efeitos de simulação do circuito T de alimentação obtiveram-se os parâmetros de dispersão da ficha exterior, verificando-se a 2GHz, através do  $s_{21}$  e  $s_{12}$ , umas perdas de cerca de 0.1dB (Figura 18) e um fator de reflexão aproximado de -29dB e -26dB (Figura 19), respetivamente para os portos coaxial e microstrip. De referir que a adaptação no porto coaxial é um pouco melhor, que se justifica pela regularidade e homogeneidade da sua estrutura.

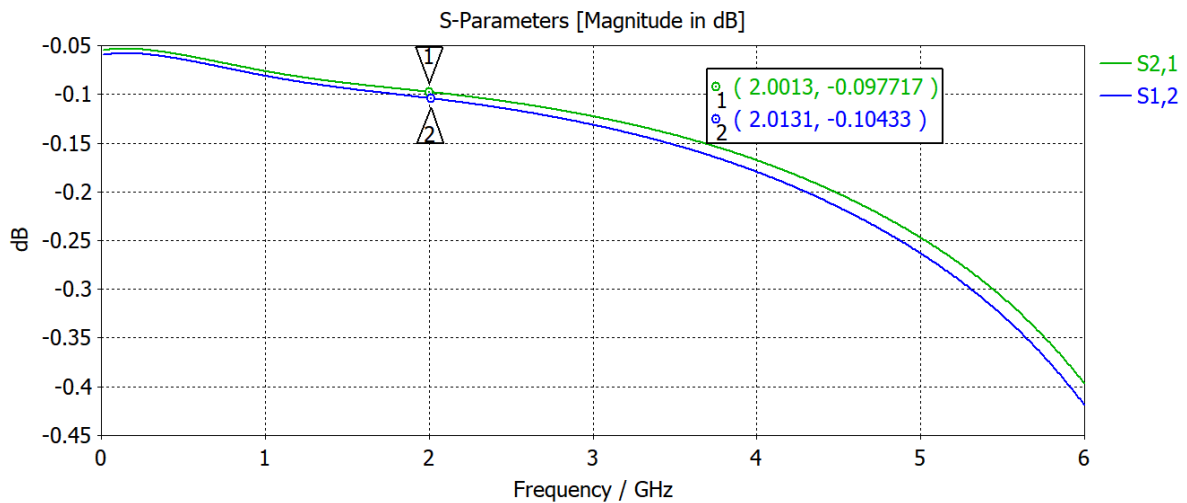


Figura 18 – Parâmetros de dispersão  $s_{21}$  e  $s_{12}$  da ficha exterior.

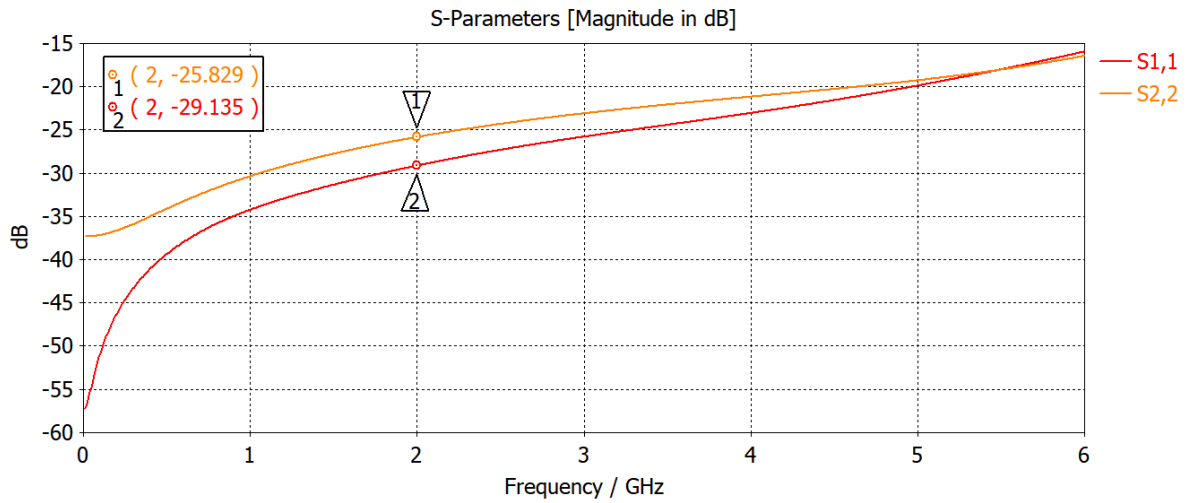


Figura 19 – Parâmetros de dispersão  $s_{11}$  e  $s_{22}$  da ficha exterior.

### 3.3.2.3 Simulação eletromagnética da ficha interior

A Figura 20 representa a modelação 3D da ficha interior (RF), do tipo SMA de montagem vertical no PCB, estando também incluída a transição para a microstrip.

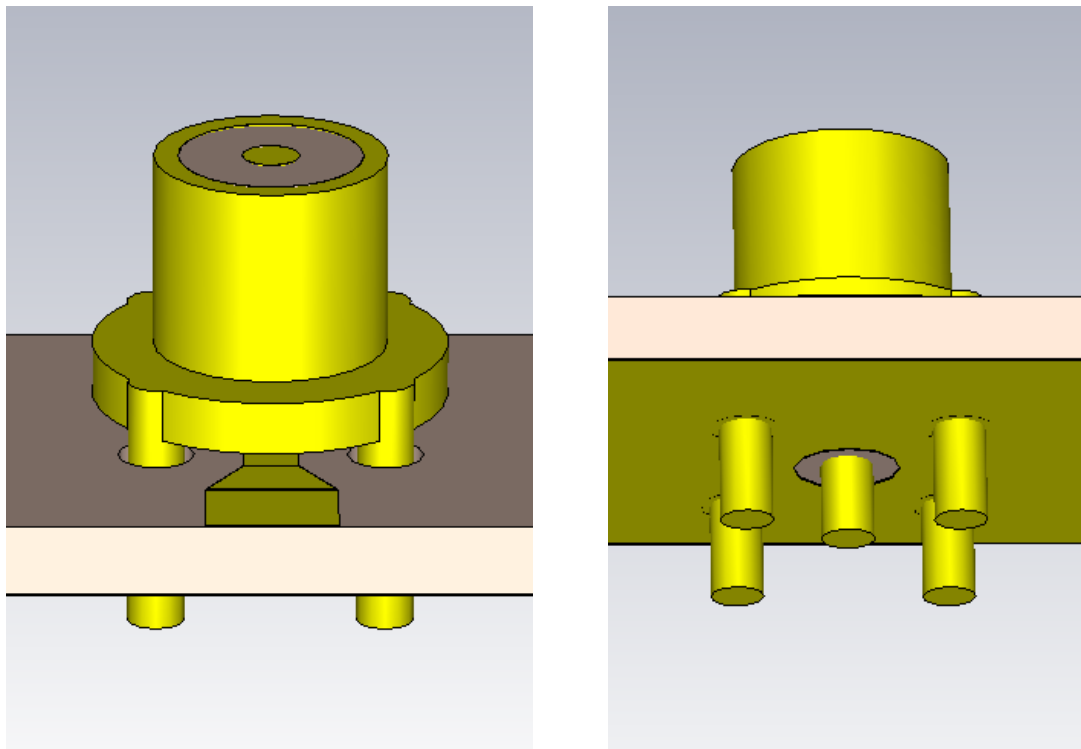


Figura 20 – Modelação 3D da ficha interior e transição para microstrip.



A Figura 21 representa os resultados da simulação dos campos elétrico e magnético à superfície, para a frequência de 2GHz, onde se identifica a zona de maior impacto da descontinuidade existente na ficha SMA, provocada pela transição entre o meio coaxial e a microstrip.

Nas imagens da parte de baixo da figura foi retirada a estrutura metálica da ficha para melhor observação da referida zona de transição.

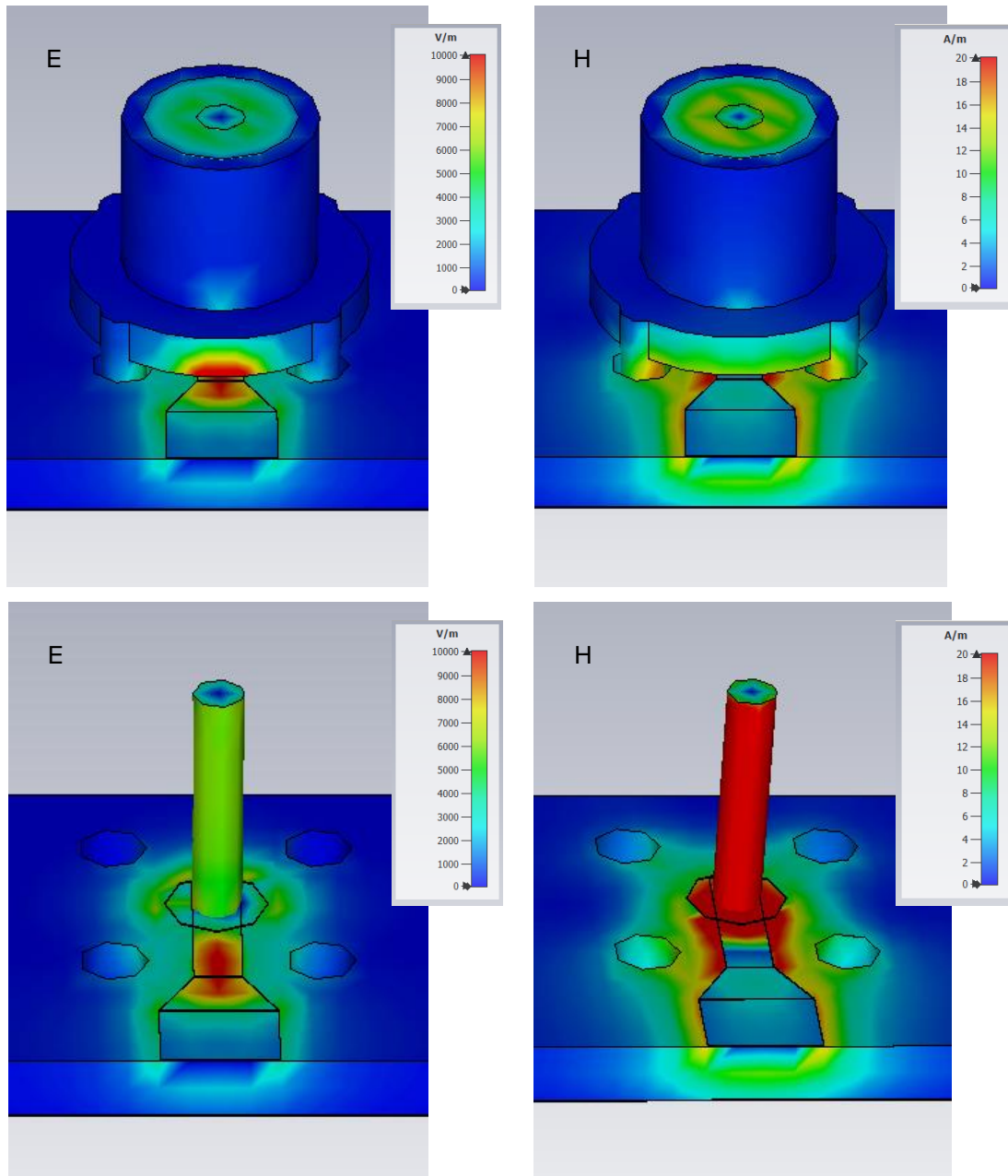


Figura 21 – Resultados da simulação para os campos elétrico (E) e magnético (H) à superfície para 2GHz.

A partir dos parâmetros de dispersão da ficha interior, conclui-se que a 2GHz as perdas para  $s_{21}$  e  $s_{12}$  são cerca de 0.2dB (Figura 22) e o fator de reflexão é aproximadamente -16dB (Figura 23). Pode-se concluir que a montagem da ficha interior tem cerca do dobro das perdas da montagem da ficha exterior, justificando-se esta situação pelo facto da ficha interior ter uma transição coaxial/microstrip com um ângulo de 90°, quando na ficha exterior não existe alteração de ângulo.

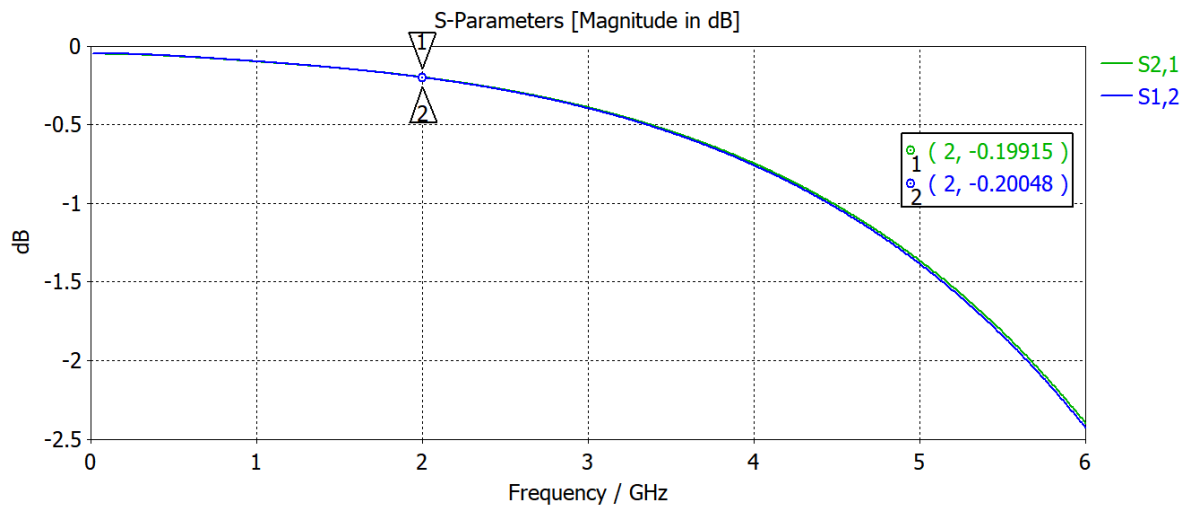


Figura 22 – Parâmetros de dispersão  $s_{21}$  e  $s_{12}$  da ficha interior.

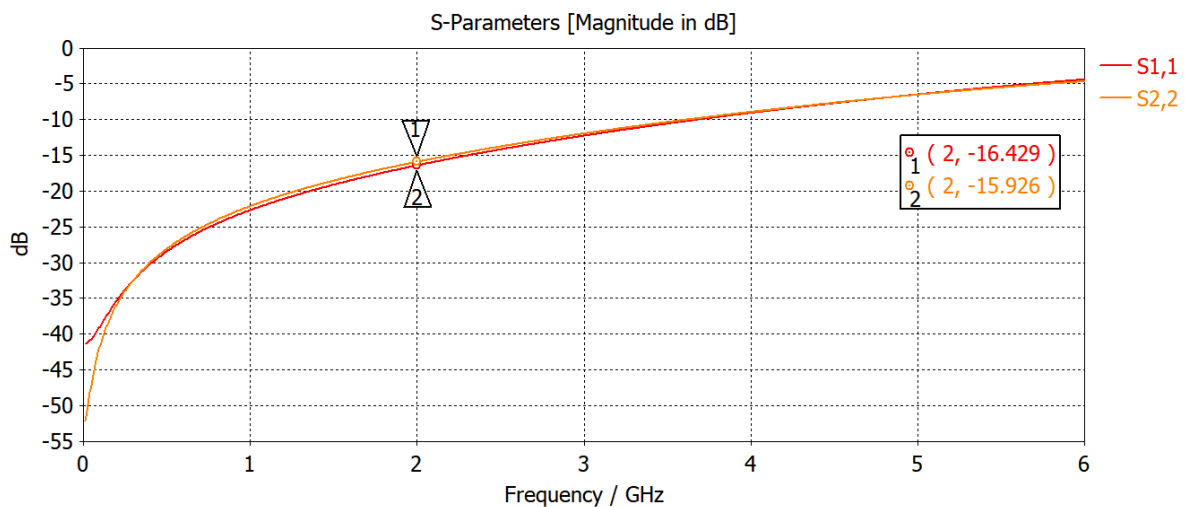


Figura 23 – Parâmetros de dispersão  $s_{11}$  e  $s_{22}$  da ficha interior.

### 3.3.2.4 Simulação eletromagnética da bobina do T de alimentação

A Figura 24 representa a modelação 3D da bobina inserida na microstrip.

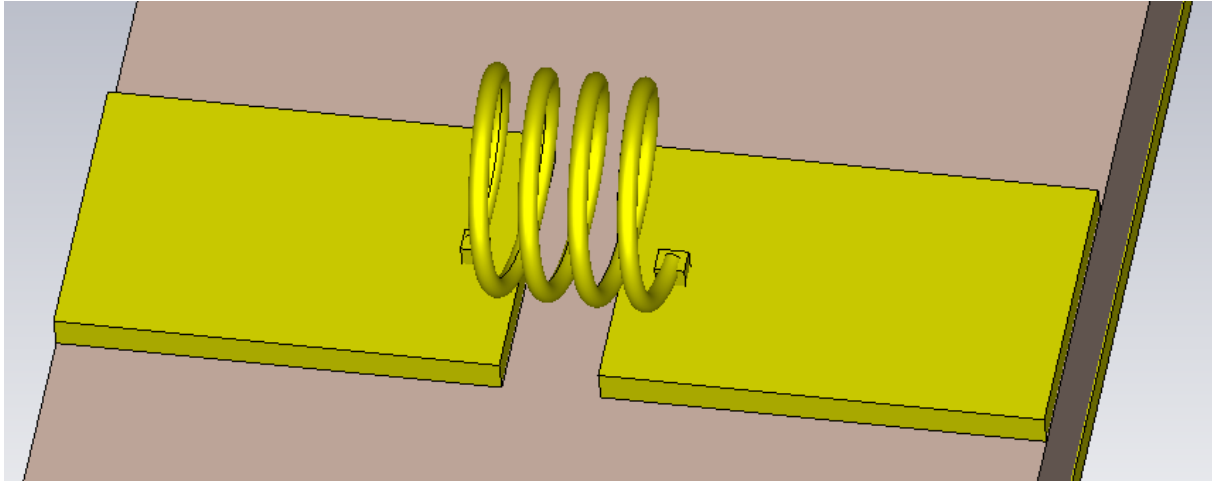


Figura 24 – Modelação 3D da bobina.

A Figura 25 mostra os resultados da simulação do campo magnético à superfície do plano transversal à bobina, para a frequência de 2GHz.

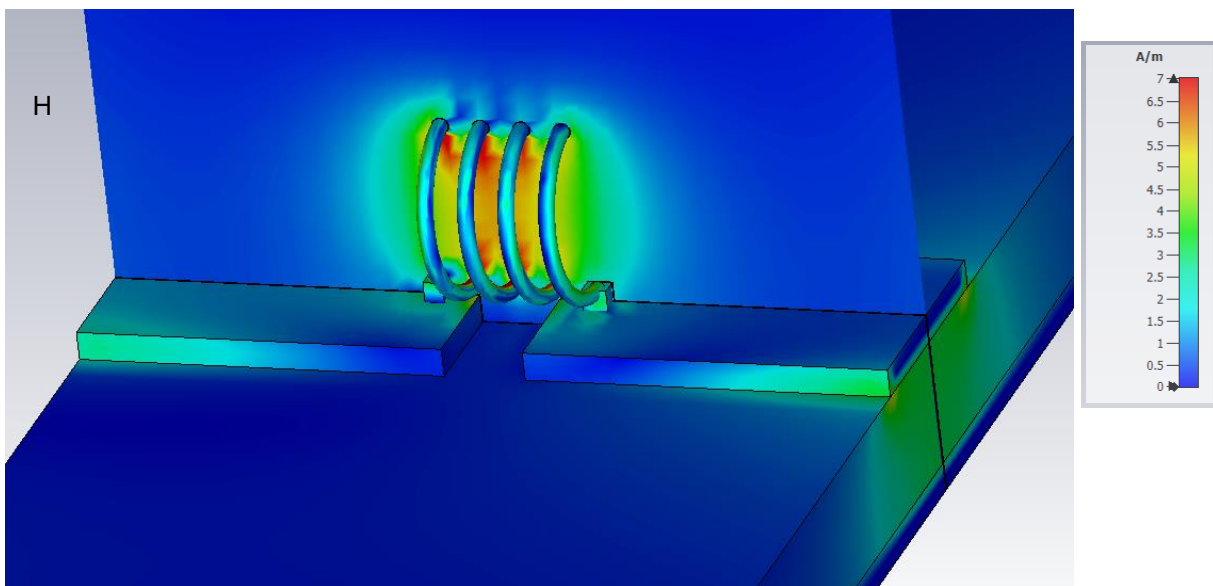


Figura 25 – Resultados da simulação para o campo magnético (H) à superfície do plano transversal a 2GHz.

O programa CST Studio deu como resultado um ficheiro com os parâmetros S do quadripolo, no formato Touchstone, com a extensão s2p.

A representação da impedância da bobina na carta de Smith (Figura 26), permite-nos concluir que esta não pode ser modelada por uma indutância simples, sendo indutiva até à frequência de ressonância e capacitiva a partir daí. A partir dos gráficos da parte real e da parte imaginária da impedância da bobina (Figura 27), obtêm-se os seguintes valores:

$$L_{eq} = 28.4nH \quad R_{eq} = 0.51\Omega @ 1GHz \quad f_{ress} = 2.08GHz \quad (3.9)$$

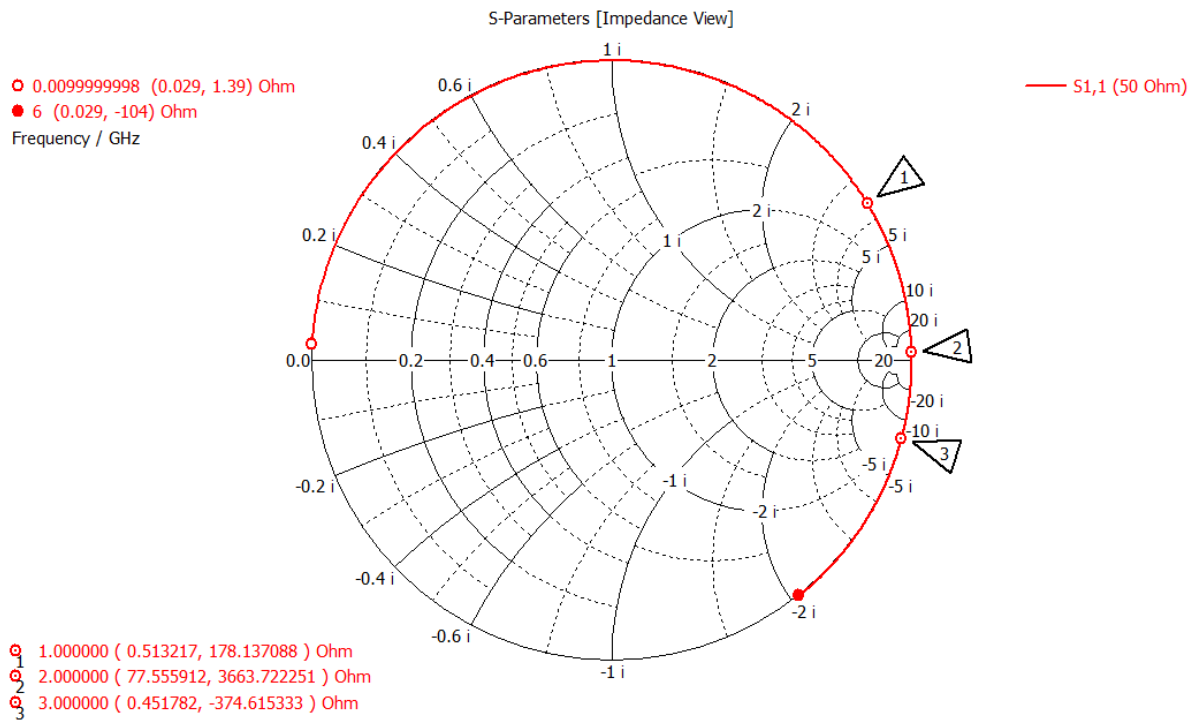


Figura 26 – Representação do fator de reflexão da bobina como carga.

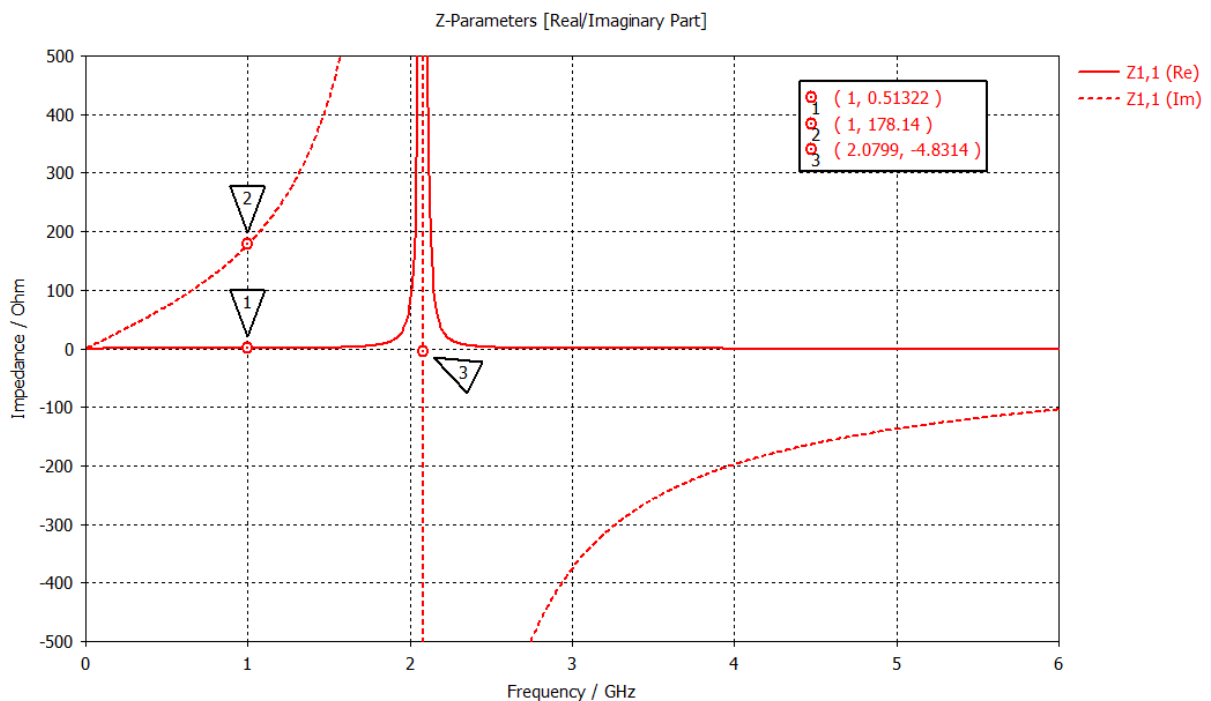


Figura 27 – Impedância da bobina (partes real e imaginária)

A Figura 28 representa o módulo de  $s_{21}$  do quadripolo formado pela bobina à massa, a qual permite concluir que a bobina projetada cumpre com o especificado no §3.3.1 ( $A_{max} = 0.1dB$ , na banda de 1 a 3GHz).

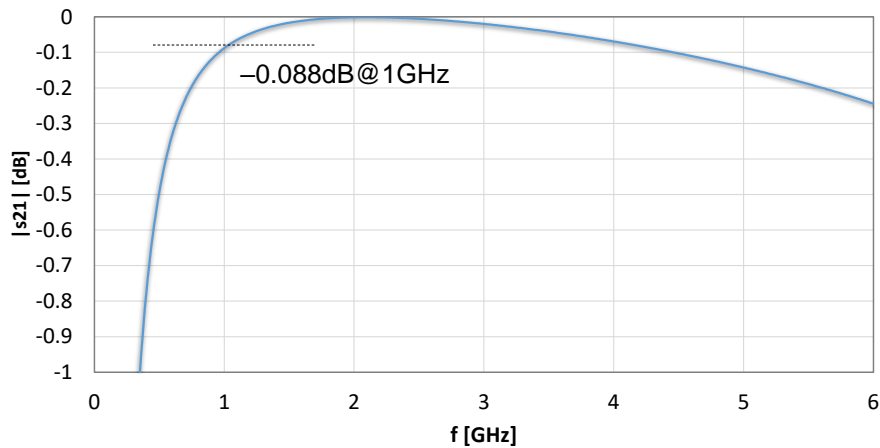


Figura 28 – Ganho do quadripolo  $|s_{21}|$  formado pela bobina à massa.

### 3.3.2.5 Simulação do circuito T de alimentação

Para simulação do circuito T de alimentação utilizou-se o programa ADS 2016 [1], cujo esquema apresenta-se na Figura 29, tendo-se utilizado os seguintes elementos:

- **MSub1** – Substrato para as linhas microstrip, caracterizado pelos parâmetros elétricos e físicos do substrato FR4;
- **SMA\_EDGE** – Parâmetros S da transição da ficha exterior para a linha microstrip, obtidos por simulação eletromagnética (§3.3.2.2);
- **SMA\_VERT** – Parâmetros S da transição da ficha interior para a linha microstrip, obtidos por simulação eletromagnética (§3.3.2.3);
- **Bobina\_4\_espiras** – Parâmetros S da bobina do T de alimentação, obtidos por simulação eletromagnética (§3.3.2.4);
- **X1\_100pF/X1\_1000pF e X2\_100pF/X2\_1000pF** – Conjunto de duas capacidades em paralelo, para isolamento DC (X1) e para curto-circuito RF (X2), caracterizadas pelos parâmetros S dados pelo fabricante;
- **TL1** – Linha de transmissão microstrip para condução do sinal de RF, com  $W=2.9\text{mm}$ , correspondente a  $Z_0=50\Omega$ ;
- **TL2 e TL3** – Linhas de transmissão microstrip para condução do sinal DC, com  $W=0.25\text{mm}$ , correspondente a  $Z_0=134\Omega$ ;
- **Tee1** – Ponto de ligação da tomada DC, constituído por um T microstrip.

## Circuito T de alimentação

Simulação linear de 100MHz a 3GHz

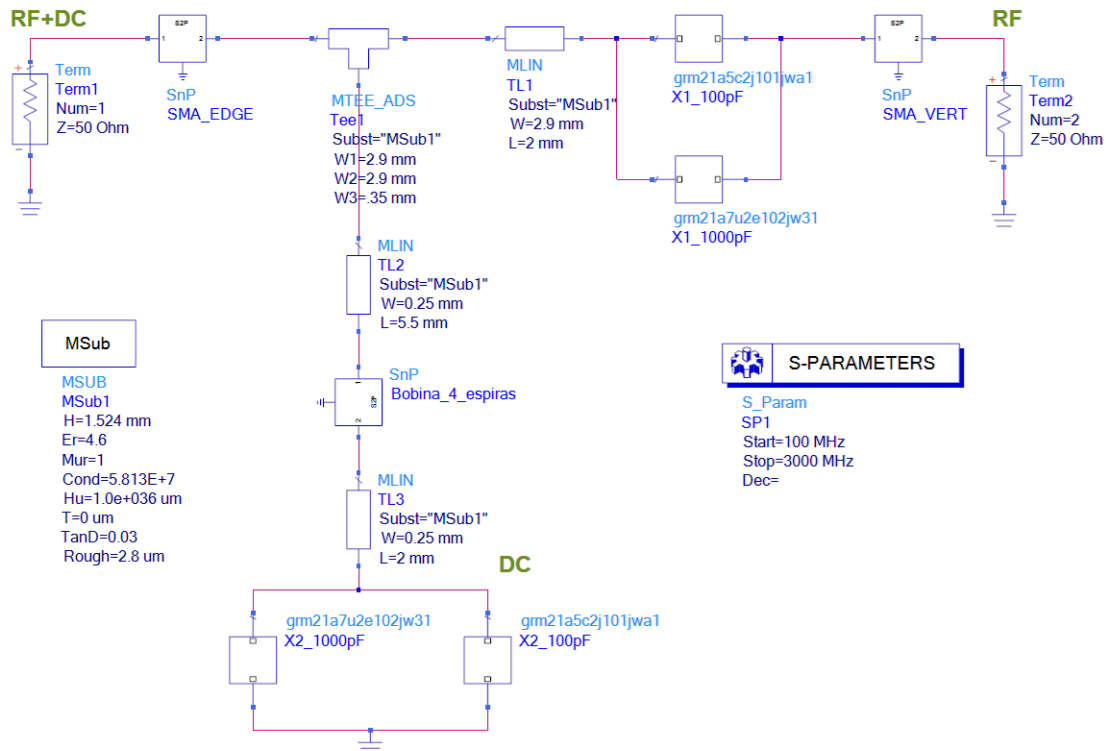


Figura 29 – Circuito T de alimentação.

Verifica-se através da simulação de  $s_{21}$  que o circuito tem uma atenuação inferior a 0.52dB na banda especificada de 1 a 3GHz (Figura 29). Contudo a atenuação máxima de 0.52dB é assegurada uma banda superior que vai desde 508MHz a 3GHz.

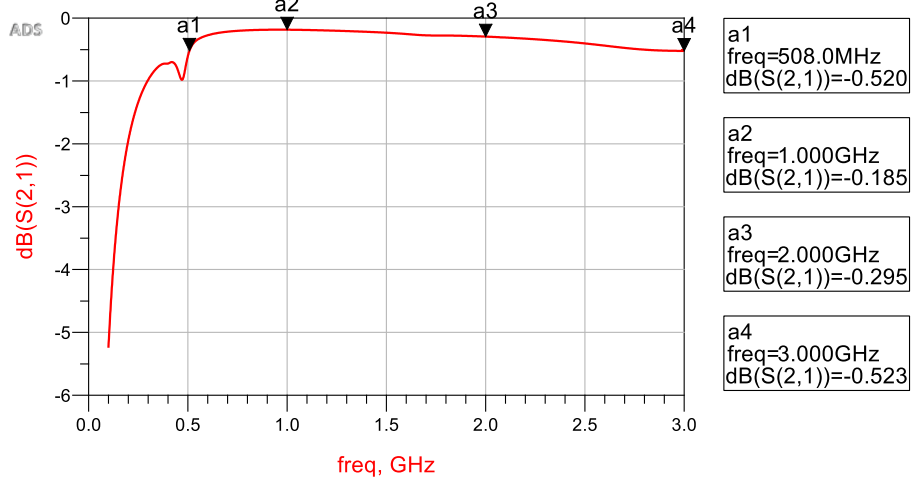


Figura 30 – Parâmetro  $|s_{21}|$  do circuito T de alimentação.

Uma análise aos parâmetros  $s_{11}$  e  $s_{22}$  permite concluir que o fator de reflexão é inferior a -14dB na referida banda (Figura 31 e Figura 32).

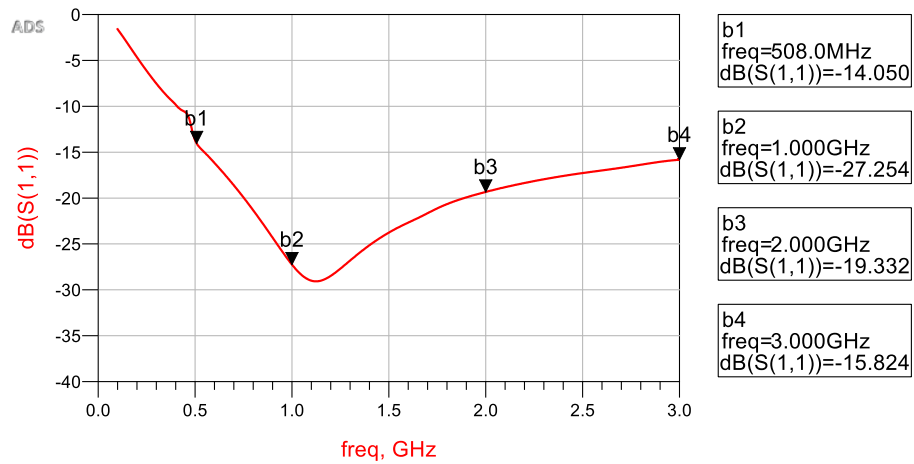


Figura 31 – Parâmetro  $|s_{11}|$  do circuito T de alimentação.

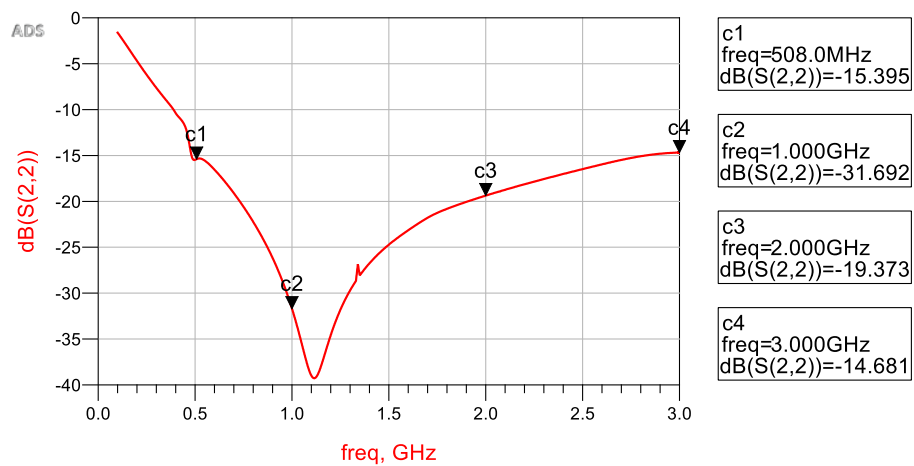


Figura 32 – Parâmetro  $|s_{22}|$  do circuito T de alimentação.

O isolamento entre os três portos do sistema de medida é importante uma vez caso exista alguma ligação entre eles, ela representará uma realimentação no sistema de medida, que não só poderá alterar medidas, mas também provocar instabilidades. Foi então feita uma simulação para medida do isolamento entre dois portos:

- Porto A
  - RF+DC      Nó nº 1
  - RF            Nó nº 2
- Porto B
  - RF+DC      Nó nº 3
  - RF            Nó nº 4

A Figura 33 representa o acoplamento entre os Portos A e B ( $s_{31}$ ,  $s_{32}$ ,  $s_{41}$  e  $s_{42}$ ), verificando-se um isolamento mínimo de aproximadamente 99dB na banda especificada (1 a 3GHz). Sendo estes quadripolos passivos e recíprocos  $s_{13} = s_{31}$ ,  $s_{23} = s_{32}$ ,  $s_{14} = s_{41}$  e  $s_{24} = s_{42}$ , pelo que não foram representados na figura.

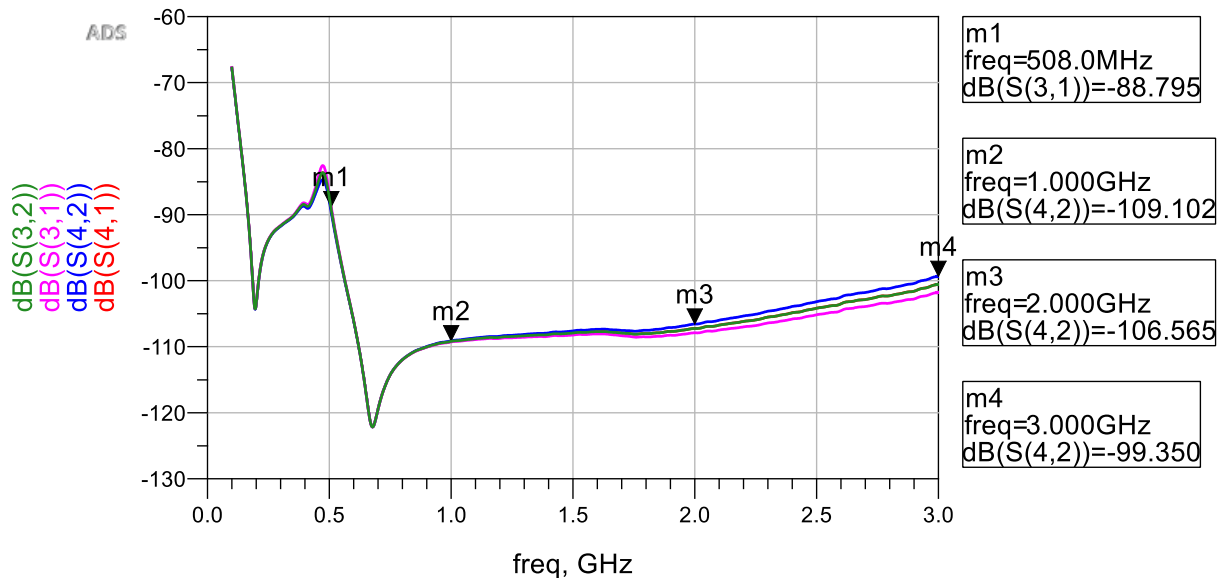


Figura 33 – Acoplamento entre dois portos.

Em conclusão as simulações do T de alimentação conduziram aos valores limite do ganho e do acoplamento entre os portos, na banda de 1 a 3GHz, conforme representado de forma sintética na Figura 34.

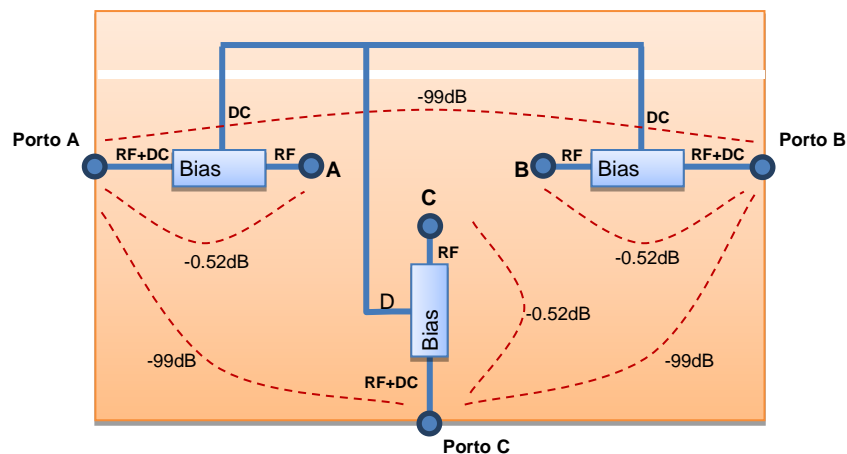


Figura 34 – Valores limite do ganho e do acoplamento entre os portos (1 a 3GHz).



### 3.3.3 Circuito de ligação entre portas

A deteção automática das ligações entre os módulos é realizada através da medida das tensões DC nos diversos portos de todos os módulos. A queda de tensão existente entre dois portos de um módulo permite detetar o sentido da corrente, e conseqüentemente, quem alimenta e quem é alimentado. Por outro lado, a igualdade das tensões de dois portos de módulos diferentes, permite concluir que estão ligados entre si.

A Figura 35 representa a solução para provocar a queda de tensão entre os portos, baseada em díodos em oposição com interruptor de curto-circuito. Os interruptores  $SW_{AB}$  e  $SW_{AC}$  são interruptores simples e o seu estado normal é fechado. A deteção das ligações dos módulos é feita com recurso à abertura dos interruptores.

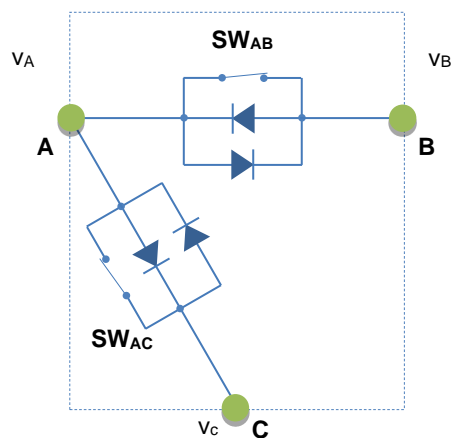


Figura 35 – Esquema da solução baseada em díodos em oposição com interruptor de curto-circuito.

O algoritmo de deteção do circuito de ligação dos módulos segue os seguintes passos:

1. Determinação módulo que alimenta o circuito e do respetivo porto
  - a. Fecho de todos interruptores ( $SW_{AB}$  e  $SW_{AC}$ ) de todos os módulos;
  - b. Leitura de todas as tensões dos portos ( $V_A$ ,  $V_B$  e  $V_C$ ) de todos os módulos;
  - c. Abertura de todos os interruptores ( $SW_{AB}$  e  $SW_{AC}$ ) de todos os módulos;
  - d. Identificar o porto do módulo com a tensão mais alta, que é o porto de entrada que alimenta o circuito. Os outros portos deste módulo são portos de saída;
  - e. Fecho de todos interruptores ( $SW_{AB}$  e  $SW_{AC}$ ) de todos os módulos.
2. Determinação dos módulos seguintes ligados a um porto (aplicada de forma recursiva aos restantes módulos)
  - a. Selecionar o módulo que alimenta o circuito
  - b. Abrir um interruptor ( $SW_{AB}$  ou  $SW_{AC}$ )
  - c. Identificar os módulos em que as tensões dos portos ( $V_A$ ,  $V_B$  e  $V_C$ ) variam.
  - d. Fechar o interruptor aberto no ponto b)
  - e. Voltar ao ponto b) para o outro interruptor

O detetor de ligação de módulo divide-se em dois circuitos elétricos, circuito de ligação entre portos, e circuito de leitura da tensão no porto, os quais são descritos nas próximas subsecções, para o exemplo da ligação entre os portos A e B e para o exemplo da tensão no porto A.

### 3.3.3.1 Exemplo de ligação entre os portos A e B

A Figura 36 representa o desenho do esquema elétrico do circuito de queda de tensão entre o porto A e o porto B do módulo. A queda de tensão entre o porto A e o porto B é provocada através de um díodo de Schottky (D3 ou D4, dependendo do sentido da corrente), estando em paralelo com estes um transistor PMOS (Q3), que funciona como interruptor comandado.

Quando o transistor Q3 está na zona de corte, a diferença entre as tensões nos portos (PortA e PortB) é a tensão de condução dos díodos de Schottky e quando o transistor Q3 está a conduzir (zona de tríodo) a tensão no porto A é aproximadamente igual à tensão no porto B, estando os díodos D3 e D4 ao corte.

Para o dimensionamento deste circuito consideraram-se os seguintes parâmetros retirados dos catálogos dos transístores:

Q1 [24]	$V_{BEon} = 660mV, V_{CEsat} = 200mV$ e $\beta_F = 180$
Q3 [25]	$V_t = -3V$
D1 [26]	$V_Z = 12V$
D3, D4 [27]	$V_f = 0.4V @ I_D = 1A$

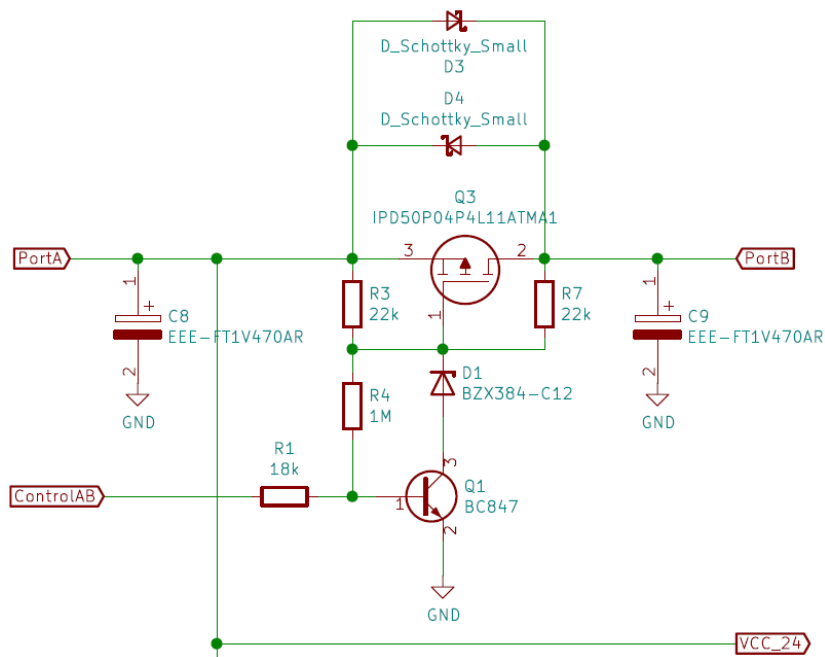


Figura 36 – Circuito queda de tensão entre o porto A e porto B.

A zona de operação do transistor PMOS (Q3) é controlada pelo sinal digital ControlAB através do transistor BJT NPN (Q1), o qual pode ter 3 estados: "Z" (alta impedância), "0" ou "1".

Quando ControlAB="Z", pretende-se que Q3 esteja na zona de triodo (interruptor fechado), pelo que Q1 tem que estar saturado, justificando-se a necessidade de R4, para a qual se arbitrou  $R_4 = 1M\Omega$ .

Na situação de ControlAB="0", o transistor Q1 está na zona de corte, impondo que Q3 também esteja ao corte (interruptor aberto). Considerando uma margem para que os dois transístores estejam ao corte ( $V_{GS3} > -0.5V$  e  $V_{BE1} < 0.5V$ ), a simetria do circuito ( $R_7 = R_3$ ) e o caso mais desfavorável da tensão de entrada ( $V_{PortA} = 24V$ ), dimensionaram-se as resistências  $R_1$ ,  $R_3$  e  $R_7$ , utilizando equações de dimensionamento deduzidas no Anexo B:

$$V_{BE1} = \frac{R_1(2V_{PortA} - V_\gamma)}{2R_1 + R_3 + 2R_4} \quad \text{e} \quad V_{GS3} = -\frac{R_3V_{PortA} + (R_1 + R_4)V_\gamma}{2R_1 + R_3 + 2R_4} \quad (3.10)$$

tendo sido escolhidos  $R_1 = 18k\Omega$  e  $R_3 = R_7 = 22k\Omega$ .

Quando ControlAB="1" o transistor Q1 satura, ficando Q3 na zona de triodo (interruptor fechado). O transistor Q1 está saturado, uma vez que no caso mais desfavorável da tensão de entrada ( $V_{PortA} = 24V$ ) e considerando  $V_{ControlAB} = 3.3V$ :

$$I_{C1} = (V_{PortA} - V_Z - V_{CESat}) \left( \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_7} \right) - \frac{V_Z + V_{CESat} - V_{BEon}}{R_4} = 1.06mA \Rightarrow \frac{I_{C1}}{\beta_F} = 5.89\mu A \quad (3.11)$$

$$I_{B1} = \frac{V_{ControlAB} - V_{BEon}}{R_1} + \frac{V_Z + V_{CESat} - V_{BEon}}{R_4} = 156\mu A > \frac{I_{C1}}{\beta_F} \quad (3.12)$$

O transistor Q3 está na zona de triodo, pois no caso mais desfavorável da tensão de entrada ( $V_{PortA} = 20V$ ):

$$V_{GS3} = (V_Z + V_{CESat}) - V_{PortA} = -7.8V < V_t \quad (3.13)$$

Os díodos D3 e D4 asseguram que o transistor Q3 nunca pode funcionar na zona de saturação, uma vez que a sua tensão dreno-source está limitada pela tensão de condução destes díodos:  $-0.4V < v_{DS} < +0.4V$

De referir que o diodo de Zener D1 foi inserido no circuito para garantir que não seja ultrapassado o valor limite da tensão gate-source de Q3,  $|V_{GS3}|_{max} = 20V$ . Caso não tivesse sido colocado o zener, este limite seria ultrapassado para  $V_{PortA} > 20.2V$ , danificando assim o transistor.

### 3.3.3.2 Exemplo de leitura da tensão do porto A

O circuito leitura da tensão do porto A pelo microcontrolador SoC está representado na Figura 37 e é baseado num divisor resistivo conforme as seguintes equações, sendo  $V_{PortA_{13}}$  a tensão de entrada do respetivo ADC (conversor analógico digital):

$$V_{PortA_{13}} = \frac{R_{34}}{R_{32} + R_{34}} V_{PortA} \Rightarrow R_{32} = R_{34} \frac{V_{PortA} - V_{PortA_{13}}}{V_{PortA_{13}}} \quad (3.14)$$

Arbitrou-se  $R_{34} = 1k\Omega$  e dimensionou-se  $R_{32} = 12k\Omega$ , de modo a ser garantida a condição de tensão máxima na entrada do ADC:  $V_{PortA_{13}} < 2V$ . O condensador C20 foi colocado para estabilizar a tensão.

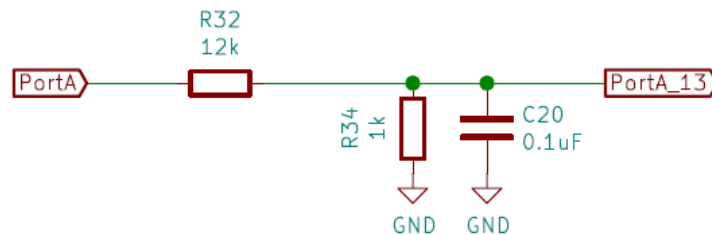


Figura 37 – Circuito de leitura da tensão no porto A.

### 3.3.4 Circuitos de alimentação

Os circuitos internos do módulo são alimentados a 3.3V e prevendo-se a necessidade de alimentações fixas de 3.3V, 5V e 12V para os dispositivos em teste, foi necessário incluir um conjunto conversores de tensão uma vez que a alimentação externa dos módulos foi especificada como podendo variar entre 20 e 24V. Também foi necessário desenhar os circuitos de alimentação das duas fontes variáveis (0 a 20V).

A tensão de alimentação dos módulos depende da forma como estão ligados, ou seja, o módulo que é alimentado externamente por 24V distribui a energia para os outros módulos e como estão ligados em cadeia, através dos portos, estes módulos irão provocar um decréscimo da tensão na saída dos portos.

Nas subsecções seguintes são descritos os circuitos de alimentação fixa e de alimentação variável.

#### 3.3.4.1 Circuitos de alimentação fixa

Para minimizar dissipação de calor nos módulos, optou-se por utilizar conversores DC-DC redutores (step-down), comutados, não isolados e regulados. Os reguladores comutados selecionados têm um rendimento da ordem dos 90%, muito superior à de qualquer regulador série, dispensando por isso a necessidade de dissipadores ou arrefecimento forçado.

A Figura 38 apresenta o esquema elétrico dos circuitos de alimentação fixa das tensões 3.3V [28], 5V [29] e 12V [29].

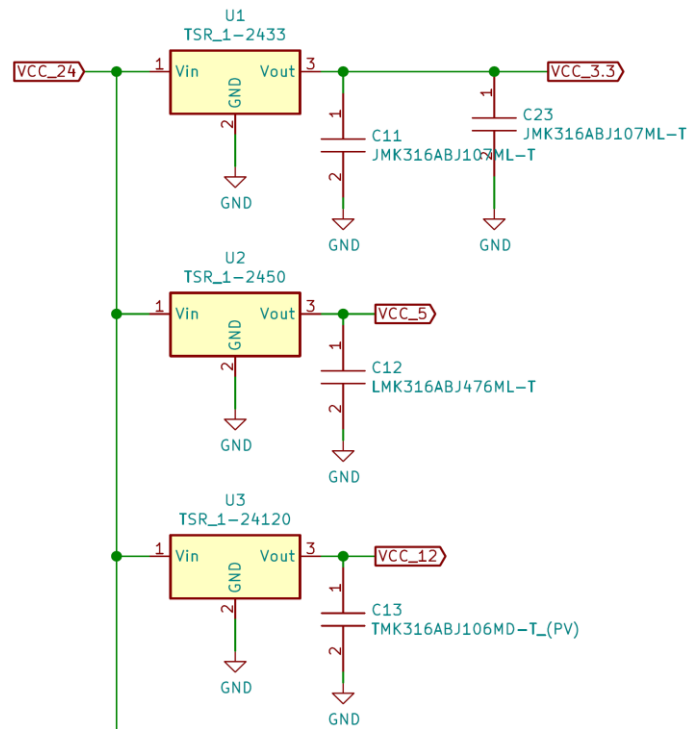


Figura 38 – Esquema elétrico dos circuitos de alimentação fixa.

Na saída dos reguladores comutados (U1, U2 e U3) foram colocados condensadores (C11, C12 e C13) para minimização de ruído, e adicionalmente, foi colocado junto ao microcontrolador um condensador (C23) para estabilizar os picos de consumo, recomendação do fabricante [11].

### 3.3.4.2 Circuitos de alimentação variável

Foi desenhada uma fonte de tensão controlada por tensão (VCVS – Voltage-controlled voltage source), para realizar os circuitos de alimentação variável, requerendo-se que o microcontrolador possua duas saídas DAC (conversor digital analógico) para o efeito.

Na conceção do desenho do circuito de alimentação variável, o controlo da tensão variável é realizado pelo microcontrolador, através de um conversor digital analógico, com uma característica dada por uma reta, com a seguinte equação:

$$V_{DAC} = mD_{DAC} + b \quad (3.15)$$

Sendo  $D_{DAC}$  o valor da palavra digital do DAC de 8 bits,  $m = 12.1mV$  e  $b = 104.3mV$ , obtidos experimentalmente através de medidas num ESP32, conforme ilustrado no gráfico da Figura 39.

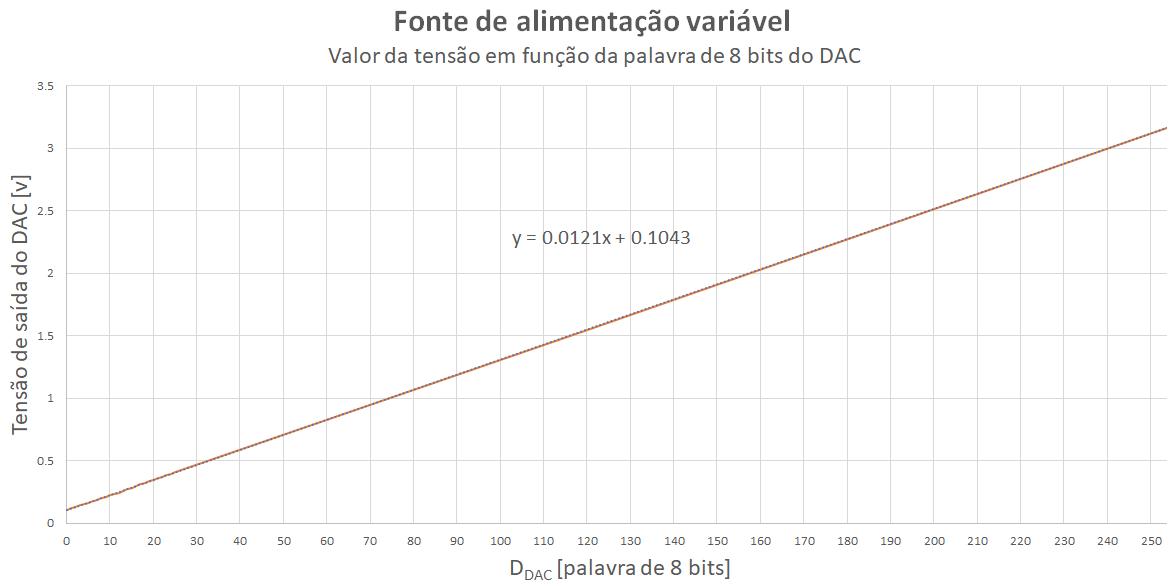


Figura 39 – Gráfico da tensão em função do DAC do ESP32 obtidos experimentalmente.

Assim, supondo que a tensão de saída varia de 0 a 20V, o passo da tensão para o DAC, que tem 8 bits, seria de:

$$V_{step} = \frac{V_{out_{max}}}{2^8 - 1} = \frac{20}{255} \Leftrightarrow V_{step} = 78.43mV \quad (3.16)$$

No entanto, este valor de passo de tensão não permite uma variação regular, tendo-se optado por um passo  $V_{step} = 50mV$ , forçando a uma alimentação com duas zonas de operação, cada uma com uma variação  $\Delta V_{out_{max}} = 255 \times 0.05V = 12.75V$  e um sinal de controlo digital de banda ( $V_{Band}$ ). Definiu-se que a primeira zona de operação irá variar de 0 a 12V, para  $V_{Band} = 0V$  e a segunda zona de operação de 12 a 20V, para  $V_{Band} = 3.3V$ .

O circuito elétrico da fonte apresenta-se na Figura 40, dividindo-se em três andares, a saber:

- a) Divisor resistivo em que  $V_{DAC}$  é o valor da tensão do DAC e o  $V_{Band}$  é a tensão que permite comutar entre duas zonas de tensão (0 a 12V ou 12 a 20V) traduzida pela equação (3.17);
- b) Amplificador operacional numa montagem não inversora, traduzida pela equação (3.18);
- c) Transístor de potência numa montagem de coletor comum que permite fornecer corrente, expressa na equação (3.19).

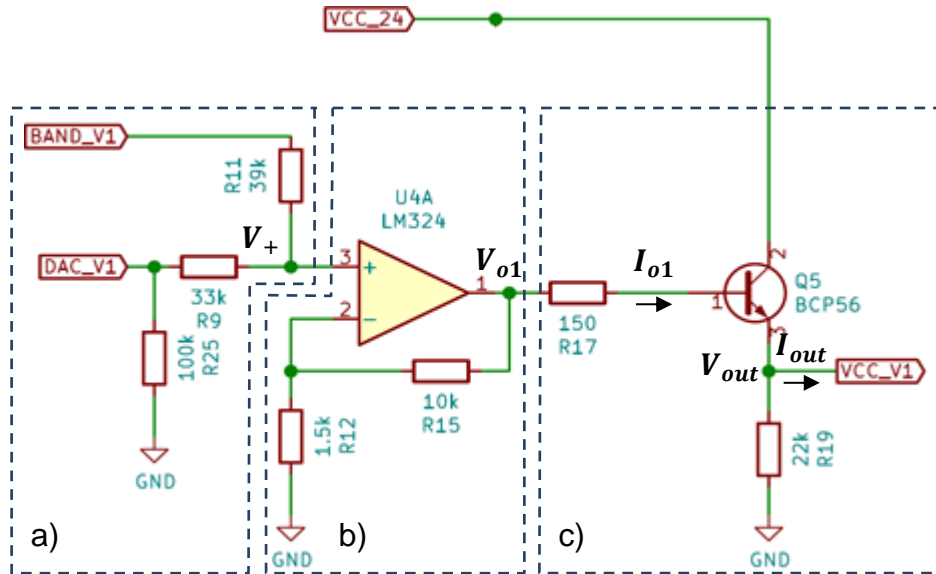


Figura 40 – Circuito fonte de tensão controlada por tensão (VCVS).

A tensão de entrada do terminal + de U4A [30] e a sua tensão de saída valem:

$$V_+ = V_{Band} \frac{R_9}{R_9 + R_{11}} + V_{DAC} \frac{R_{11}}{R_9 + R_{11}} \quad (3.17)$$

$$V_{o1} = \frac{R_{12} + R_{15}}{R_{12}} V_+ \quad (3.18)$$

Pelo que a tensão de saída do circuito será:

$$V_{out} = \frac{(1 + \beta_F)(V_{o1} - V_{BEon}) - I_{out}R_{17}}{\frac{R_{17}}{R_{19}} + (1 + \beta_F)} \quad (3.19)$$

As resistências do circuito de alimentação variável foram calculadas de forma a obter uma tensão de passo de aproximadamente  $V_{step} = 50mV$ , pelo que desprezando a resistência da saída do AMPOP e considerando  $I_{out} = 100mA$ ,  $\beta_F = 130$  e  $V_{BEon} = 0.7V$ , a equação deste circuito de alimentação variável resume-se a:

$$V_{out} = 3.51371 V_{Band} + 4.15256 V_{DAC} - 0.7 \quad [V] \quad (3.20)$$

A resistência dinâmica de saída da fonte, desprezando  $r_0$  e R19 (uma vez que estão em paralelo com a saída e a sua impedância é duas a três grandezas superior) e considerando nula a impedância de saída do andar anterior, é:

$$R_{out} \approx \frac{R_{17} + r_\pi}{1 + \beta_F} = 2.3\Omega \quad (3.21)$$

No divisor resistivo adicionou-se uma resistência (R25) entre o sinal de saída do DAC (DAC\_V1) e a massa para garantir que no arranque do microcontrolador a saída fique a zero. Adicionou-se também uma resistência (R17) na base do transístor (Q5) para proteção da corrente no caso da ocorrência de um curto-circuito na saída ( $V_{out} = 0V$ ), considerando que o AMPOP é alimentado a 24V ( $V_{VCC_{24}} = 24V$ ):

$$I_{o1max} = \frac{V_{VCC_{24}} - V_{BEon}}{R_{17}} = 155mA \quad (3.22)$$

### 3.3.5 Outros circuitos

#### 3.3.5.1 Circuito Reset

A Figura 41 representa o esquema elétrico do circuito Reset do microcontrolador SoC.

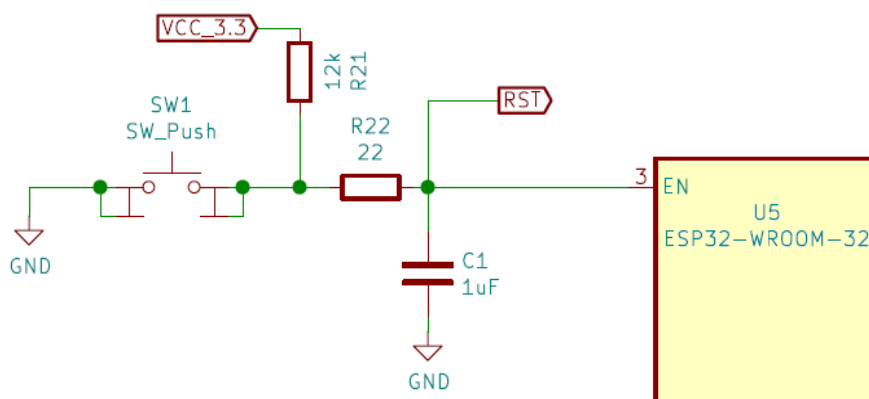


Figura 41 – Circuito Reset do microcontrolador SoC.

Quando o botão Reset SW1 é libertado ou a alimentação VCC\_33 arranca, o condensador C1 carrega com uma constante de tempo  $\tau_2 = R_{21}C_1 = 12ms$ , valor este que está de acordo com as especificações do tempo de subida da alimentação e da duração do Reset ( $> 50\mu s$ , [31]). A resistência R22 tem a função de evitar o pico de corrente de descarga de C1 quando se prime o botão de Reset SW1.

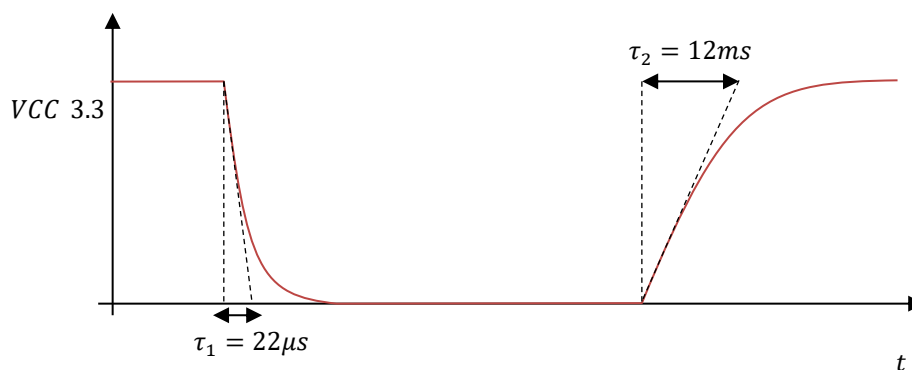


Figura 42 – Gráfico de descarga e carga do condensador C1.



### 3.3.5.2 Circuito detetor de falha de alimentação (burnout)

A Figura 43 apresenta o esquema elétrico do circuito detetor de falha de alimentação VCC\_24 (Figura 43) que é baseado no funcionamento do transistor (Q7) como interruptor e utiliza um diodo de Zener (D7) para dar precisão na tensão limiar  $V_{Threshold}$ . A saída deste circuito, VCC\_STATUS, é ligada a uma entrada digital do microcontrolador SoC, permitindo a detecção de queda de alimentação e dando a possibilidade deste executar as instruções necessárias antes de falhar a alimentação, uma vez que existe um período de tempo entre a passagem por este ponto e o ponto em que o circuito deixa de funcionar.

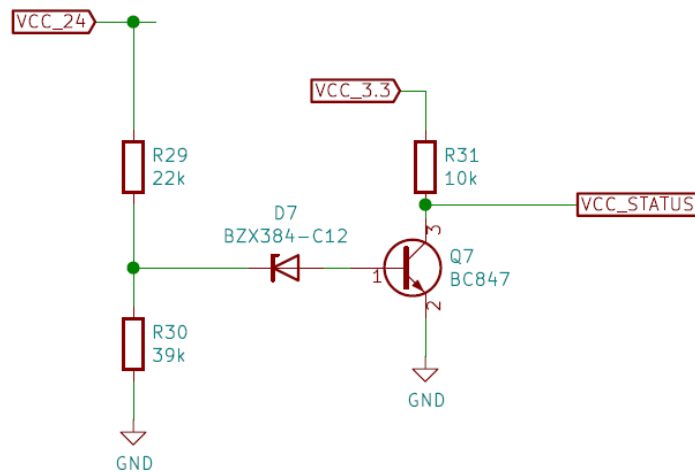


Figura 43 – Circuito detetor de falha de alimentação.

Considerando  $V_z = 12V$  e  $V_{BEON} = 0.6V$ , dimensionaram-se as resistências de modo que a detecção ocorra quando a tensão de alimentação ( $V_{VCC\_24}$ ) desce abaixo dos 19.7V, uma vez que o transistor está ao corte quando:

$$\frac{R_{30}}{R_{29} + R_{30}} V_{VCC\_24} < V_z + V_{BEON} \quad (3.23)$$

O sinal de detecção de falha de alimentação será:

$$V_{VCC\_STATUS} = \begin{cases} "0", & V_{VCC\_24} > 19.7V \\ "1", & V_{VCC\_24} \leq 19.7V \end{cases} \quad (3.24)$$

### 3.3.5.3 Circuito dos LEDs

O esquema elétrico do circuito Led VCC é baseado numa resistência R23 ligado à fonte alimentação VCC\_3.3 de 3.3V e ao LED\_VCC1, conforme ilustrado na Figura 44.

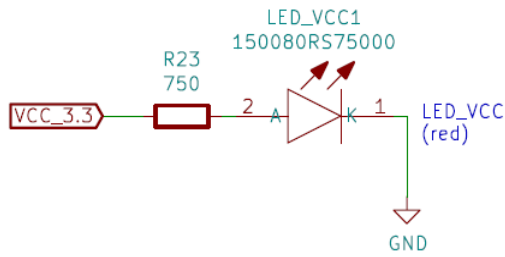


Figura 44 – Circuito LED\_VCC1.

A resistência R23 foi dimensionada para uma corrente  $I_{LED\_VCC} = 2mA$ , que corresponde a uma intensidade luminosa 20mcd e uma tensão  $V_{LED\_VCC} = 1.8V$  (valores do catálogo do LED [32]):

$$R_{23} = \frac{V_{VCC\_3.3} - V_{LED\_VCC1}}{I_{LED\_VCC1}} = 750\Omega \quad (3.25)$$

Os circuitos LED\_A, LED\_B e LED\_C (Figura 45) têm o mesmo esquema elétrico, mas são controlados isoladamente pelo microcontrolador SoC através dos portos digitais de saída IO4, IO5 e I12, respectivamente, sendo o dimensionamento das resistências idêntico ao anterior.

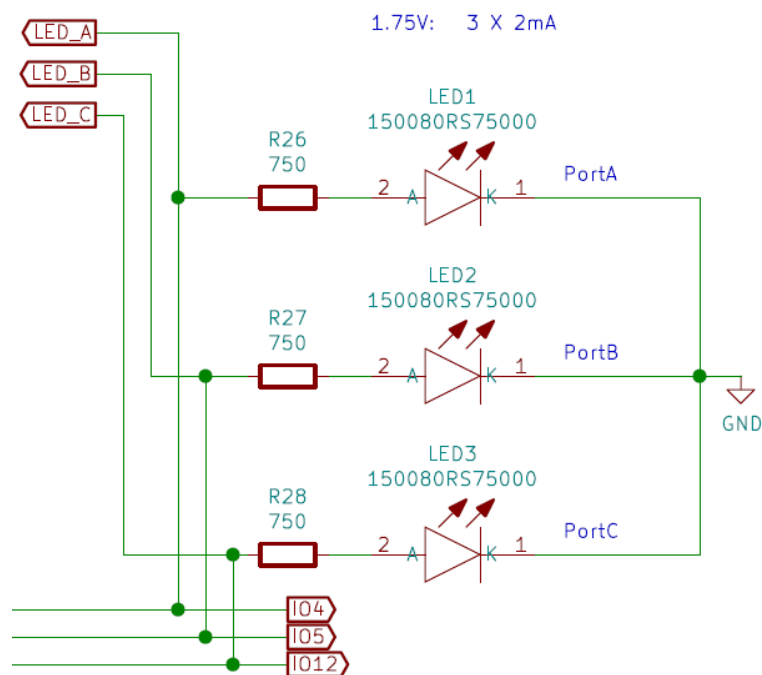


Figura 45 – Circuitos LED\_A, LED\_B e LED\_C.

O circuito LED Blue é controlado pelo microcontrolador SoC através do porto IO15, a Figura 46 mostra o esquema elétrico deste circuito.

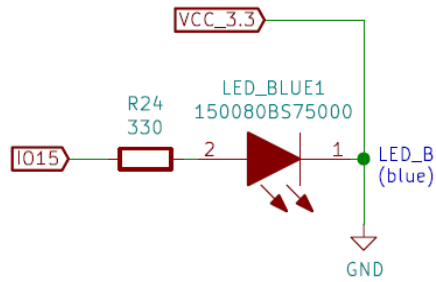


Figura 46 – Circuito LED Blue.

A resistência R24 foi calculada para uma corrente  $I_{LED\_BLUE} = 2mA$ , que corresponde aproximadamente a uma intensidade luminosa de 20mcd e uma tensão  $V_{LED\_BLUE} = 2.65V$  (valores do catálogo do LED [33]):

$$R_{24} = \frac{V_{VCC\_3.3} - V_{LED\_BLUE}}{I_{LED\_BLUE}} \approx 330\Omega \quad (3.26)$$

## 3.4 Descrição dos Módulos

### 3.4.1 Placa modular

A Figura 47 representa a imagem da placa modular do RFLabKit fabricada e montada, na qual se identifica a área de controlo, a área de teste, Porto A, Porto B e Porto C, assim como se identifica os componentes reguladores de tensão (U1, U2 e U3), os LEDs (LED\_VCC, LED\_BLUE, LED\_A, LED\_B e LED\_C), o interruptor reset (SW1), o microcontrolador SoC (U5) e os interfaces exteriores (J1, J8 e J11), e, identifica-se o circuito de alimentação T (Bias Tee, §3.3.2), conforme definido na subsecção 3.2.3.

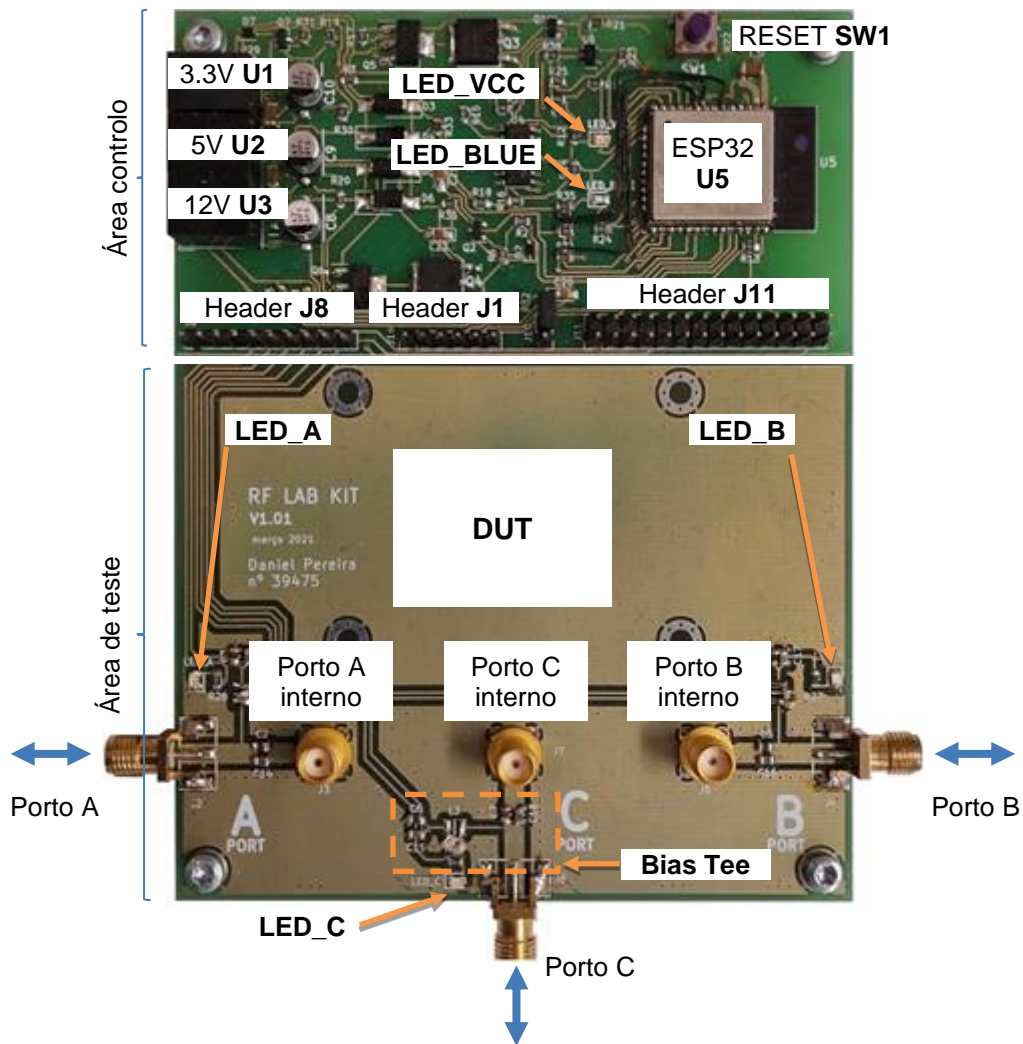


Figura 47 – Placa modular.

As tabelas seguintes descrevem o pinout das interfaces Header J8, Header J1 e Header J11.

Tabela 6 – Interface Portos (Header J8)

Pino	Etiqueta	Descrição
1	GND	Massa
2	VCC_3.3	Alimentação 3.3V
3	VCC_5	Alimentação 5V
4	VCC_12	Alimentação 12V
5	LED_A	Saída LED_A
6	PortA	Entrada Porto A
7	LED_C	Saída LED_C
8	PortC	Entrada Porto C
9	PortB	Entrada Porto B
10	LED_B	Saída LED_B

Tabela 7 – Interface de Programação (Header J1)

Pino	Etiqueta	Descrição
1	GND	Massa
2	N.C.	Não ligado
3	VCC	Alimentação 5V
4	TXD	Linha de transmissão de dados
5	RXD	Linha de recepção de dados
6	N.C.	Não ligado

Tabela 8 – Interface outras ligações (Header J11)

Pino	Etiqueta	Descrição	Pino	Etiqueta	Descrição
1	GND	Massa	2	GND	Massa
3	IO0	Saída/Entrada 0	4	IO1, TXD0	Saída/Entrada 1, Transmissão de dados série 0
5	IO2	Saída/Entrada 2	6	IO3, RXD0	Saída/Entrada 3, Recepção de dados série 0

7	IO4	Saída/Entrada 4	8	IO5	Saída/Entrada 5
9	IO12	Saída/Entrada 12	10	IO13	Saída/Entrada 13
11	IO14	Saída/Entrada 14	12	IO15	Saída/Entrada 15
13	IO25, DAC1	Saída/Entrada 25, Conversor Digital Analógico 1 (utilizado por VCC_V1)	14	IO26, DAC2	Saída/Entrada 26, Conversor Digital Analógico 2 (utilizado por VCC_V2)
15	IO27	Saída/Entrada 27	16	IO35, ADC1_7	Saída/Entrada 35, Conversor Analógico Digital 1 canal 7
17	IO36, ADC1_0	Saída/Entrada 36, Conversor Analógico Digital 1 canal 0	18	IO39, ADC1_3	Saída/Entrada 39, Conversor Analógico Digital 1 canal 3
19	RST	Reset	20	VCC_5	Alimentação 5V
21	VCC_3.3	Alimentação 3.3V	22	VCC_3.3	Alimentação 3.3V
23	GND	Massa	24	GND	Massa
25	VCC_12	Alimentação 12V	26	VCC_24	Alimentação exterior (máx 24V)
27	VCC_V1	Alimentação variável 0 a 20V	28	VCC_V2	Alimentação variável 0 a 20V

### 3.4.2 Módulos de demonstração

Nas próximas subsecções são descritos os 4 módulos desenhados para serem utilizados neste Kit laboratorial.

#### 3.4.2.1 Malha de captura de fase (PLL)

A Figura 48 mostra a placa modular com a montagem de um sintetizador de radiofrequência através de uma malha de captura de fase (PLL), que utiliza divisões fracionárias (fractional-N) e inteiras (integer-N). Este sintetizador PLL [34] é baseada no integrado ADF4351 [35] que permite gerar frequências entre 35MHz a 4400MHz e sinais com potência disponível média entre -4dBm e +5dBm.

A frequência de saída do sintetizador ( $f_{RFout}$ ) é dada pela fórmula:

$$f_{RFout} = f_{PFD} \times \left( INT + \frac{FRAC}{MOD} \right) \quad \text{com} \quad f_{PFD} = f_{RefIN} \times \frac{1+D}{R(1+T)} \quad (3.27)$$

sendo que:

- $f_{PFD}$  frequência do comparador de fase,
- INT é um divisor binário de 16-bit (23 a 65535 com o prescaler de 4/5 e 75 a 65535 com o prescaler 8/9),
- FRAC é numerador da divisão fracional (0 a MOD – 1),
- MOD é o módulo (2 to 4095),
- $f_{RefIN}$  é a frequência de referência (25MHz),
- D é o duplicador (1 ou 0, conforme tem ou não duplicador),
- R é um divisor binário programável de 10bits do sinal da frequência de referência (1 a 1023),
- T é o divisor por dois (1 ou 0, conforme tem ou não divisor).

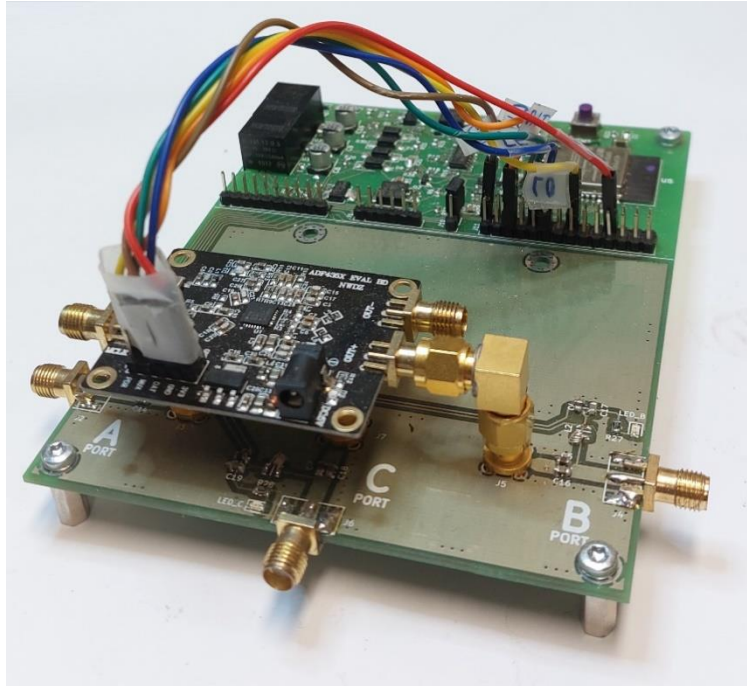


Figura 48 – Módulo PLL.

A configuração da frequência e da amplitude do sinal da placa PLL é realizada através da interface de comunicação SPI (Serial Peripheral Interface) por meio da placa modular, que fornece também a alimentação de 3.3V, sendo o sinal de saída aplicado ao porto B.

#### 3.4.2.2 Amplificador (AMP)

A Figura 49 mostra a placa modular com a montagem de um amplificador CRYSTEK [36] com ganho típico de 18dB, para a gama de frequências de 10MHz a 6GHz, tendo uma potência de compressão de 1dB,  $P_{1dB} = 17dBm$ , e fatores de reflexão máximos  $s_{11} = -10.2dB$  e  $s_{22} = -9.0dB$ .



Figura 49 – Módulo AMP.

O amplificador é alimentado por 5V através da placa modular, tendo um consumo típico de 60mA. Foram escolhidos para entrada o Porto A e para saída o Porto B.

### 3.4.2.3 Filtro (FIL)

A Figura 50 mostra a placa modular com a montagem de uma placa com um filtro passa banda SAW (Surface-Acoustic-Wave) de 1575MHz [37] desenhado para aplicações GPS, ligado aos portos A e B

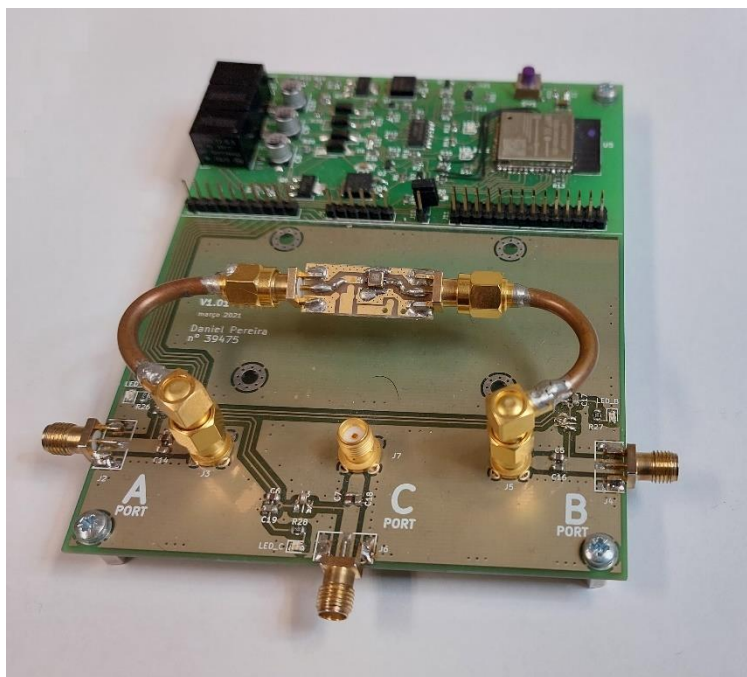


Figura 50 – Módulo FIL.



A placa com o filtro SAW é baseada no integrado passa banda NPF9015 [38] do fabricante REYCONNS [39], tendo as seguintes características:

Tabela 9 – Tabela das características do integrado NDF9015

Caraterísticas	Descrição
Filtro	Passa banda
Frequência central	1575.420MHz
Impedância de entrada/saída	50Ω
Largura de banda	2.4MHz
Perda de inserção	1.6dB

### 3.4.2.4 Detetor logarítmico de RF (DET)

A Figura 51 mostra a placa modular com a montagem de uma placa detetor logarítmico de RF [40], baseado no integrado detetor/controlador logaritmo AD8318 [41], funcionando numa banda entre 1MHz e 8GHz, com uma gama dinâmica a  $\pm 3$ dB de 70dB (58dB a  $\pm 1$ dB) e com um sinal máximo de -2dBm a 3.6GHz.

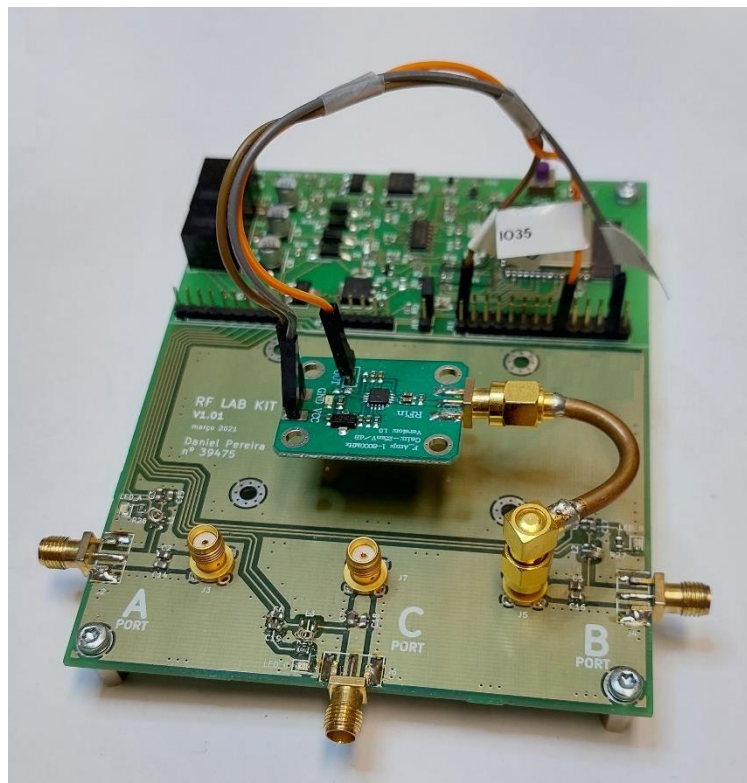


Figura 51 – Módulo DET.

A tensão do DET em função da potência RF de entrada (em dBm), para três temperaturas (-40°C, +25°C e +80°C) é aproximadamente linear como se pode concluir da Figura 52.



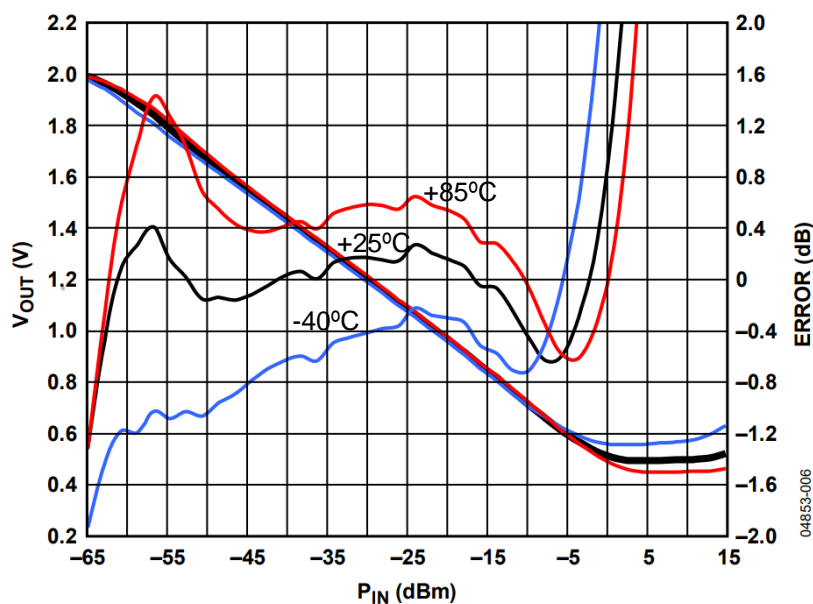


Figura 52 – Resposta típica da característica logarítmica do DET e erro em função de Pin a 3.6GHz.

A placa é alimentada com 12V e a saída está ligada um dos conversores analógico digital (ADC) da placa modular. O porto de entrada do sinal deste módulo é o Porto B.

### 3.4.3 Firmware dos módulos

A linguagem de programação do firmware dos módulos é o MicroPython (§3.3.1), tendo-se optado por desenvolver um único firmware para todos os módulos, em que a configuração do módulo distingue o tipo do módulo.

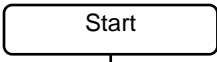
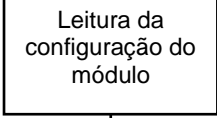
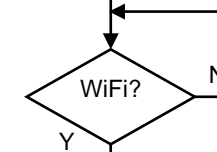

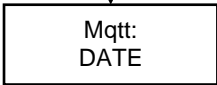
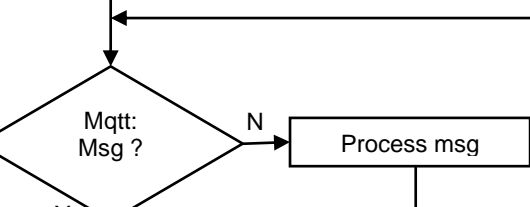
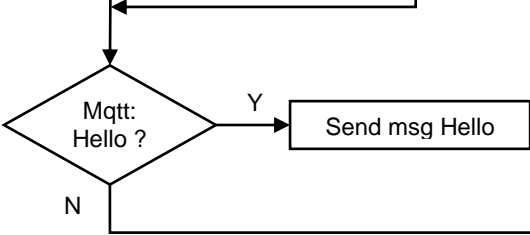
Quando um módulo é montado o respetivo firmware é configurado com os seguintes parâmetros:

- Tipo de módulo – existem quatro tipo de módulos, a saber: PLL, AMP, FIL e DET;
- Configuração da rede sem fios – nome da rede (SSID) e respetiva senha;
- MQTT broker – endereço IP do intermediário mosquitto.

O protocolo de comunicação utilizado entre o módulo e o Sistema de Gestão é o MQTT (§3.2.4).

A Tabela 10 descreve de forma resumida o fluxograma do processamento do firmware do módulo.

Tabela 10 – Fluxograma do processamento do firmware do módulo

Algoritmo do firmware	Descrição
	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Arranque do firmware</li> </ul>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Leitura dos seguintes parâmetros de configuração:                             <ul style="list-style-type: none"> <li>○ Tipo de Módulo (DET, PLL, AMP ou FIL)</li> <li>○ Autenticação do WiFi</li> <li>○ Endereço IP do intermediário mosquitto (MQTT broker)</li> </ul> </li> </ul>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>• O módulo liga-se à rede WiFi, caso não consiga ligar-se ao WiFi tenta novamente</li> </ul>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>• O módulo tenta ligar-se ao intermediário mosquitto, se conseguir ligar-se prossegue, caso contrário reinicia</li> </ul>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Envio da mensagem com um pedido de acerto do relógio interno para o intermediário mosquitto</li> </ul>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Verifica se existe mensagens no intermediário mosquitto</li> <li>• Caso exista uma mensagem, processa a mensagem e prossegue</li> <li>• Caso não existe uma mensagem prossegue</li> </ul>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Envio de mensagem keep alive:                             <ul style="list-style-type: none"> <li>○ Verifica se passou 2 minutos desde a sua última passagem por este processo</li> <li>○ Caso tenha passado 2 minutos envia a mensagem "HELLO" ao intermediário mosquitto</li> <li>○ Caso não tenha passado prossegue</li> </ul> </li> </ul>

As mensagens enviadas ao intermediário mosquitto pelo módulo são processadas pelo SGE. Por exemplo, quando a mensagem DATE é enviada pelo módulo ao intermediário mosquitto, o SGE recebe a mensagem do intermediário mosquitto e responde com o envio de uma mensagem com a data e hora. O módulo recebe a mensagem do SGE através do intermediário mosquitto e processa-a, ou seja, neste exemplo, acerta o relógio interno do módulo.

As mensagens enviadas pelos módulos são precedidas por um código único que identifica o módulo. Assim, o SGE identifica de quem é a mensagem e permite o SGE enviar uma mensagem a um determinado módulo.

## 3.5 Software SGE

O Software SGE é responsável pelo controlo remoto de cada módulo, pela obtenção automática do esquema das ligações entre os vários módulos, pelas medidas dos módulos e pela apresentação dos resultados das medidas, constituindo este último a principal interface com o utilizador.

A Figura 53 ilustra um exemplo da utilização do SGE numa montagem dos quatro módulos de demonstração (PLL, FIL, AMP e DET), estando a aplicação dividida nas seguintes áreas:

### 1. Menus e barra de ferramentas

- Zona de menu – acesso às funções: File: sair; Edit: seleccionar todos e rodar os módulos; Tools: MQTT, limpar mensagens (da área 6), construir automaticamente o esquemático, limpar o esquemático; Window: colocar lado-a-lado a janela esquemático e janela gráfico; e, Help: ajuda
- Barra de ferramentas – acesso às seguintes funções: sair, funções do menu Tools e envio de mensagens aos módulos
- Barra de gráficos – acesso às seguintes funções: abrir ficheiro do gráfico no formato CSV (valores separados por vírgula); copiar para a memória o gráfico no formato Excel; copiar para a memória o gráfico no formato bitmap, guardar o gráfico num ficheiro no formato bitmap; recentrar, mover, zoom, configurar e ativar a grelha do gráfico; e, ativar alinhamento do 1 e 2 Marker na frequência, ativar Marker 1 e ativar Marker 2

### 2. Módulos utilizados no laboratório e gráficos

- Permite obter informação de cada um dos módulos e controlar o seu estado, a partir do momento em que este seja alimentado

### 3. Configuração do gerador de frequências (PLL)

- Frequências inicial e final de varrimento do PLL, atenuação, potência do PLL, número de pontos de varrimento e número de amostras do DAC por cada ponto, permitindo também dar o início ao processo de medida

#### 4. Imagem do esquema elétrico dos módulos

- Esquema de ligações entre os módulos, obtido de forma automática, após eles serem alimentados.

#### 5. Resultado do varrimento do esquema elétrico

- Apresentação gráfica do ganho em função da frequência.

#### 6. Mensagens de comunicação entre os módulos e o SGE

- Tabela com informação sequencial do principal diálogo entre o SGE e os diferentes módulos



Figura 53 – Janela Sistema de Gestão.

## 4 Resultados experimentais

### 4.1 Medidas RF da placa modular

Para medida do T de alimentação da placa modular foi utilizado um VNA (Vector Network Analyzer) modelo PicoVNA 106 [42] (300kHz a 6GHz), do fabricante Pico Technologies [43], ligando o Port 1 do VNA à ficha SMA exterior da placa (RF+DC) e o Port 2 do VNA à ficha SMA interior da placa (RF), conforme Figura 54.



Figura 54 – Montagem de medida to T de alimentação da placa modular.

A Figura 55 apresenta os resultados das medidas, em confronto com as simulações obtidas na simulação (§3.3.2.5, Figura 30). Verifica-se uma concordância entre os resultados teóricos e experimentais, obtendo-se nas medidas umas perdas máximas de 0.65dB na banda anteriormente considerada (508MHz a 3GHz), quando na simulação este valor era 0.52dB, ou seja, uma diferença de 0.13dB.

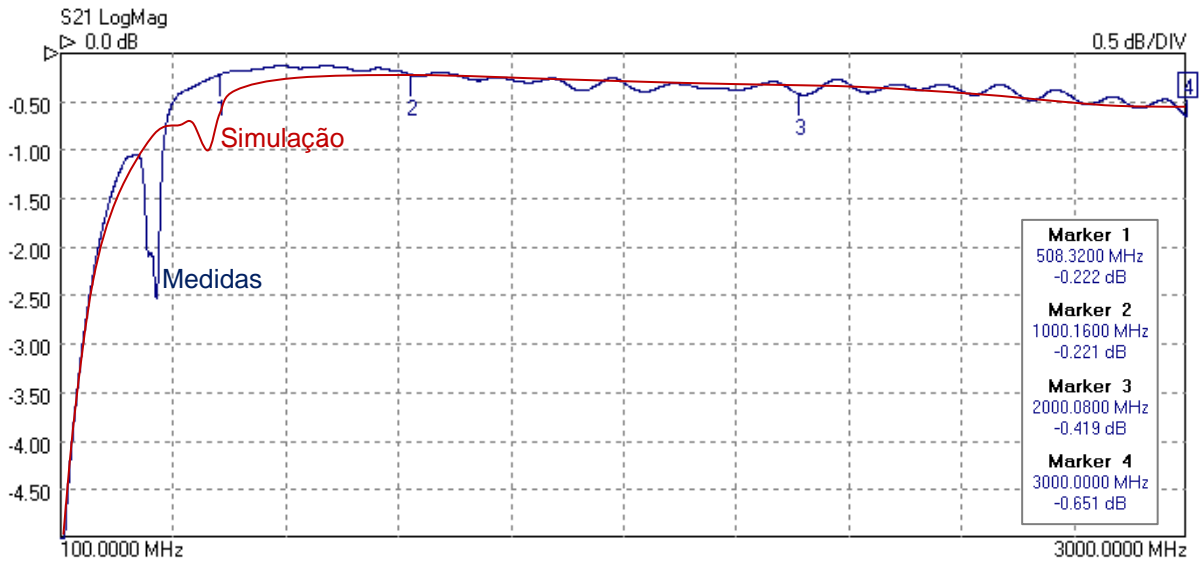


Figura 55 – Medidas e simulação do ganho da placa modular ( $|S_{21}|$ ).

A Figura 56 e a Figura 57 apresentam os coeficientes de reflexão medidos pelo VNA, respectivamente da entrada ( $s_{11}$ ) e da saída ( $s_{22}$ ), em confronto com os simulados (§3.3.2.5, Figura 31 e Figura 32), concluindo-se que os fatores de reflexão máximos medidos na entrada e na saída são concordantes com os de simulação, inferiores a -14dB.

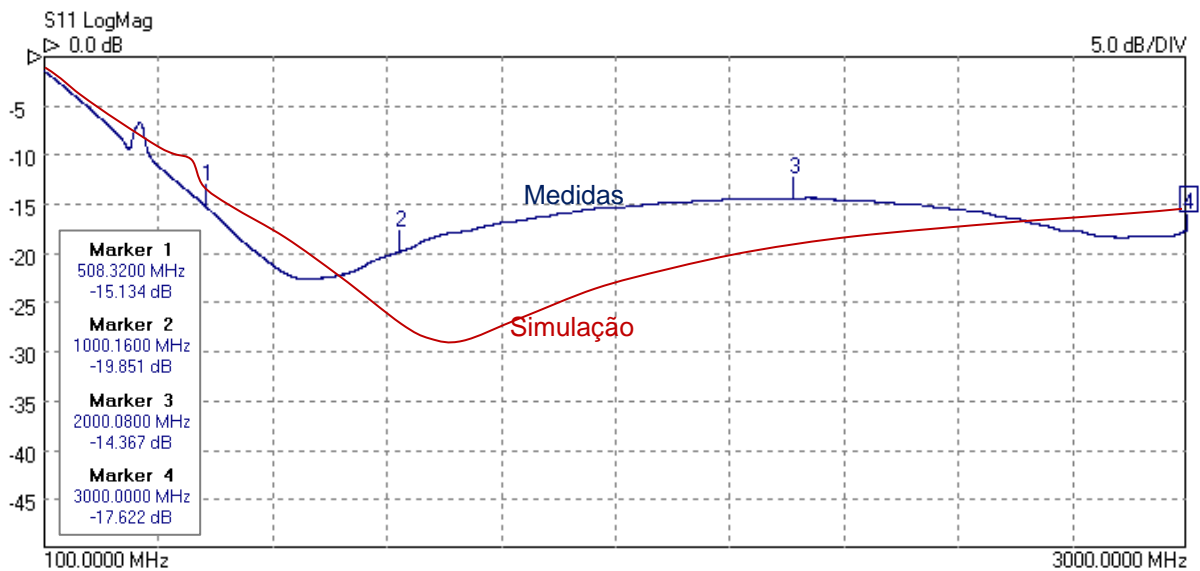


Figura 56 – Medidas e simulação do fator de reflexão de entrada da placa modular ( $|s_{11}|$ ).

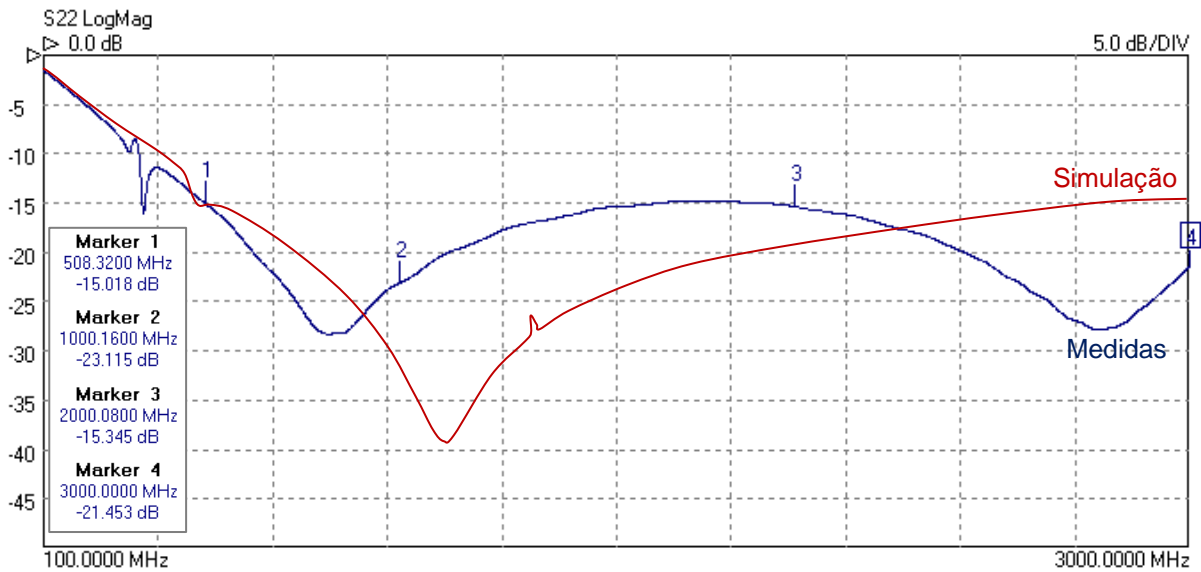


Figura 57 – Medidas e simulação do fator de reflexão de saída da placa modular ( $|s_{22}|$ ).

## 4.2 Medidas de calibração dos módulos

### 4.2.1 Calibração do módulo PLL

Para a calibração do módulo PLL foi utilizado o esquema da Figura 58. A placa PLL possui duas saídas, out+ e out-, as quais se verificou terem sinais com potências muito próximas, desde que ambas tenham uma carga de  $50\Omega$ . A saída Porto B do módulo PLL foi ligada ao analisador de espectros Agilent N9320B [44], a saída Porto B interna do módulo PLL foi ligado out+ da placa PLL e a saída out- da placa PLL ligou-se a uma carga de  $50\Omega$ .

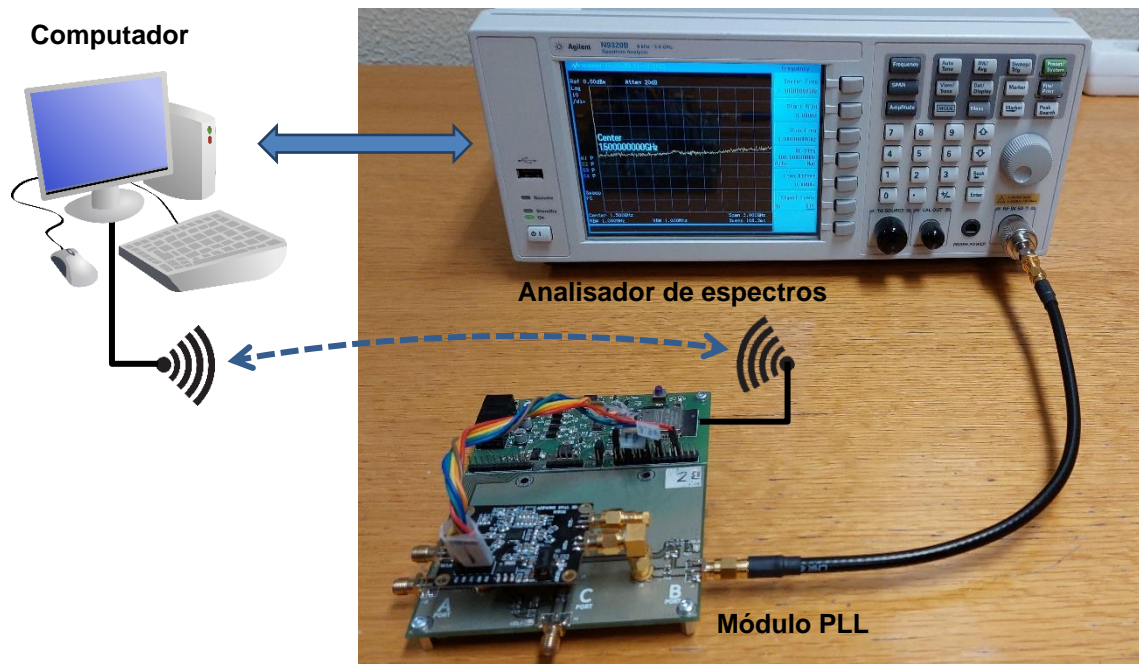


Figura 58 – Circuito de calibração do módulo PLL.

O PLL permite programar 4 potências de saída com intervalos de 3dBm (-4dBm, -1dBm, +2dBm e +5dBm). Contudo como o próprio fabricante indica estas potências são para a saída diferencial (out+ e out-) e variam bastante com a frequência, tendo-se obtido para as 4 potências referidas acima e para a banda de frequências considerada uma diferença média de cerca de 6dB (-10dBm, -7dBm, -4dBm e -1dBm). Foi desenvolvida uma aplicação em linguagem python (SpectrumAnalyserPLL.py) para implementar o procedimento de calibração do módulo PLL a qual segue os seguintes passos para a obtenção dos parâmetros de calibração, frequência a frequência:

1. Colocar o PLL numa determinada frequência (500 a 3080MHz, de 1 em 1MHz);
2. Esperar que a malha captura de fase sincronize;
3. Colocar o PLL numa determinada potência (-10dBm, -7dBm, -4dBm e -1dBm);
4. Ler no analisador de espectros a potência do sinal de entrada, utilizando médias para maior precisão;
5. Voltar ao passo 3 com a potência seguinte;
6. Voltar ao passo 1 com a frequência seguinte.

Os valores da calibração foram guardados num ficheiro em formato CSV com a seguinte informação em resumo:

- DadosPLLCBO.csv – Matriz de valores das potências medidas em dBm, em que cada linha associa-se a uma frequência (500MHz a 3080MHZ, com passo de 1MHz), onde constam 5 valores: frequência e potência medida para cada uma das 4 escalas de potências do PLL (-10dBm, -7dBm, -4dBm e -1dBm).



A Figura 59 representa graficamente os dados de calibração do PLL em função da frequência para as 4 potências identificadas acima.

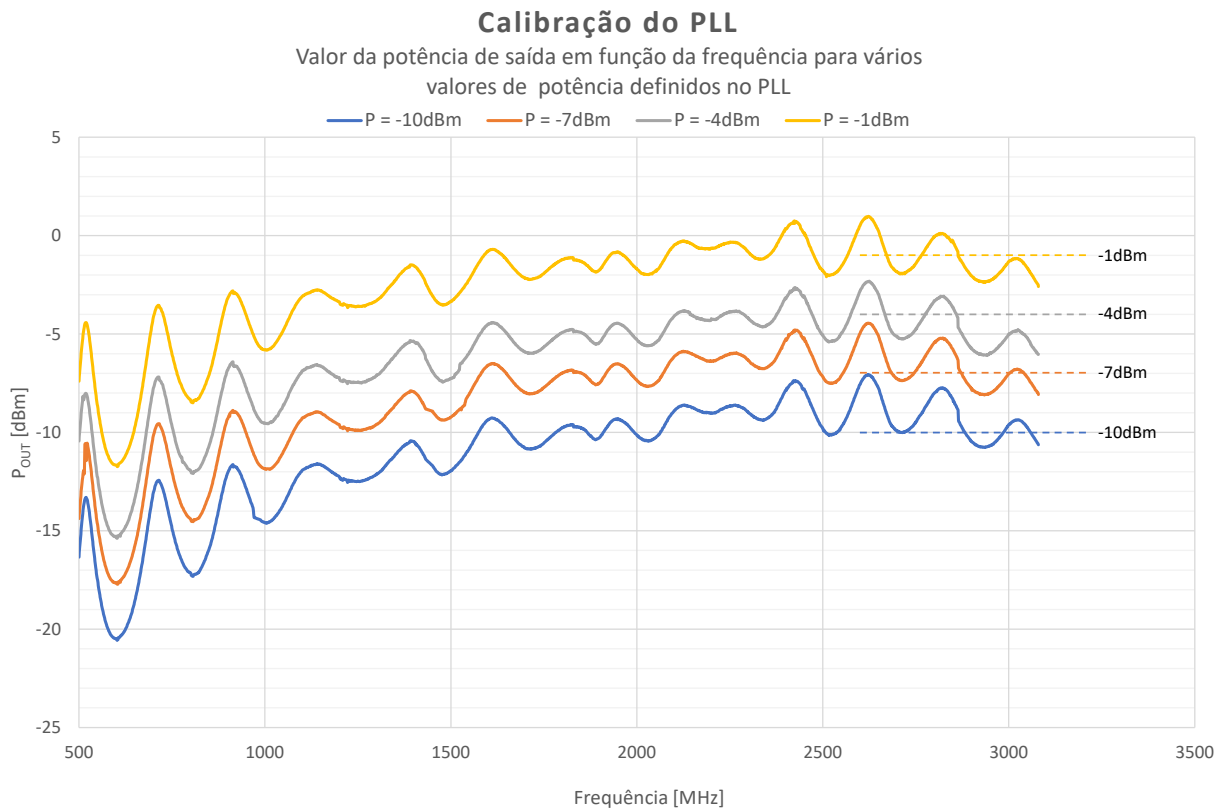


Figura 59 – Calibração do módulo PLL.

Para cada potência de saída do PLL os valores medidos variam bastante com a frequência, sendo que os 4 valores de potência considerados (-10dBm, -7dBm, -4dBm e -1dBm) são de forma aproximada a média desses valores na frequência que estão, como referido acima, cerca de 6dB a baixo do valor indicado do fabricante.

#### 4.2.2 Calibração do módulo DET

Na calibração do DET utilizou-se o módulo PLL para gerar o sinal e o analisador de espectros para medir, uma vez que o PLL vai funcionar como gerador no sistema de medida. A Figura 60 ilustra o esquema de ligações para as medidas de calibração, compreendendo as seguintes ligações:

- Porto A do módulo DET ligado ao Porto B do módulo PLL através de uma união SMA macho-macho;
- Saída out- da placa PLL ligada ao analisador de espectros através de um cabo coaxial, para medida da potência entregue pelo PLL;
- Entre a saída out+ e o Porto B interno do módulo PLL, para certas potências foram ligados atenuadores para expandir a gama de variação da potência.

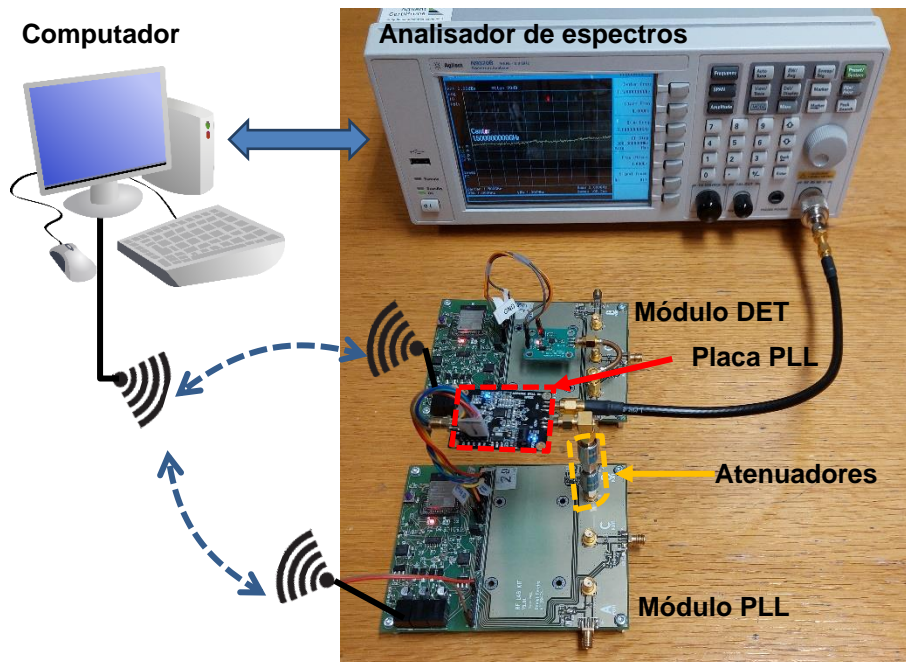


Figura 60 – Esquema de ligações da calibração do módulo DET.

O PLL permite programar 4 potências de saída com intervalos de 3dB (-10dBm, -7dBm, -4dBm e -1dBm), tendo-se escolhido as atenuações de 42dB, 36dB, 24dB e 0dB (sem atenuador), de forma a se obter uma gama de valores de potência com intervalo de 3dB, conforme tabela abaixo.

Tabela 11 – Potência à entrada do analisador de espectros em função do atenuador e da potência do PLL

Atenuador (dB)	Potência do PLL (dBm)			
	-10	-7	-4	-1
48	-58	-55	-52	-49
36	-46	-43	-40	-37
24	-34	-31	-28	-25
12	-22	-19	-16	-13
0	-10	-7	-4	-1

Foi desenvolvida uma aplicação em linguagem python para implementar o procedimento de calibração do módulo PLL, a qual segue os seguintes passos para a obtenção dos parâmetros de calibração para cada frequência:

1. Colocar um atenuador (48dB, 36dB, 24dB, 12dB e 0dB);
2. Colocar o PLL numa determinada potência (-10dBm, -7dBm, -4dBm e -1dBm);
3. Colocar o PLL numa determinada frequência (de 500MHZ a 3080MHZ com um passo de 1MHZ);
4. Esperar que a malha captura de fase sincronize;
5. Ler no módulo DET o valor do ADC, utilizando médias para maior precisão;

6. Ler no analisador de espectros a potência do sinal de entrada, utilizando médias para maior precisão;
7. Voltar ao passo 3 para a frequência seguinte;
8. Voltar ao passo 2 para a potência seguinte;
9. Voltar ao passo 1 para o atenuador seguinte.

Os valores da calibração foram guardados nos seguintes ficheiros:

- DadosDET.csv – Matriz de valores do conversor ADC de 12bits (variando de 0 a 4095), em que cada linha está associada a uma frequência (500MHz a 3080MHz, com passo de 1MHz), onde constam 21 valores: frequência e potência medida para cada uma das 4 escalas de potências do PLL (-10dBm, -7dBm, -4dBm e -1dBm) e para um dos 5 valores do atenuador (48dB, 36dB, 24dB, 12dB e 0dB), correspondendo a valores de potência entre -58dBm e -1dBm com separação de 3dB.
- DadosPLLAtt.csv – Matriz de valores da potência do PLL, em que as linhas também se associam às frequências e as colunas às potências medidas (20 colunas, para potências entre -58dBm e -1dBm).

A Figura 61 representa graficamente os dados de calibração do DET, que são a combinação entre os dois ficheiros acima referidos. De realçar que todos estes valores foram obtidos por interpolação das referidas tabelas uma vez que para uma dada potência não existe um valor correspondente do ADC. Por exemplo, para 1575MHz e -10dBm, o valor interpolado de ADC = 1388 foi obtido a partir de dois valores contíguos medidos:

- ADC = 1650 (DadosDET.csv) @  $P_{PLL} = -13.54\text{dBm}$  (DadosPLLAtt.csv);
- ADC = 1386 (DadosDET.csv) @  $P_{PLL} = -9.97\text{dBm}$  (DadosPLLAtt.csv).

## Calibração do DET

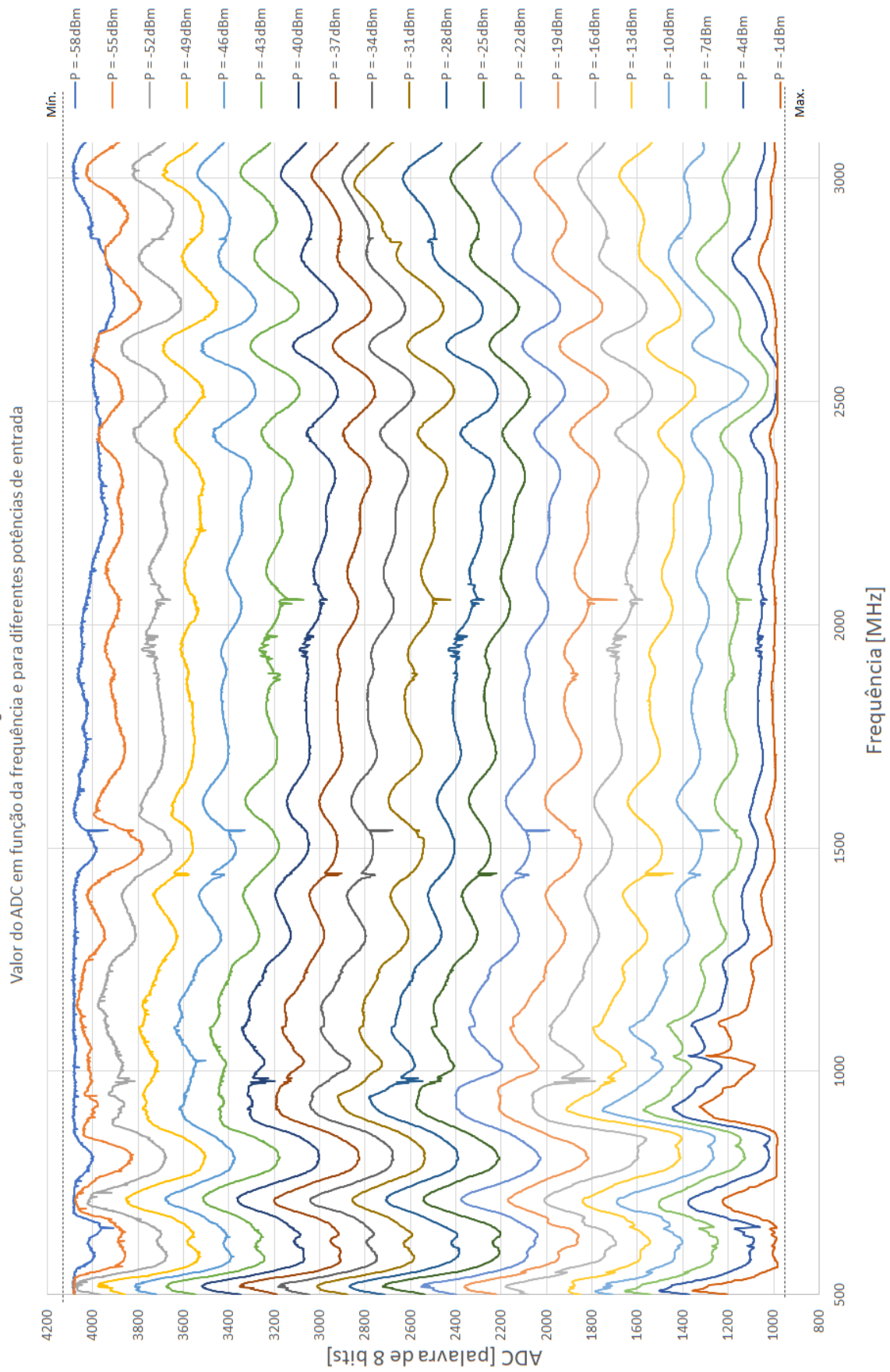


Figura 61 – Calibração do módulo DET.

Sendo cada gráfico obtido para diferentes potências com uma separação de 3dB, verifica-se uma separação aproximadamente constante entre eles.

De uma forma geral, para potências superiores a -4dBm ocorre saturação da característica e para potências inferiores a -55dBm a medida deixa de ser possível, concluindo-se que o DET tem uma gama dinâmica aproximada de 51dB.

### 4.2.3 Fonte de alimentação variável

Na calibração da fonte de alimentação variável, variou-se os bits do DAC de 0 a 255 e mediram-se as tensões correspondentes no multímetro BK Precision 2831E [45]. A Figura 62 ilustra o resultado das medições, o gráfico da banda de tensão de aproximadamente 0V a 12V na cor azul (v\_band\_off) e o gráfico da banda de tensão de aproximadamente de 12V a 20V na cor laranja (v\_band\_on).

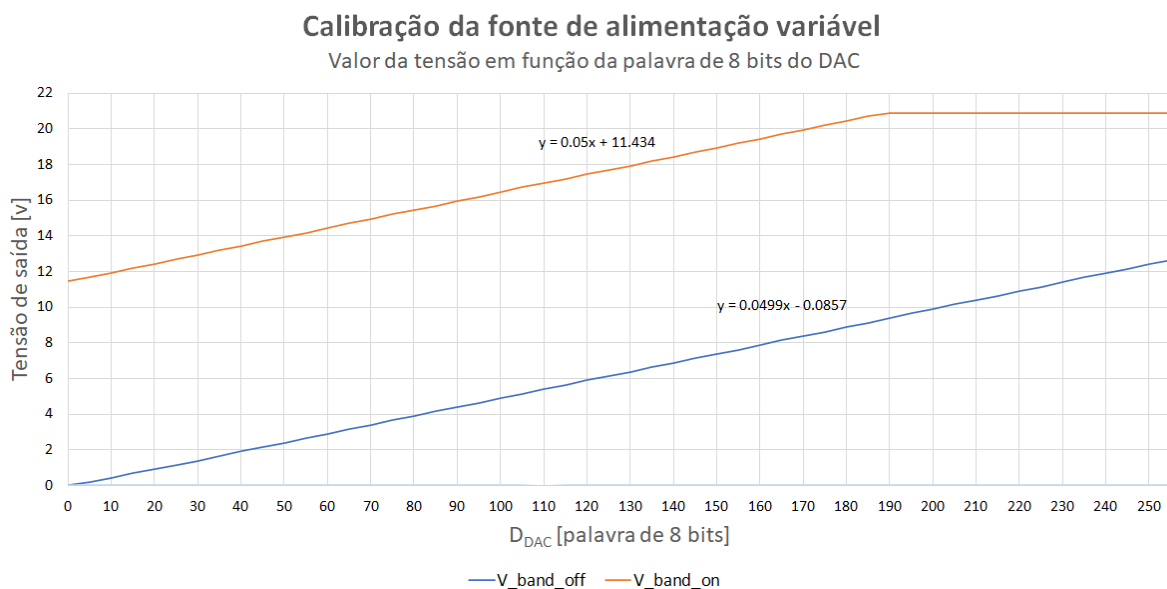


Figura 62 – Calibração da fonte de alimentação variável.

A Figura 63 ilustra os gráficos do erro relativo entre os resultados experimentais (Figura 62) e os resultados teóricos (§3.3.4.2). Verifica-se, no gráfico que a curva V<sub>band\_off</sub>, na cor amarelo, tem um erro grande quando o valor do DAC é inferior a 10 bits, corresponde a uma tensão inferior a cerca de 450mV e através de uma análise ao esquema do circuito desta fonte (Figura 40), conclui-se que este erro se deve à não linearidade da junção base emissor do transistor Q<sub>5</sub>, ou seja, a tensão v<sub>BE</sub> varia bastante quando o transistor está no início zona de condução.

## Calibração da fonte de alimentação variável

Erro relativo entre o valor teórico e o valor experimental

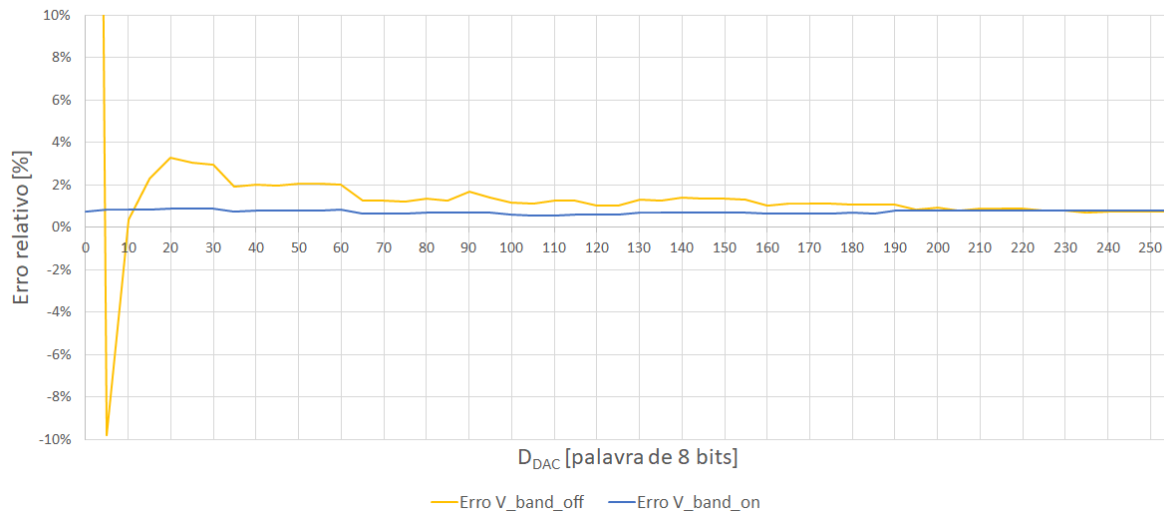


Figura 63 – Fonte de alimentação variável – Comparação teóricos/experimentais.

## 4.3 Análise ao desempenho do sistema

A fim de caracterizar o desempenho do sistema em termos de velocidade de operação analisou-se os seguintes tempos de operação:

- Tempo médio de arranque do módulo,
- Tempo médio da deteção do circuito,
- Tempo médio de varrimento da frequência.

### 4.3.1 Tempo médio de arranque do módulo

O tempo médio de arranque foi cronometrado desde o momento em que é carregado o botão de reset do módulo até ao momento que é recebido no SGE uma mensagem de mosquito, que confirma o registo do módulo no serviço MQTT broker.

A Tabela 12 ilustra os tempos médios de 10 medidas do tempo de arranque dos vários módulos. Verifica-se que o módulo PLL tem um tempo de arranque ligeiramente superior (mais 200ms) pois a configuração inicial da placa PLL é mais complexa.

Tabela 12 – Tempo médio de arranque

Módulo	Tempo médio [s]
PLL	14.7
FIL	14.5

AMP	14.5
DET	14.5

### 4.3.2 Tempo médio de detecção automática do esquema do circuito

O tempo médio que o SGE demora a obter o esquema de interligações do circuito foi medido, sendo os resultados apresentados na Tabela 13, verificando-se um tempo de detecção de 2.3s para um módulo e um aumento aproximadamente linear em função do número de módulos ( $t \approx 1.9n + 0.6$ ).

A tabela lê-se da seguinte forma: a coluna “Circuito” indica os módulos utilizados no circuito, a coluna “Numero de módulos” indica o número de módulos utilizado no circuito, e a coluna “Tempo médio” indica a média do tempo de 10 medidas.

Tabela 13 – Tempo médio de detecção do circuito

Circuito	Número de módulos	Tempo médio [s]
PLL	1	2.3
PLL + DET	2	4.3
PLL + FIL + DET	3	6.4
PLL + AMP + FIL + DET	4	7.8

### 4.3.3 Tempo médio de varrimento da frequência

O tempo médio de varrimento da frequência pelo número de amostras (número de médias que o ADC faz para melhorar a precisão) e número de pontos (um para cada frequência) foi medido no SGE e os resultados são apresentados na Tabela 14.

Verifica-se que cada amostra é medida em aproximadamente 178 $\mu$ s, havendo um compromisso entre o número de amostras e o tempo total de medida, devendo-se optar por 100 amostras quando se pretende uma medida rápida e 1000 amostras para uma medida com menor ruído nas zonas de maior atenuação.

Tabela 14 - Tempo médio de varrimento da frequência

Amostras	Número de pontos (mm:ss)				
	21	51	201	501	1001
10	00:03	00:03	00:09	00:21	00:39
100	00:03	00:05	00:14	00:35	01:04
1 000	00:06	00:10	00:37	01:31	03:00
10 000	00:29	01:09	04:29	11:07	22:10

## 4.4 Demonstração do método de medida

Para demonstração do método de medida foram realizadas medidas utilizando os quatro módulos desenvolvidos (FIL, AMP, PLL e DET), para obtenção do ganho do filtro (FIL), do amplificador (AMP) e da cadeia do filtro com o amplificador (FIL+AMP).

### 4.4.1 Medidas com o FIL

A Figura 64 representa a montagem do RFLabKit para a demonstração do método de medida no módulo FIL, com indicação dos portos e suas ligações.

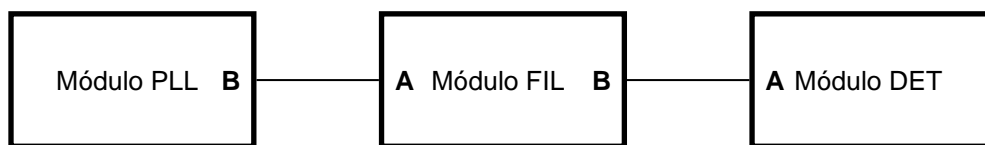


Figura 64 – Montagem medida FIL (PLL+FIL+DET).

O SGE foi configurado para gerar o varrimento de frequências entre 1475MHz a 1675MHz, sem atenuação (0dB), potência do PLL -10dBm, 1001 pontos e 10000 amostras.

A Figura 65 representa os gráficos da resposta em frequência do filtro para as medidas realizadas pelo RFLabKIT e pelo Network Analyzer (VNA), e os dados do fabricante.

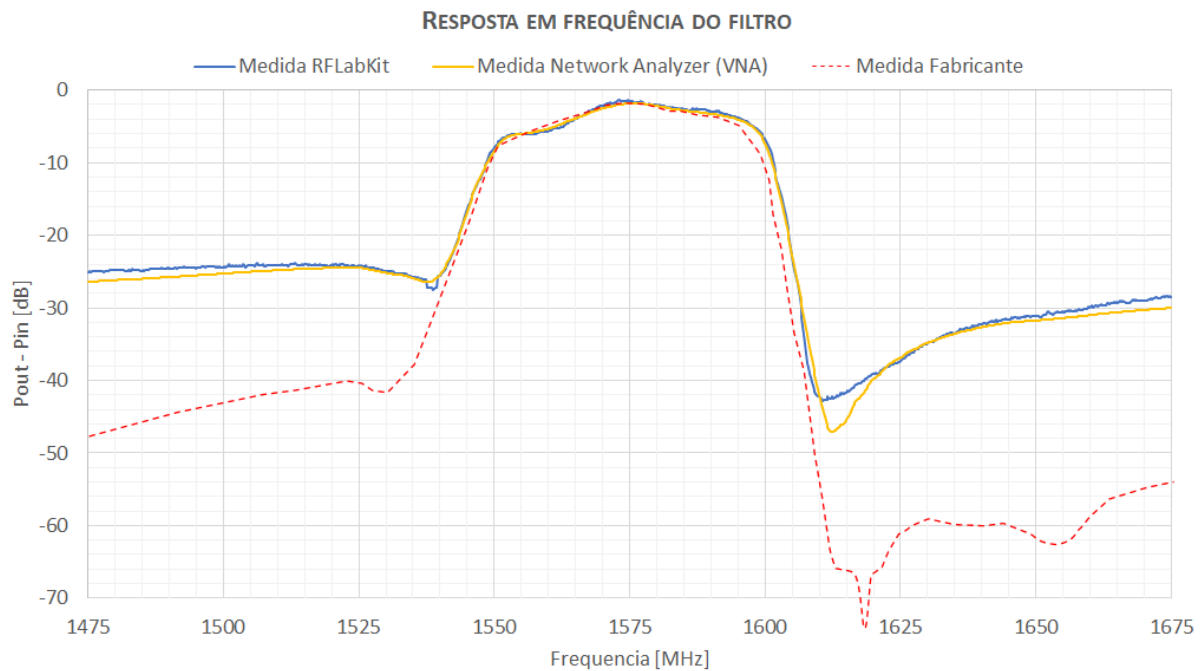


Figura 65 – Gráfico da resposta em frequência do filtro.



Conclui-se que a medida do RFLabKit deu um resultado muito aproximado à medida com o VNA, confirmando-se a precisão do sistema de medida realizado. Relativamente aos dados do fabricante do filtro, verifica-se também uma concordância com as medidas na banda de passagem, havendo uma diferença razoável na banda de atenuação (entre 20 e 25dB), devendo-se esta diferença associar ao facto da placa onde está montado o filtro GPS não ter a mesma qualidade que o sistema de montagem de medida utilizado pelo fabricante na obtenção das suas medidas.

#### 4.4.2 Medidas com o AMP

A Figura 66 representa a montagem do RFLabKit para a demonstração do método de medida no módulo AMP.

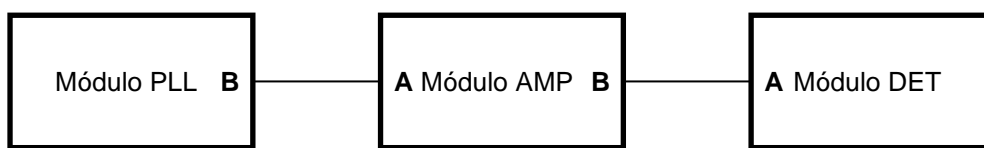


Figura 66 – Montagem medida AMP (PLL+AMP+DET).

O SGE foi configurado para gerar o varrimento de frequências entre 1475MHz a 1675MHz, atenuação 24dB, potência do PLL -10dBm, 1001 pontos e 10000 amostras.

A Figura 67 ilustra os gráficos da resposta em frequência do amplificador, através de medidas do RFLabKIT e o Network Analyzer (VNA), assim como os dados do fabricante.

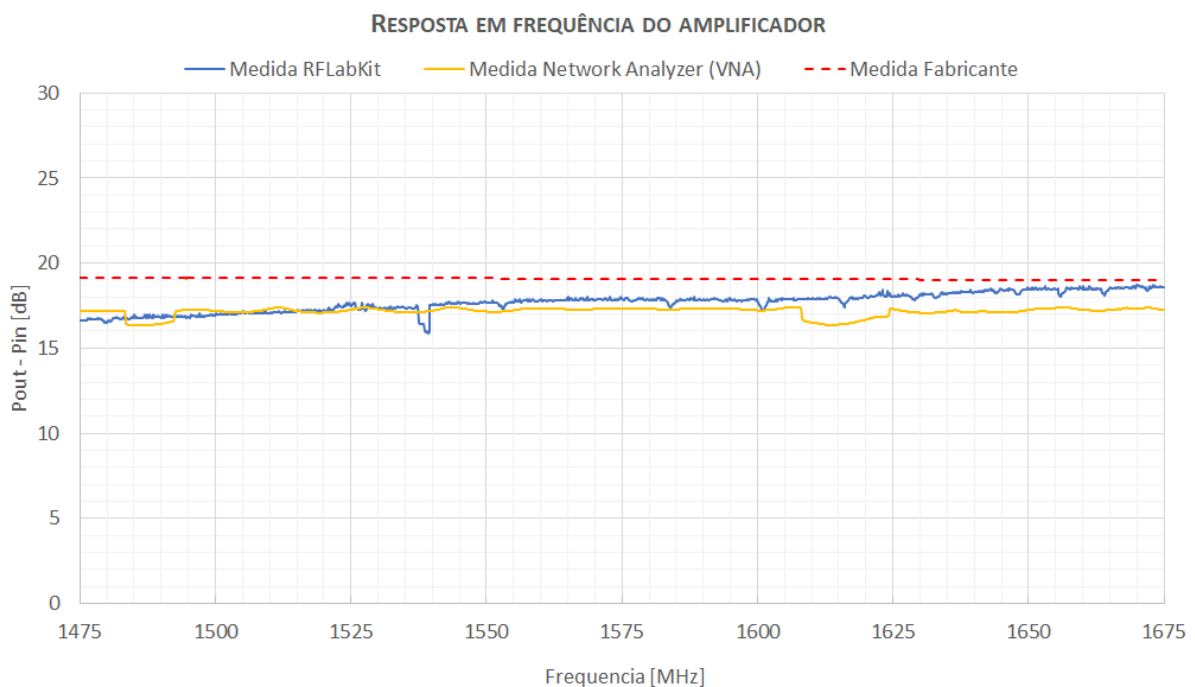


Figura 67 – Gráfico resposta em frequência do amplificador.

O resultado das medidas é consistente com as conclusões obtidas na subsecção anterior para o FIL, em que as medidas no RFLabKit são muito próximas das realizadas pelo VNA e os dados apresentados pelo fabricante são um pouco melhores (com um máximo de diferença de 1.5dB).

### 4.4.3 Medidas com o FIL+AMP

A Figura 68 representa a montagem do RFLabKit para a demonstração do método de medida no módulo FIL em cadeia com o módulo AMP.

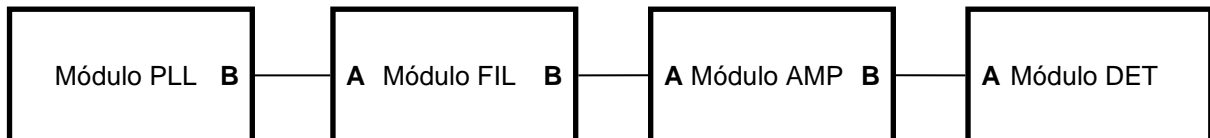


Figura 68 – Montagem medida FIL mais AMP (PLL+FIL+AMP+DET).

O SGE foi configurado para gerar o varrimento de frequências entre 1475MHz a 1675MHz, atenuação 12dB, potência do módulo PLL -7dBm, 1001 pontos (ou um step de 200kHz) e 10000 amostras por ponto.

A Figura 69 ilustra os gráficos da resposta em frequência do filtro medidas pelo RFLabKIT e pelo Network Analyzer.

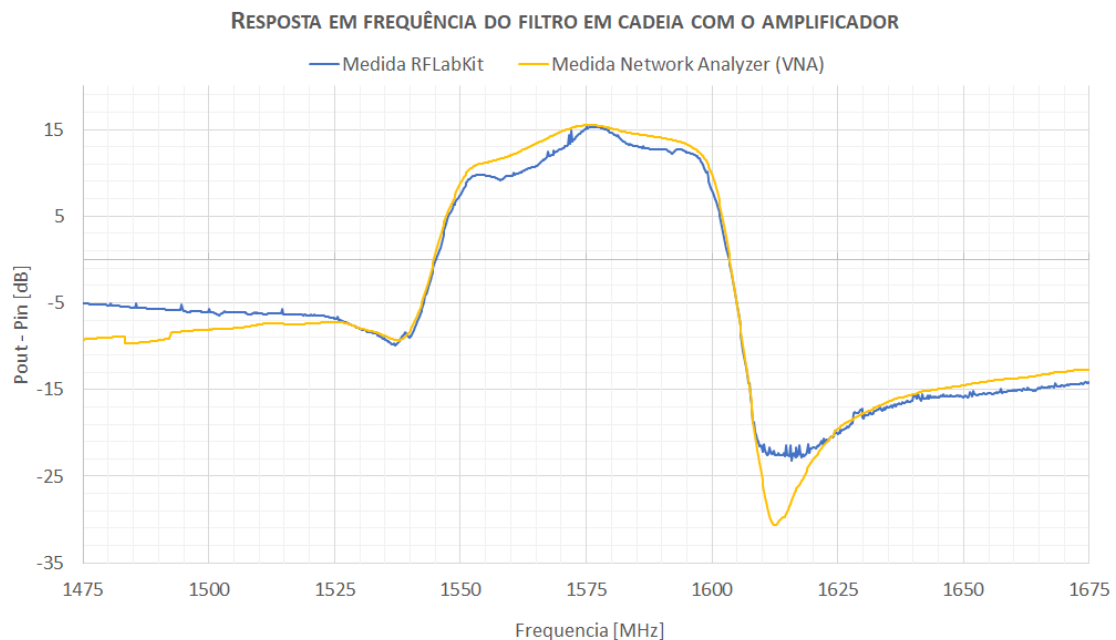


Figura 69 – Gráfico resposta em frequência do amplificador em cadeia com o amplificador.

Conclui-se, novamente, que a medida do RFLabKit deu um resultado muito aproximado à medida com o VNA.

# 5 Conclusões

## 5.1 Discussão e análise crítica dos resultados

O objetivo deste trabalho foi o desenvolvimento de um método de medida de sistemas eletrônicos de radiofrequência e micro-ondas para uma solução laboratorial didática, que foi denominado RFLabKit.

Consideram-se neste trabalho as seguintes contribuições originais: o método baseia-se na comunicação entre um conjunto de módulos de medida e um computador de a modo simplificar e automatizar o processo; possui um circuito de detecção automática da ligação entre os módulos e utiliza um método de estabelecimento do esquema de interligações, com recurso a um processo de comunicação entre os módulos; e permite a medição automática de sistemas de RF/micro-ondas sem necessidade de calibração, uma vez que cada módulo armazena e divulga informação de medidas feitas previamente, como é o caso dos parâmetros S de um quadripolo em função da frequência.

Para atingir o objetivo referido acima, no Capítulo 2, começou-se por realizar uma pesquisa do estado da arte de forma a analisar e discutir as diversas soluções laboratoriais didáticas existentes, chegando-se á conclusão que as soluções são difíceis de encontrar, a maior parte destas não incluem equipamento de medida, o qual tem que ser adquirido à parte, apresentando-se como soluções de elevado custo.

No Capítulo 3 projetou-se o desenvolvimento da solução laboratorial, para isso, começou-se por identificar os requisitos e procedeu-se ao desenho do sistema. No desenvolvimento dos módulos foram analisados e discutidos os principais elementos: microcontrolador SoC, circuito T de alimentação (bias tee), circuito de ligação entre portos, circuitos de alimentação fixa e variável, circuito reset, circuito detetor de falha de alimentação e circuito dos leds.

Foi escolhido o microcontrolador SoC ESP32 por ter comunicação WiFi embutida e permite ser programado através de uma linguagem de alto nível, como é o MicroPython, que é uma implementação eficiente da linguagem Python versão 3 num microcontrolador e ocupa poucos recursos (ex. memória e processamento).

No desenho do elemento circuito T de alimentação, utilizou-se a ferramenta de simulação de circuitos de radiofrequência ADS, no entanto, para obter os respetivos parâmetros s, foi necessário modelar electromagneticamente a bobine e as fichas SMA (externa e interna) através do programa CST. Na simulação eletromagnética, concluiu-se que a zona de maior impacto da descontinuidade existente nas fichas SMA é a provocada pela transição entre o meio coaxial e a microstrip. Verificou-se também que a ficha interior tem cerca do dobro das perdas da exterior, por ter uma transição coaxial/microstrip com um ângulo de 90°. Relativamente à bobine, concluiu-se que não pode ser modelada por uma indutância

simples, pois tem a frequência de ressonância dentro da banda de trabalho (1 a 3GHz) é indutiva até à frequência de ressonância (2.08GHz) e capacitiva a partir daí.

Construíram-se quadro módulos de demonstração, a saber: módulo de malha de captura de fase, módulo amplificador, módulo filtro e módulo detetor logarítmico de RF. Esta parte do trabalho foi bastante motivadora, pois permitiu a aquisição de competências práticas, em particular no desenho do projeto, na escolha dos componentes, na conceção do circuito impresso (desenho e roteamento do PCB), e na montagem e soldadura dos componentes.

No Capítulo 4, foi analisado e discutido experimentalmente o circuito de alimentação T, em confronto com os resultados obtidos na simulação. Concluiu-se que a simulação realizada no ADS (com os parâmetros obtidos das fichas e da bobine pela simulação eletromagnética com o programa CST) está em concordância com os resultados experimentais.

Na calibração do módulo PLL verificou-se que existe uma diferença de 6dB da potência entregue pelo módulo em comparação com a informação dada pelo fabricante, verifica-se que as potências indicadas pelo fabricante são para a saída diferencial e o layout da placa onde o PLL está montado terá perdas. Relativamente à calibração do DET concluiu-se que tem uma gama dinâmica de aproximadamente 51dB compatível com o tipo de sistema desenvolvido.

Fez-se uma análise do desempenho do sistema com os módulos de demonstração, concluindo-se que o registo dos módulos no RFLabKit, após serem alimentados, ocorre em cerca de 14 segundos; o tempo de deteção do esquema pelo Sistema de Gestão (SGE) é linearmente dependente do número de módulos, com aproximadamente 2 segundos por módulo (7.8 segundos para 4 módulos); e finalmente o tempo de varrimento em frequência depende linearmente do número de pontos e do número de amostras por ponto (realização de médias para maior precisão), sendo um bom compromisso entre precisão e rapidez a opção de 201 pontos com 100 amostras por ponto, e 201 pontos com 10000 amostras para uma medida de maior precisão.

Finalmente, analisou-se e discutiu-se o funcionamento experimental do método de medida, primeiro realizando-se a medida da cadeia dos módulos PLL+FIL+DET, segundo com a cadeia dos módulos PLL+AMP+DET e terceiro com a cadeia dos módulos PLL+FIL+AMP+DET, tendo-se verificado que os resultados obtidos experimentalmente são muito próximos dos obtidos por meio de um equipamento VNA.

A Tabela 15 mostra as principais características do presente trabalho, em confronto com as soluções de laboratório didáticas resultantes da avaliação do estado da arte.

Verifica-se que o RFLabKit representa uma solução vantajosa e inovadora, sendo de realçar o facto de se enquadrar nas tecnologias emergentes com maior expressão como é o caso do IoT; permitir a deteção automática do esquema de ligações; e assegurar a alimentação dos módulos através das próprias ligações coaxiais.

Tabela 15 – Comparação entre o RFLabKit e as soluções da pesquisa do estado da arte

Características\Solução	RFLabKit	Edukita	Exsto	Mini-Circuits
Frequência de operação	1 a 3GHz	DC a 3GHz	DC a 3GHz	100MHz a 6GHz
Tecnologia	Wi-Fi, IoT, MQTT	Microstrip	Microstrip	Acoplador modular coaxial
Montagem	Modular	Microstrip	Microstrip	Modular
Tipo de módulos	Circuitos passivos e ativos	Componentes passivos e ativos	Circuitos passivos e ativos	Componentes passivos no VNA e circuitos passivos e ativos no DUT
Ligações dos módulos	Coaxial	Puzzle magnético	Coaxial	Coaxial
Tipo de fichas	SMA	Não tem	SMA	SMA
Equipamento de medida	Sim	Não incluído	Não incluído	Sim
Software	Sim	-	-	Sim
Kit de Calibração	Autocalibrado	-	-	Sim
Alimentação dos DUTs	Interna (fixa ou variável)	Externa	Externa	Externa
Deteção do circuito	Automática	-	-	-

## 5.2 Perspetivas de trabalho futuro

De forma a tirar partido do desenvolvimento deste projeto é de realçar a possibilidade da sua evolução em projetos futuros:

- O circuito T de alimentação da placa modular, poderá ser projetado para uma banda maior, por exemplo até aos 6GHz.
- O software SGE pode ter também a capacidade de simular o circuito didático, montado com os módulos, através dos parâmetros S guardados nos módulos, sem ser necessário realizar uma medida, neste caso obtinha-se o confronto entre a simulação e os resultados experimentais.
- Construção de um conjunto de módulos e respetivo software para medida de coeficientes de reflexão (parâmetros  $|S_{11}|$  e  $|S_{22}|$ ).
- Construção de novos módulos de teste didáticos, por exemplo, filtro passa baixo, filtro passa alto, misturador, amplificador de potência, acoplador, divisor de potência e outros.
- Elaboração de um conjunto de guias laboratoriais didáticos dinâmicos em que o SGE orienta o estudante na realização do trabalho. Estes guias devem-se focar em determinados temas, como por exemplo medição do ganho de um amplificador ou de um filtro, medição do ponto de compressão a 1dB de um amplificador de potência, ou medida das características de um misturador.

*Página intencionalmente deixada em branco*

## 6 Referências

- [1] Keysight Technologies, "PathWave Advanced Design System (ADS) | Keysight," Keysight Technologies, [Online]. Available: <https://www.keysight.com/zz/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html>. [Accessed 2022].
- [2] Elliptika, "Welcome to Eductika by Elliptika | Eductika by Elliptika," Elliptika, 2008. [Online]. Available: <https://eductika.com/>. [Accessed 2022].
- [3] Elliptika, "KIT of Passive Devices | Eductika by Elliptika," Elliptika, [Online]. Available: <https://eductika.com/?q=en/kits/kit-passive-devices>. [Accessed 2022].
- [4] "Exsto | Bancadas Didáticas, Cursos e Soluções para Empresas," Exsto Tecnologia, [Online]. Available: <https://exsto.com.br/>. [Accessed 2022].
- [5] Exsto Tecnologia, "Datasheet - BANCO DE ENSAIOS PARA RÁDIO FREQUÊNCIA (3GHZ)," Exsto Tecnologia, [Online]. Available: [https://exsto.com.br/img/produto\\_download/641f967972a74c5a8714ee159f281ce0.pdf](https://exsto.com.br/img/produto_download/641f967972a74c5a8714ee159f281ce0.pdf). [Accessed 2022].
- [6] Mini-Circuits, "Mini Circuits - Global Leader of RF and Microwave Components," Mini-Circuits, [Online]. Available: <https://www.minicircuits.com/>. [Accessed 2022].
- [7] Mini-Circuits, "DIY Vector Network Analyzer Kit | Mini-Circuits," Mini-Circuits, [Online]. Available: [https://www.minicircuits.com/WebStore/uvna\\_63.html](https://www.minicircuits.com/WebStore/uvna_63.html). [Accessed 2022].
- [8] R. Mubashar, M. A. B. Siddique, A. U. Rehman, A. Asad and A. Rasool , "Comparative performance analysis of short-range wireless protocols for wireless personal area network," *Iran Journal of Computer Science*, vol. 4, p. 201–210, 2021.
- [9] OASIS OPEN, "OASIS Message Queuing Telemetry Transport (MQTT) TC," OASIS OPEN, [Online]. Available: [https://www.oasis-open.org/committees/tc\\_home.php?wg\\_abbrev=mqtt](https://www.oasis-open.org/committees/tc_home.php?wg_abbrev=mqtt). [Accessed 2021].
- [10] OASIS MQTT Technical Committee, "MQTT - The Standard for IoT Messaging," MQTT, [Online]. Available: <https://mqtt.org/>. [Accessed 2021].
- [11] Espressif Systems, "Datasheet ESP32-WROOM-32E & ESP32-WROOM-32UE - ESP32," 2021 [Version 1.2]. [Online]. Available: [https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32-wroom-32e\\_esp32-wroom-32ue\\_datasheet\\_en.pdf](https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32-wroom-32e_esp32-wroom-32ue_datasheet_en.pdf). [Accessed 2022].
- [12] Python Software Foundation, "Python.org," Python Software Foundation, [Online]. Available: <https://www.python.org>. [Accessed 2022].
- [13] George Robotics Limited, "MicoPython," George Robotics Limited, [Online]. Available: <https://www.micropython.org>. [Accessed 2022].

- [14] Ionescu, V. M. and Enescu, F. M., "Investigating the performance of MicroPython and C on ESP32 and STM32 microcontrollers," in *2020 IEEE 26th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME)*, 2020.
- [15] D. P. George and P. Sokolovsky, "MicroPython documentation," MicroPython, [Online]. Available: <https://docs.micropython.org/en/latest/>. [Accessed 2022].
- [16] George Robotics Limited, "MicroPython Store (PYBv1.1)," George Robotics Limited, [Online]. Available: <https://store.micropython.org/product/PYBv1.1>. [Accessed 2022].
- [17] Digikey, "ESP-WROOM-02D (4MB) Espressif Systems | RF/IF and RFID | DigiKey," Espressif, [Online]. Available: <https://www.digikey.co.uk/en/products/detail/espressif-systems/ESP-WROOM-02D-4MB/10259375>. [Accessed 2022].
- [18] Digikey, "ESP32-WROOM-32D (4MB) Espressif Systems | RF/IF and RFID | DigiKey," Espressif, [Online]. Available: <https://www.digikey.co.uk/en/products/detail/espressif-systems/ESP32-WROOM-32D-4MB/9381732>. [Accessed 2022].
- [19] pycom, "WiPy 3.0 - Pycom MicroPython Enabled IoT Expansion Board," pycom, [Online]. Available: <https://pycom.io/product/wipy-3-0/>. [Accessed 2022].
- [20] Digikey, "SC0915 Raspberry Pi | Development Boards, Kits, Programmers | DigiKey," RaspBerry, [Online]. Available: [https://www.digikey.co.uk/en/products/detail/raspberry-pi/SC0915/13684020?WT.mc\\_id=frommaker.io](https://www.digikey.co.uk/en/products/detail/raspberry-pi/SC0915/13684020?WT.mc_id=frommaker.io). [Accessed 2022].
- [21] R. S. Carson, *High-Frequency Amplifiers*, John Wiley & Sons, 1982.
- [22] Dassault Systems, "CST STUDIO SUITE Student Edition | 3DEXPERIENCE Edu," Dassault Systems, [Online]. Available: <https://edu.3ds.com/en/software/cst-studio-suite-student-edition>. [Accessed 2022].
- [23] H. A. Wheeler, "Simple Inductance Formulas for Radio Coils," *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 16, no. 10, pp. 1398-1400, 10 1928.
- [24] Nexperia, "Datasheet BC847 series - NPN Transistor," [Online]. Available: [https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/BC847\\_SER.pdf](https://assets.nexperia.com/documents/data-sheet/BC847_SER.pdf). [Accessed 2022].
- [25] Infineon, "Datasheet IPD50P04P4-13 - Power Transistor P-channel," Infineon, [Online]. Available: [https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPD50P04P4-13-DataSheet-v01\\_03-EN.pdf?fileId=db3a30432f69f146012f781f908b2da3](https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPD50P04P4-13-DataSheet-v01_03-EN.pdf?fileId=db3a30432f69f146012f781f908b2da3). [Accessed 2022].
- [26] Vishay Semiconductors, "Datasheet - BZX384-Series Small Signal Zener Diodes," [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/85764/bzx384.pdf>. [Accessed 2022].
- [27] Vishay Semiconductors, "Datasheet - B330LA, B340A - High Current Density Surface-Mount Schottky Rectifier," Vishay, [Online]. Available: <https://www.vishay.com/docs/88896/b330la.pdf>. [Accessed 2022].
- [28] XP Power, "Datasheet TR10S3V3 - DC-DC Converter," [Online]. Available: [https://www.xppower.com/portals/0/pdfs/SF\\_TR10.pdf](https://www.xppower.com/portals/0/pdfs/SF_TR10.pdf). [Accessed 2022].



- [29] RECOM, "Datasheet R-78E-0.5 Series - DC/DC Converter," [Online]. Available: <https://recom-power.com/pdf/Innoline/R-78E-0.5.pdf>. [Accessed 2022].
- [30] Texas Instruments, "Datasheet - LMx24, LMx24x, LMx24xx, LM2902, LM2902x, LM2902xx, LM2902xxx Quadruple," [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm224k.pdf>. [Accessed 2022].
- [31] Espressif Systems, "Datasheet ESP32 Series," Espressif, [Online]. Available: [https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32\\_datasheet\\_en.pdf](https://www.espressif.com/sites/default/files/documentation/esp32_datasheet_en.pdf). [Accessed 2022].
- [32] Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, "Datasheet WL-SMCW SMT Mono-color Chip - LED Waterclear," [Online]. Available: <https://www.wer-online.com/catalog/datasheet/150080RS75000.pdf>. [Accessed 2022].
- [33] OPTOFLASH, "Datasheet OF-SMD1608B LED BLUE," OPTOFLASH, [Online]. Available: <https://www.tme.eu/en/details/of-smd1608b/smd-colour-leds/optoflash/>. [Accessed 2021].
- [34] Aliexpress, "ADF4351 Signal Source Frequency Board 35M-4.4GHz," [Online]. Available: <https://www.aliexpress.com/item/1005003989217094.html>. [Accessed 2022].
- [35] Analog Devices, "Datasheet ADF4351 - Wideband Synthesizer," 2017. [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADF4351.pdf>. [Accessed 2022].
- [36] CRYSTEK CORPORATION, "Datasheet CRBAMP-100-6000 - RedBox Amplifier 100MHz to 6.0GHz," [Online]. Available: <https://eu.mouser.com/datasheet/2/94/CRBAMP-100-6000-50664.pdf>. [Accessed 2022].
- [37] Aliexpress, "GPS SAW Bandpass Filter Satellite Positioning 1575 MHZ," [Online]. Available: <https://www.aliexpress.com/item/4000187788192.html>. [Accessed 2022].
- [38] REYCONNS, "Datasheet NDF9015 - SAW FILTER 1575.420," [Online]. Available: <https://pdf1.alldatasheet.net/datasheet-pdf/view/1151046/REYCONNS/NDF9015.html>. [Accessed 2022].
- [39] REYCONNS, "Reyconns China Limited," Reyconns China Limited, [Online]. Available: <http://www.reyconns.com/>. [Accessed 2022].
- [40] Aliexpress, "Datasheet AD8318RF - Logarithmic Detector," [Online]. Available: <https://www.aliexpress.com/item/4000960177141.html>. [Accessed 2022].
- [41] Analog Devices, "Datasheet ADF8318 - Logarithmic Detector," [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8318.pdf>. [Accessed 2021].
- [42] Pico Technology, "PicoVNA 6 GHz and 8.5 GHz Vector Network Analyzers," Pico Technology, [Online]. Available: <https://www.picotech.com/vector-network-analyzer/picovna/picovna-series>. [Accessed 2022].
- [43] Pico Technology, "PC Oscilloscope, Data Logger & RF Products | Pico Technology," Pico Technology, [Online]. Available: <https://www.picotech.com/>. [Accessed 2022].

- [44] Keysight Technologies, "Datasheet N9320B RF - Spectrum Analyzer (BSA)," Keysight Technologies, [Online]. Available: <https://www.keysight.com/zz/en/assets/7018-02996/datasheets/5990-8119.pdf>. [Accessed 2022].
- [45] BK Precision, "Manual - BK Precision 2831E," [Online]. Available: [https://bkpmedia.s3.amazonaws.com/downloads/manuals/en-us/5491B\\_manual.pdf](https://bkpmedia.s3.amazonaws.com/downloads/manuals/en-us/5491B_manual.pdf). [Accessed 2022].
- [46] Wolfram, "Wolfram Mathematica: Modern Technical Computing," Wolfram, [Online]. Available: <https://www.wolfram.com/mathematica/>. [Accessed 2022].
- [47] Analog Devices, "LTspice Simulator | Analog Devices," Analog Devices, [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/design-center/design-tools-and-calculators/ltspice-simulator.html>. [Accessed 2022].
- [48] KiCad , "KiCad EDA - Schematic Capture & PCB Design Software," KiCad , [Online]. Available: <https://www.kicad.org/>. [Accessed 2022].
- [49] Eremex, "TopoR," Eremex, [Online]. Available: <https://www.eremex.com/products/topor/>. [Accessed 2022].
- [50] Thonny, "Thonny - Python IDE for beginners," Thonny, [Online]. Available: <https://thonny.org/>. [Accessed 2022].
- [51] JetBrains s.r.o., "The Python IDE for Professional Developers," JetBrains s.r.o., [Online]. Available: <https://www.jetbrains.com/pycharm/>. [Accessed 2022].
- [52] Qt Group, "PySide2 · PyPI," Qt Group, [Online]. Available: <https://pypi.org/project/PySide2/>. [Accessed 2022].
- [53] Qt Group, "User Interface Design Tools | The Best UI Design Software | Qt Designer | Qt," Qt Group, [Online]. Available: <https://www.qt.io/design>. [Accessed 2022].
- [54] Qt Group, Qt Group, [Online]. Available: <https://doc.qt.io/qt-6/qt designer-manual.html>. [Accessed 2022].

# Anexo A Ferramentas de suporte

No desenvolvimento deste trabalho foram utilizados vários tipos de ferramentas de suporte, tais como, programa de álgebra computacional, programas de simulação, programa de projeto eletrônico assistido por computador e programas de ambientes de desenvolvimento integrado.

No cálculo dos circuitos, o programa de álgebra computacional utilizado foi o Wolfram Mathematica [46] para simplificar equações e calcular valores.

Na simulação, o programa LTSpice [47] foi utilizado para simular e testar o funcionamento dos circuitos eletrônicos principais, o programa ADS foi utilizado para simular e testar o comportamento em radiofrequência e micro-ondas do circuito T de alimentação, e o programa CST foi utilizado na simulação eletromagnética de componentes (fichas SMA e bobine) necessários na simulação do ADS.

Finalmente, para o fabrico dos módulos foi desenhada a placa PCB através do programa de projeto eletrônico assistido por computador, o KiCAD [48] e para o roteamento automático utilizou-se a ferramenta Topo-R Lite [49].

A linguagem utilizada na programação do firmware dos módulos foi o micropython e a linguagem utilizada no programa de software de gestão foi o python.

O programa de ambiente de desenvolvimento integrado utilizado no firmware foi o Thonny [50] e no software de gestão foi o PyCharm [51].

Para a interface gráfico do software de gestão foi utilizado a biblioteca pySide2 [52] da linguagem python que utiliza a framework multiplataforma de desenvolvimento de interfaces gráficas Qt [53]. A ferramenta utilizada no desenho das janelas de apresentação do programa foi o Qt Designer [54].

A Tabela 16 resume as ferramentas de software utilizados neste trabalho.

Tabela 16 – Ferramentas de software e bibliotecas utilizados no trabalho

<b>Programa</b>	<b>Tipo</b>	<b>Descrição</b>
Wolfram Mathematica [46]	Álgebra computacional	Simplificação de equações e cálculo de valores
LTSpice [47]	Simulação de circuitos	Simulação e teste de circuitos
ADS [1]	Simulação de radiofrequência e micro-ondas	Simulação em radiofrequência e micro-ondas
CST [22]	Simulação eletromagnética	Simulação em eletromagnética para obtenção dos parâmetros S
KiCAD [48]	Projeto eletrônico assistido por computador	Desenho das placas dos módulos
Topo-R Lite [49]	Projeto eletrônico assistido por computador	Roteamento automático das pistas do PCB

Thonny [50]	Ambiente de desenvolvimento integrado	Desenvolvimento do firmware dos módulos, linguagem micropython
PyCharm [51]	Ambiente de desenvolvimento integrado	Desenvolvimento do software de gestão, linguagem python
Qt	Biblioteca	Framework multiplataforma para desenvolvimento de interfaces gráficas
pySide2	Biblioteca	Interface da framewok Qt com a linguagem python
Qt Designer	Ambiente de desenvolvimento integrado	Desenho das janelas de apresentação do programa

# Anexo B Dimensionamento do circuito de ligação entre portos

Para o dimensionamento deste circuito consideraram-se os seguintes parâmetros retirados dos catálogos dos transístores:

Q1 [24]	$V_{BEon} = 660mV$ , $V_{CEsat} = 200mV$ e $\beta_F = 180$
Q3 [25]	$V_t = -3V$
D1 [26]	$V_Z = 12V$
D3, D4 [27]	$V_\gamma = 0.4V @ I_D = 1A$

Na situação de ControlAB="0", o transístor Q1 está na zona de corte, impondo que Q3 também esteja ao corte (interruptor aberto) e a entrada da alimentação é pelo porto A,  $V_{PortA} = 24V$ , conforme esquema da Figura 70.

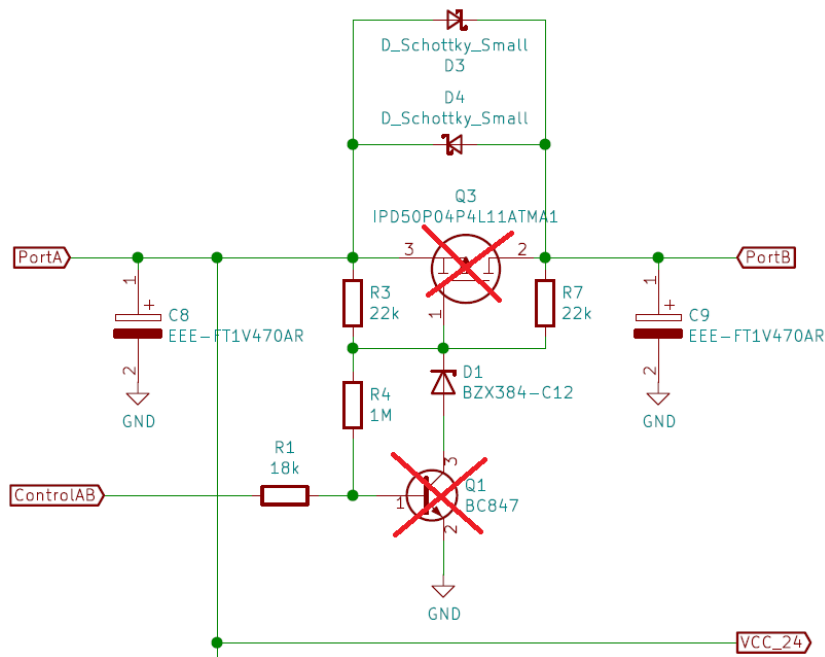


Figura 70 – Circuito queda de tensão entre o porto A e porto B, para ControlAB="0" e Q3 e Q1 na zona de corte.

Aplicou-se o teorema da sobreposição no cálculo da tensão Base-Emissor de Q1, sendo  $V'_{BE1}$  o valor de  $V_{BE1}$  para  $V_\gamma = 0V$  (Figura 71) e  $V''_{BE1}$  o valor de  $V_{BE1}$  para  $V_{PortA} = 0V$  (Figura 72):

$$V'_{BE1} = \frac{R_1}{R_1 + R_3 // R_7 + R_4} V_{PortA} \quad e \quad V''_{BE1} = \frac{R_3 // (R_4 + R_1)}{R_7 + R_3 // (R_4 + R_1)} \frac{R_1}{R_1 + R_4} (-V_\gamma) \quad (A.1)$$

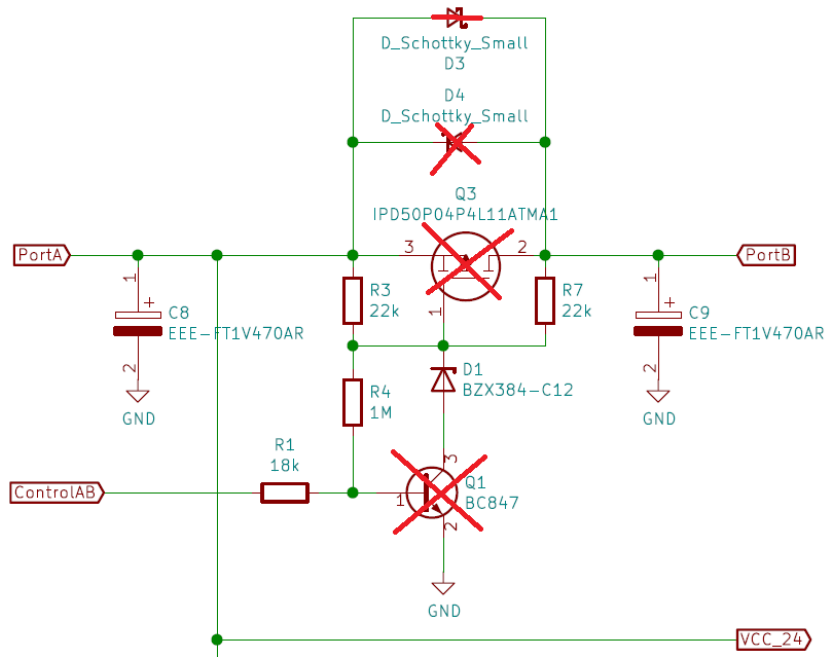


Figura 71 – Circuito queda de tensão entre o porto A e porto B, cálculo de  $V'_{BE1}$ , para  $V_{\gamma} = 0V$ .

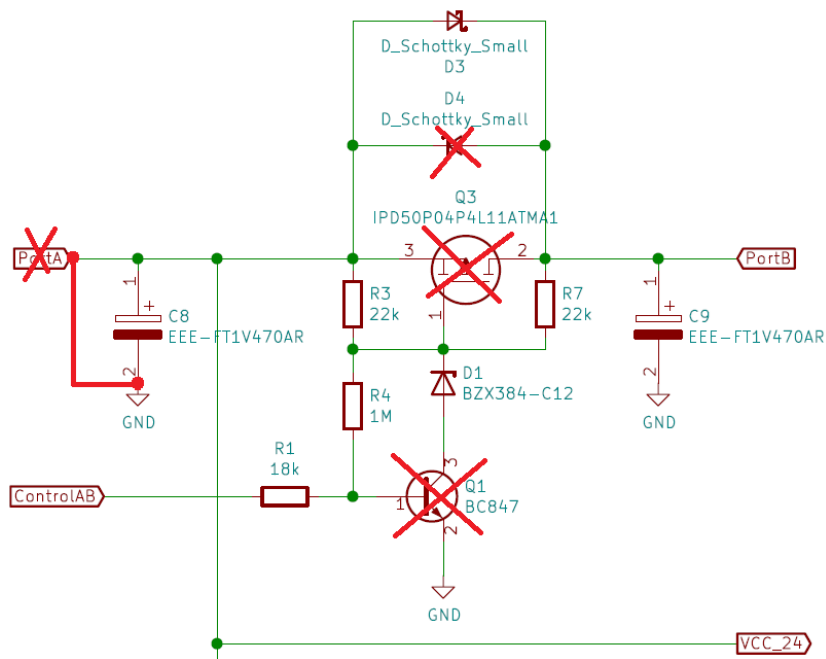


Figura 72 – Circuito queda de tensão entre o porto A e porto B, cálculo de  $V''_{BE1}$ , para  $V_{PortA} = 0V$ .

Em resumo, temos:

$$V_{BE1} = V'_{BE1} + V''_{BE1} \quad (A.2)$$

Simplificando a expressão (A.2) obtém-se a equação:

$$V_{BE1} = \frac{R_1(2V_{PortA} - V_\gamma)}{2(R_1 + R_4) + R_3} \quad (A.3)$$

Relativamente à tensão Gate-Source do FET Q3,  $V_{GS3}$ , foi calculado, também, pelo teorema da sobreposição, de acordo com as expressões (A.4) e (A.5), em que  $V'_{GS3}$  é  $V_{GS3}$  para  $V_\gamma = 0V$  e  $V''_{GS3}$  é  $V_{GS3}$  para  $V_{PortA} = 0V$ .

$$V_{GS3} = V'_{GS3} + V''_{GS3} \quad (A.4)$$

$$V'_{GS3} = \frac{R_3 // R_7}{R_1 + R_3 // R_7 + R_4} (-V_{PortA}) \quad e \quad V''_{GS3} = \frac{R_3 // (R_4 + R_1)}{R_3 // (R_4 + R_1) + R_7} (-V_\gamma) \quad (A.5)$$

Simplificando a expressão (A.4) obtém-se a equação:

$$V_{GS3} = -\frac{R_3 V_{PortA} + (R_1 + R_4) V_\gamma}{2(R_1 + R_4) + R_3} \quad (A.6)$$

Assumindo-se uma margem para que os dois transístores (Q1 e Q3) estejam ao corte,  $V_{GS3} > -0.5V$  e  $V_{BE1} < 0.5V$  e resolvendo as equações (A.2) e (A.4), temos que:

$$R_1 < 21.7K\Omega \quad e \quad R_3 < 26.1K\Omega \quad (A.7)$$

As resistências escolhidas foram  $R_1 = 18k\Omega$  e  $R_3 = 22k\Omega$ .

*Página intencionalmente deixada em branco*