

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E
ELETRÔNICA**

Vinicius Gonçalves Pinheiro

**Análise teórica e experimental de um projeto de medidor de SWR e
analisador de antenas**

Florianópolis
2019

Vinícius Gonçalves Pinheiro

Análise teórica e experimental de um projeto de medidor de SWR e analisador de antenas

Trabalho de Conclusão de Curso
submetido ao Departamento de
Engenharia Elétrica e Eletrônica da
Universidade Federal de Santa Catarina
para a obtenção do título de Bacharel
em Engenharia Eletrônica
Orientador: Prof. Dr. Walter Pereira
Carpes Jr.

Florianópolis
2019

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Pinheiro, Vinícius Gonçalves
ANÁLISE TEÓRICA E EXPERIMENTAL DE UM PROJETO DE
MEDIDOR DE SWR E ANALISADOR DE ANTENAS / Vinícius
Gonçalves Pinheiro ; orientador, Walter Pereira
Carpes Júnior, 2019.
57 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro
Tecnológico, Graduação em Engenharia Eletrônica,
Florianópolis, 2019.

Inclui referências.

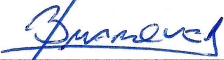
1. Engenharia Eletrônica. 2. Engenharia
Eletrônica. 3. Medidor de onda estacionária. 4.
Analisador de antena. 5. VSWR. I. Carpes Júnior,
Walter Pereira. II. Universidade Federal de Santa
Catarina. Graduação em Engenharia Eletrônica. III.
Título.

Vinícius Gonçalves Pinheiro

**Análise teórica e experimental de um projeto de medidor de SWR e
analisador de antenas**


Esta Trabalho foi julgada adequada para obtenção do Título de Bacharel
em Engenharia Eletrônica e aprovada em sua forma final pela Banca
Examinadora

Local, 04 de julho de 2019.

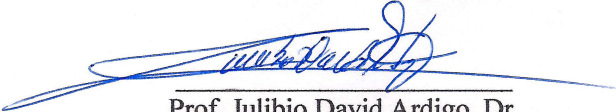


Prof. Jefferson Luiz Brum Marques, Dr.
Coordenador do Curso

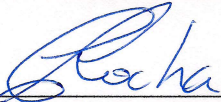
Banca Examinadora:



Prof. Walter Pereira Carpes Jr., Dr.
Orientador
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Julibio David Ardigo, Dr.
Universidade do Estado de Santa Catarina



Prof. Carlos Aurélio Faria da Rocha, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina

Este trabalho é dedicado a todos que de forma direta ou indireta, contribuíram para a sua realização.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais pelo esforço e apoio para minha formação.

Aos meus amigos que me apoiaram e aturaram nessa longa jornada.

Em especial ao Thiago pelo apoio técnico e moral para realização desse trabalho, além de muita paciência.

À equipe da direção do CTC pelos anos de aprendizado, companheirismo, apoio e boas risadas.

Ao meu orientador prof. Walter Pereira Carpes Jr.

If you only knew the power of the dark side.

Darth Vader

RESUMO

Medidores de onda estacionária são equipamentos utilizados para caracterizar o casamento de impedâncias de um sistema transmissor antena. Podem variar de medidores simples analógicos a complexos analisadores digitais. Esse trabalho analisou o medidor proposto por Mike Brink em seu artigo intitulado “Constructing a precision SWR meter and antenna analyzer”. Foi elaborada a modelagem matemática da qual o artigo carecia. Foram também propostas correções julgadas necessárias para o funcionamento correto dos circuitos. Por fim os circuitos propostos foram simulados e posteriormente montados fisicamente e testados. As conclusões apontam que o circuito apresentado por Brink pode ser uma boa solução para um medidor de onda estacionária, apesar de necessitar de um fator de correção de escala. No entanto, estudos mais aprofundados em cada subdivisão do circuito são necessários para o completo entendimento da escala envolvida e como relacionar a grandeza lida com o valor de VSWR. Várias das questões de ajustes e escalas do circuito poderiam ser resolvidas de maneira digital ao integrar as medições num microcontrolador. Dessa forma, a calibração seria feita por *software* e não por *hardware*, tornando mais simples do ponto de vista do operador e mais precisa a medição.

Palavras-chave: Medidor VSWR. Medidor ROE. Analisador de Antena. Casamento de impedância.

ABSTRACT

Standing wave ratio meters are equipments employed in analysing impedance matching in a transmitter antenna coupling. They can range from simple analog ones to complex digital analyzers. This work evaluated the meter proposed by Mike Brink in his article entitled "Constructing a precision SWR meter and antenna analyzer". The mathematical basis that the article lacked was developed. Changes needed for the correct behaviour of the meter were proposed. At last the proposed circuits were simulated and then tested. The proposed circuit can be a viable meter, despite needing a scale correction factor. However, further studies are needed in each subcircuit for a full understanding of the relationship between the measured values and VSWR. Several of the scale issues can be resolved digitally by the use of a microcontroller. This way the calibration is through software instead of hardware, making it simpler for the operator and more precise.

Keywords: VSWR Meter. VSWR. Antenna Analyzer. Impedance matching.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Amostragem do sinal no sistema transmissor-antena a ser avaliado	28
Figura 2 – Diagrama esquemático do medidor de VSWR.....	29
Figura 3 - Amplificador diferencial do medidor de SWR.....	30
Figura 4 - Análise do efeito de VOLTAGE IN na saída do AMPOP com feedback de corrente	30
Figura 5 - Análise do efeito de CURRENT IN na saída do AMPOP com feedback de corrente	31
Figura 6 - Retificadores de Precisão e suas respectivas cargas.....	32
Figura 7 - Retificador de precisão com potenciômetro modelado como dois resistores em série	33
Figura 8 - Simulação do circuito proposto no artigo com $SWR = 1$ sem aterramento entre RV3 e RV4.....	35
Figura 9 - Simulação do circuito com aterramento entre RV3 e RV4 e $SWR = 1$	36
Figura 10 - Simulação do circuito proposto no artigo com $SWR = \infty$ sem aterramento entre RV3 e RV4.....	37
Figura 11 - Simulação do circuito com aterramento entre RV3 e RV4 e $SWR = \infty$	38
Figura 12 - Segundo Circuito: Indicador de impedância da antena	40
Figura 13 - Quarto circuito: Indicador de tensão e corrente da antena .	40
Figura 14 - Indicador de carga reativa e ângulo de fase.....	42
Figura 15 – Simulação de antena levemente capacitiva.....	43
Figura 16 – Simulação de antena bastante capacitiva	43
Figura 17 – Simulação de antena levemente indutiva.....	44
Figura 18 – Simulação de antena bastante indutiva	44
Figura 19 – Projeto da placa adaptadora em software CAD	47
Figura 20 – Placa adaptadora confeccionada antes da soldagem do componente e barra pinos	47
Figura 21 – Diagrama esquemático do circuito de alimentação simétrica	48
Figura 22 – Montagem dos circuitos em protoboard	48
Figura 23 – Montagem dos circuitos em protoboard com separação dos circuitos por cor	49

Figura 24 – Medidas emulando sistema em casamento de impedância	50
Figura 25 – Medidas emulando sistema pouco capacitivo	50
Figura 26 – Medidas emulando sistema bastante capacitivo.....	51
Figura 27 – Medidas emulando sistema bastante indutivo.....	51
Figura 28 – Medidas emulando sistema pouco indutivo	52
Figura 29 – Medidas emulando sistema levemente capacitivo	52
Figura 30 – Medidas emulando sistema levemente indutivo	53

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AM – *Amplitude Modulation*
ROE – Razão de Onda Estacionária
VSWR – *Voltage Standing Wave Ration*
SWR – *Standing Wave Ratio*
AMPOP – Amplificador Operacional
LED – *Light Emmiting Diode*
SMD – *Surface Mounted Device*
CAD – *Computer Aided Design*

LISTA DE SIMBOLOS

Γ – Coeficiente de Reflexão

// – Associação de Impedâncias em Paralelo

V – Volts

Ω – Ohms

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	23
1.1 OBJETIVO GERAL	24
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	24
1.3 ESTRUTURA DO PROJETO.....	24
2 COEFICIENTE DE ONDA ESTACIONÁRIA (VSWR)	25
3 FUNCIONAMENTO BÁSICO, ANÁLISE MATEMÁTICA E SIMULAÇÃO DOS CIRCUITOS	27
3.1 AQUISIÇÃO DOS SINAIS	27
3.2 PRIMEIRO CIRCUITO: MEDIDOR DE VSWR	28
3.2.1 Modelagem matemática do primeiro circuito.....	29
3.2.2 Simulação do primeiro circuito.....	34
3.3 SEGUNDO E QUARTO CIRCUITOS: INDICADOR DE IMPEDÂNCIA E INDICADOR DE TENSÃO E CORRENTE DA ANTENA	39
3.3.1 Simulação do segundo circuito.....	41
3.4 TERCEIRO CIRCUITO: INDICADOR DE CARGA REATIVA E ÂNGULO DE FASE.....	41
3.4.1 Simulação do terceiro circuito.....	43
4 MONTAGEM E TESTES DOS CIRCUITOS.....	47
5 CONCLUSÃO	55
REFERÊNCIAS	56

1 INTRODUÇÃO

Milhares de anos antes de o homem moderno surgir na Terra, a comunicação já desenvolvia um papel fundamental para as espécies, para alerta de possíveis predadores, localização, entre tantas outras serventias. A comunicação nasceu sem fio, propagada através do ar em ondas de pressão, urros, grunhidos, e tantas formas provenientes de diferentes criaturas.

Desde os primórdios, a civilização humana tinha necessidade de se comunicar, seja através de pinturas rupestres, hieróglifos, sinais de fumaça, etc. Transmitir informações, conhecimentos e alertas sempre foi uma necessidade, e a distância sempre foi um empecilho. Com o avançar dos conhecimentos, com o entendimento dos fenômenos da natureza, e consequentes avanços tecnológicos, o homem pôde se comunicar a maiores distâncias e de maneira mais confiável com telégrafos, cabos, telefones, etc. A informação era levada cada vez mais longe, mas, ainda engatinhando, era “confinada” a cabos (SCHWARTZ; HOCHFELDER, 2010).

Transmissões sem fio nasceram quase ao mesmo tempo, porém a confiabilidade e a praticidade demoraram a ser obtidas (ANDERSEN, 2017). Antenas são a base das comunicações sem fio. De notícias nas rádios AM a grandes quantidades de informação transitando pela internet, o mundo está cada vez mais conectado sem fio. Isso se deve a avanços em antenas, pesquisas em frequências elevadas, protocolos de comunicação, sistemas cada vez mais complexos e com maior capacidade de transmissão de informações. No entanto, de nada adiantam sistemas e antenas de alta complexidade se estes não estiverem casados. Pode-se ter um transmissor de centenas de watts de potência, porém se essa potência não é radiada pela antena, de nada adianta. O casamento das impedâncias do transmissor e da antena é um dos pré-requisitos fundamentais para que um sistema de comunicação funcione de forma adequada.

Grandes empresas do ramo dispõem de aparelhos cada vez mais precisos e sofisticados para analisar os sistemas, porém têm grande custo. Mas a comunicação não se limita às gigantes das telecomunicações. Radioamadores e entusiastas precisam cumprir esse mesmo pré-requisito, mas, na maioria das vezes, com recursos bastante limitados. Para uma análise razoável do casamento de impedâncias de uma antena, faz-se necessário um medidor de razão de onda estacionária (ROE ou VSWR).

Os modelos mais acessíveis de medidores de ROE são analógicos, passivos, limitados a uma faixa estreita de frequência e a uma única impedância. Com base em consulta feita no site Mercado livre

(22/10/2018), um medidor analógico passivo custa na faixa de R\$ 120 a R\$ 150.

Nesse contexto que surgiu a ideia do trabalho, juntamente com o interesse do autor no mundo do radioamadorismo e a grande variedade de projetos de antenas disponíveis com instruções de construção nem sempre tão precisas, tornando-se imprescindível uma forma de avaliação do casamento e do desempenho.

1.1 OBJETIVO GERAL

O objetivo principal deste trabalho consiste em analisar o medidor de VSWR proposto por Mike Brink no artigo “Constructing a precision SWR meter and antenna analyzer”, de 2007.

1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Elaborar a modelagem matemática do circuito, que não é apresentada no artigo (BRINK, 2007).
- Analisar o funcionamento do circuito através de simulações.
- Implementar o circuito, testar seu funcionamento e propor melhorias.

1.3 ESTRUTURA DO PROJETO

O projeto foi dividido em etapas, correspondentes aos quatro circuitos apresentados no artigo (BRINK, 2007), os quais serão analisados separadamente. Diferenças, semelhanças e discrepâncias serão discutidas.

2 COEFICIENTE DE ONDA ESTACIONÁRIA (VSWR)

O coeficiente de onda estacionária - SWR ou VSWR, de (*Voltage Standing Wave Ratio*) - é uma grandeza definida pela razão entre a amplitude máxima da tensão da onda estacionária na linha (nos pontos de interferência construtiva) e a amplitude mínima da tensão da mesma onda (nos pontos de interferência destrutiva).

Essa grandeza é significativa, pois quando uma carga não tem sua impedância casada com a impedância característica da linha, nem toda a potência entregue pelo transmissor é radiada pela carga, gerando uma reflexão de volta pela linha. Dependendo do nível de potência do transmissor, a reflexão pode causar danos no circuito, além de gerar ainda mais perdas, uma vez que, em geral, linhas de transmissão geram perdas proporcionais ao seu comprimento.

Para entendermos o VSWR, precisamos entender primeiro o conceito de coeficiente de reflexão (Γ). O coeficiente de reflexão é a razão entre a tensão da onda refletida e a tensão da onda incidente, e é dado por:

$$\Gamma = \frac{V_{ref}}{V_{inc}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (1)$$

em que Z_L é a impedância de carga e Z_0 é a impedância característica da linha de transmissão. Essa grandeza pode ser complexa, com seu módulo compreendido entre -1 e 1, é adimensional e representa o comportamento da reflexão, tanto em magnitude quanto em fase.

A partir do coeficiente de reflexão, o coeficiente de onda estacionária VSWR pode ser calculado pela seguinte equação:

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2)$$

VSWR é uma grandeza que também representa o comportamento da reflexão de onda. É mais simples de ser compreendida por se tratar de uma grandeza real, variando entre 1 e ∞ , em que $VSWR = 1$ corresponde ao casamento perfeito, e logo, ausência de reflexão, e $VSWR = \infty$ corresponde à total reflexão da onda, em geral devido a curto-circuito ou a circuito aberto ao fim da linha de transmissão.

3 FUNCIONAMENTO BÁSICO, ANÁLISE MATEMÁTICA E SIMULAÇÃO DOS CIRCUITOS

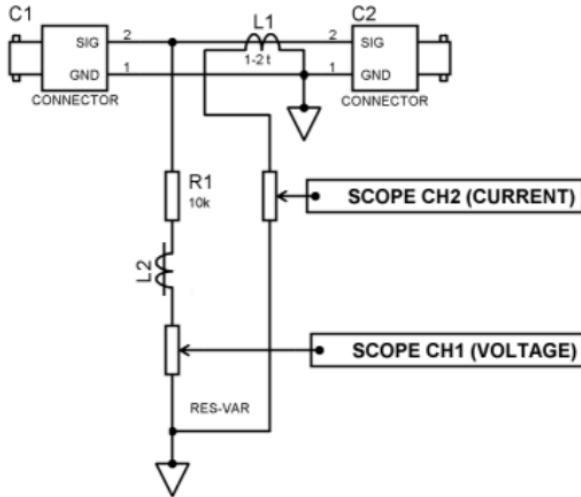
Por se tratar de um texto voltado para o público radioamador em geral, Mike Brink não foi tão criterioso quanto à estrutura do seu artigo (BRINK, Mike, 2007). A modelagem matemática dos circuitos analógicos não foi apresentada e é possível identificar alguns deslizes na ilustração dos diagramas esquemáticos. Dessa forma, serão apresentadas a seguir a descrição dos circuitos propostos, as correções julgadas necessárias para que as montagens funcionem de forma correta e as modelagens matemáticas dos circuitos, separados conforme o autor o fez no artigo.

Todos os amplificadores operacionais utilizados por Brink são do tipo *feedback de corrente*. Nesse tipo de amplificador, a impedância da entrada inversora não é infinita. Deve-se levar em consideração os efeitos dessa corrente na análise dos circuitos, tornando a modelagem um pouco mais complexa. A vantagem desse amplificador é seu produto ganho banda mais elevado, além de apresentar menos distorção e taxas de crescimento (*slew rate*) maiores. Mais à frente, na modelagem matemática, será mostrado seu funcionamento.

3.1 AQUISIÇÃO DOS SINAIS

Para a aquisição dos sinais, é colocada em série com o transmissor e a antena uma conexão para amostrar os sinais de tensão e corrente, como mostrado na figura 1.

Figura 1 - Amostragem do sinal no sistema transmissor-antena a ser avaliado



Fonte: Mike Brink (2007).

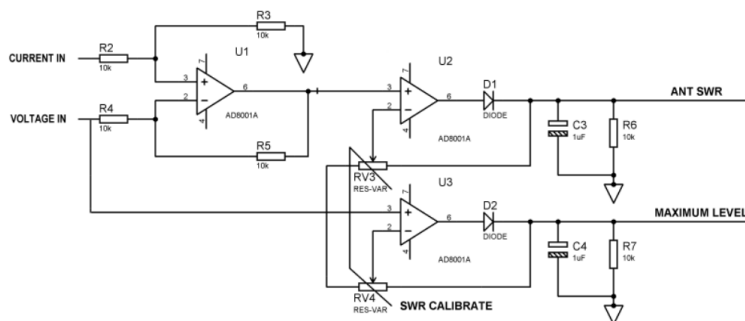
A amostragem da corrente se faz por um indutor, sendo necessário um indutor adicional com mesma indutância na amostragem de tensão para que a defasagem dos sinais seja igual. Um potenciômetro em cada sinal faz o papel da calibração para que as amostras tenham a mesma amplitude quando o sistema estiver perfeitamente casado.

A amostragem dos sinais pode ser feita de algumas formas diferentes e não será o enfoque deste trabalho. Esses sinais amostrados serão a base das medições realizadas pelos circuitos subsequentes.

3.2 PRIMEIRO CIRCUITO: MEDIDOR DE VSWR

No primeiro circuito, Brink utiliza um amplificador operacional como amplificador diferencial para obter a diferença entre os sinais de tensão e corrente. Tal diferença pode ser tanto devido às amplitudes dos sinais, à defasagem entre eles ou uma combinação de ambos. O sinal resultante é passado por um retificador de precisão, o qual estabelece o valor do VSWR em uma escala (figura 2).

Figura 2 – Diagrama esquemático do medidor de VSWR



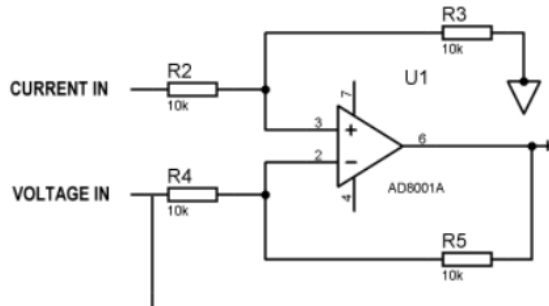
Fonte: Mike Brink (2007).

O circuito foi elaborado pensando num marcador analógico como mostrador. A escala é calibrada através do potenciômetro estéreo SWR CALIBRATE, que está ligado a dois retificadores de precisão. Um dos retificadores, já citado, retifica a diferença entre os sinais de tensão e corrente. Já o outro retifica apenas o sinal de tensão, servindo de referência para ajuste de fundo de escala num medidor analógico. Numa medição digital que passe por um microcontrolador, o potenciômetro pode, em tese, ser suprimido e o ajuste de escala feito na programação do microcontrolador. Observa-se também, comparando com os demais circuitos que serão mostrados a seguir, que provavelmente RV3 e RV4 deveriam ter uma ligação com o terra. Essa ligação será assumida para a modelagem matemática.

3.2.1 Modelagem matemática do primeiro circuito

Para a modelagem matemática, o circuito corrigido a ser analisado foi dividido em duas partes. A primeira parte consiste no amplificador diferencial (figura 3).

Figura 3 - Amplificador diferencial do medidor de SWR

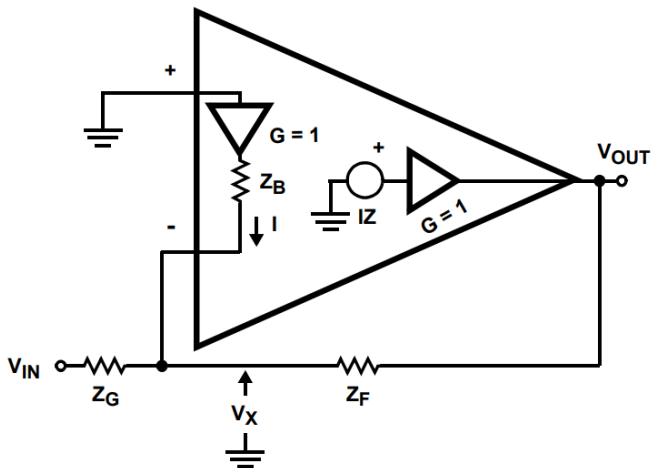


Fonte: Mike Brink (2007).

Valendo-se do princípio da superposição, analisamos a influência de cada uma das entradas na saída separadamente.

Primeiro, analisamos o impacto de VOLTAGE IN (figura 4).

Figura 4 - Análise do efeito de VOLTAGE IN na saída do AMPOP com feedback de corrente



Fonte: Renesas (1995)

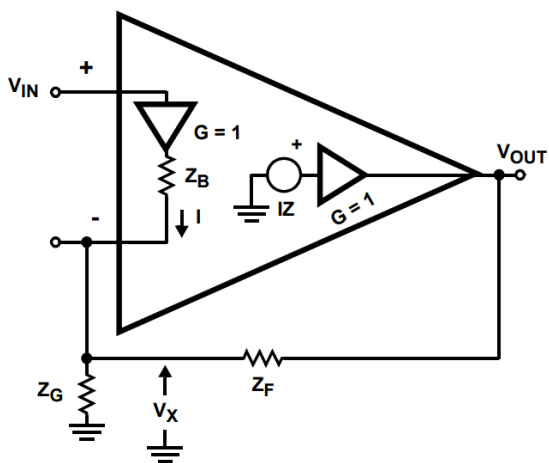
Pode-se observar que, devido à alta impedância da entrada não inversora, não havendo fluxo de corrente, é possível omitir os resistores R2 e R3 da análise. Fazendo a análise, tem-se o seguinte resultado:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\frac{Z}{Z_G \left(1 + \frac{Z_B}{Z_G // Z_F}\right)}}{\frac{Z}{1 + \left(1 + \frac{Z_B}{Z_G // Z_F}\right)}} \quad (3)$$

De acordo com os valores de resistores escolhidos por Brink (2007), pode-se observar que o ganho fica bem próximo de 1.

Então, analisamos o impacto de CURRENT IN na saída (figura 5).

Figura 5 - Análise do efeito de CURRENT IN na saída do AMPOP com feedback de corrente



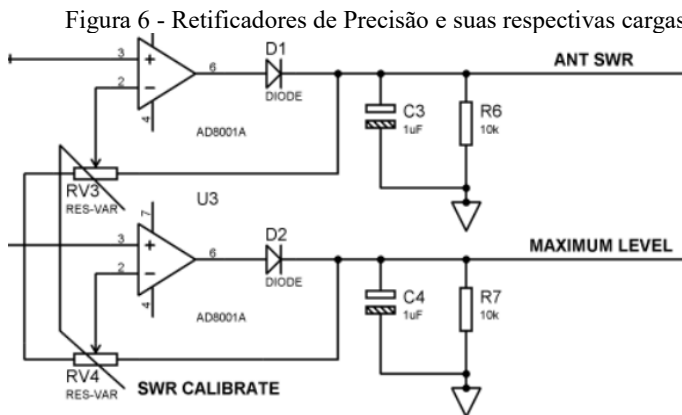
Fonte: Renesas (1995)

A omissão dos resistores R2 e R3 do equacionamento será comentada posteriormente. Ao analisarmos o circuito, tem-se o seguinte resultado:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{\frac{Z(1 + \frac{Z_F}{Z_G})}{Z_F \left(1 + \frac{Z_B}{Z_G // Z_F}\right)}}{\frac{Z}{1 + \left(1 + \frac{Z_B}{Z_G // Z_F}\right)}} \quad (4)$$

É possível observar que, no caso da montagem do artigo, tem-se um divisor de tensão entre CURRENT IN e Vin da figura 5. Isso se deve ao fato de a configuração não inversora corresponder a um ganho dois para o sinal de entrada com os valores de resistores de realimentação escolhidos. Pode-se analisar dessa forma, desconsiderando os resistores, pois teoricamente não há corrente na entrada não inversora do amplificador. Dessa forma, divide-se o valor de CURRENT IN pela metade para compatibilizar com o efeito de VOLTAGE IN a saída do amplificador.

Passamos então para a segunda parte do circuito, que consiste nos retificadores de precisão (figura 6).

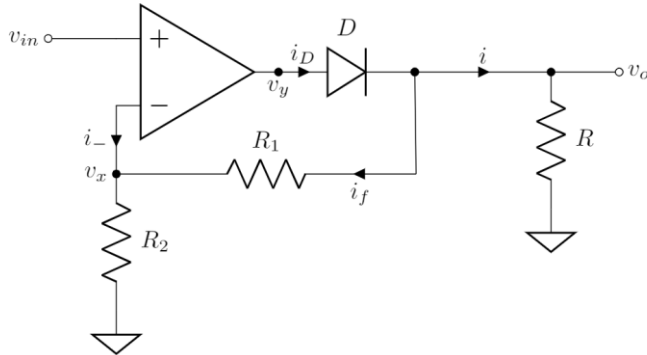


Fonte: Mike Brink (2007).

Por se tratar de dois retificadores de precisão de montagem igual, a modelagem será feita apenas uma vez.

Para a análise dos retificadores, tratamos o potenciômetro como dois resistores formando um divisor de tensão (figura 7).

Figura 7 - Retificador de precisão com potenciômetro modelado como dois resistores em série



Não será considerado o capacitor na modelagem matemática, apenas o modelo do retificador de precisão de meia onda, pois seu comportamento varia com a frequência e o objetivo é uma visão mais geral.

Analisando o circuito dado com o modelo de amplificador já ilustrado nos circuitos anteriores, tem-se o seguinte resultado:

$$v_{in} = v_o \left(\frac{\frac{1}{T_Z(s)} + \frac{R_2}{R_1 R_{in} + R_2 R_{in} + R_1 R_2}}{\frac{1}{R_{in}} - \frac{R_1 R_2}{R_1 R_{in}^2 + R_2 R_{in}^2 + R_1 R_2 R_{in}}} \right) + \frac{n\varphi_t}{T_Z(s)} \left(\frac{1}{R_{in}} - \frac{R_1 R_2}{R_1 R_{in}^2 + R_2 R_{in}^2 + R_1 R_2 R_{in}} \right) \ln \left[\frac{V_o}{I_s} \left(\frac{1}{R} + \frac{R_{in} + R_1}{R_1 R_{in} + R_2 R_{in} + R_1 R_2} \right) + \frac{v_{in}}{I_s} \left(\frac{R_1}{R_1 R_{in} + R_2 R_{in} + R_1 R_2} + \frac{R_1 R_2}{R_1 R_{in}^2 + R_2 R_{in}^2 + R_1 R_2 R_{in}} \right) - 1 \right] \quad (5)$$

onde $T_Z(s)$ é o ganho de malha aberta do amplificador e I_s a corrente de saturação do diodo.

Pode-se observar que, por se tratar de um amplificador com *feedback* de corrente, o equacionamento fica muito mais complicado, uma vez que há fluxo de corrente na entrada inversora do amplificador. Isso causa influência na queda de tensão do diodo, pois essa corrente da entrada inversora flui pelo diodo. Porém, o funcionamento é análogo ao

de um retificador de precisão com amplificador *feedback* de tensão. Tem-se o efeito de R_1 e R_2 como um ganho na tensão de saída em relação à tensão de entrada, pois divide a tensão vista pelo circuito de *feedback*, fazendo com que o amplificador tenha uma saída maior de tensão.

3.2.2 Simulação do primeiro circuito

Ao simular o circuito, percebeu-se que ele não funcionava de forma adequada. A princípio, assumiu-se uma alimentação assimétrica de 0 V a 9 V devido à menção da alimentação com uma bateria de 9 V e à não especificação nos diagramas esquemáticos ou no texto. A simulação, no entanto, não se comportou de forma esperada, com ou sem o aterramento em RV3 e RV4. Ao analisar as tensões nos nós, percebeu-se uma saturação no ciclo negativo da onda na simulação.

Tentou-se então alimentar o circuito com fonte simétrica de +4,5 V e -4,5 V. Com a alimentação simétrica não houve saturação no ciclo negativo e aliado ao aterramento em RV3 e RV4 obteve-se os resultados esperados. Dessa forma, observamos que o circuito deve ser montado com o aterramento em RV3 e RV4. Ainda que o *datasheet* informe que o amplificador AD8001 possa trabalhar com alimentação assimétrica, para esse circuito ela deve ser simétrica, o que não foi mencionado pelo autor nem ilustrado nos esquemáticos.

A seguir, mostramos o resultado das simulações transientes do circuito da figura 2 com e sem o aterramento em RV3 e RV4 e alimentação simétrica, variando RV3 e RV4 de aproximadamente 0% a 100% do valor da resistência em intervalos de 10%. Neste caso, 0% representa a menor resistência entre a entrada inversora do amplificador U2 e o ponto onde está se propondo a inserção de um terra, e 100% a menor resistência entre a entrada inversora e a saída do amplificador U2 após o diodo.

Figura 8 - Simulação do circuito proposto no artigo com SWR = 1 sem aterramento entre RV3 e RV4

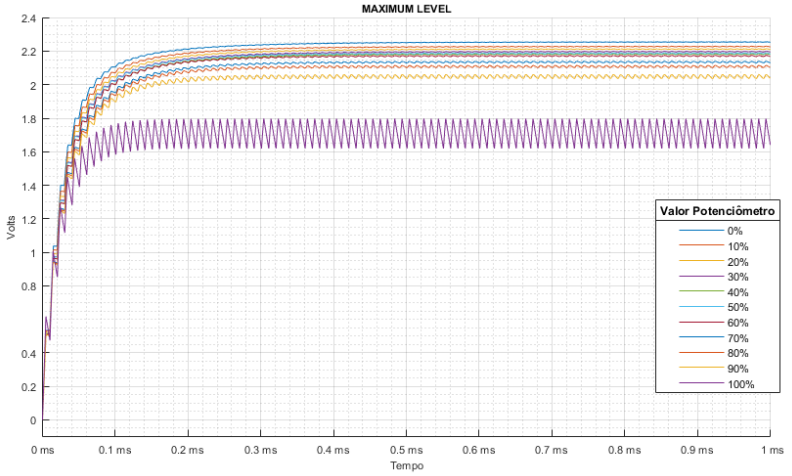
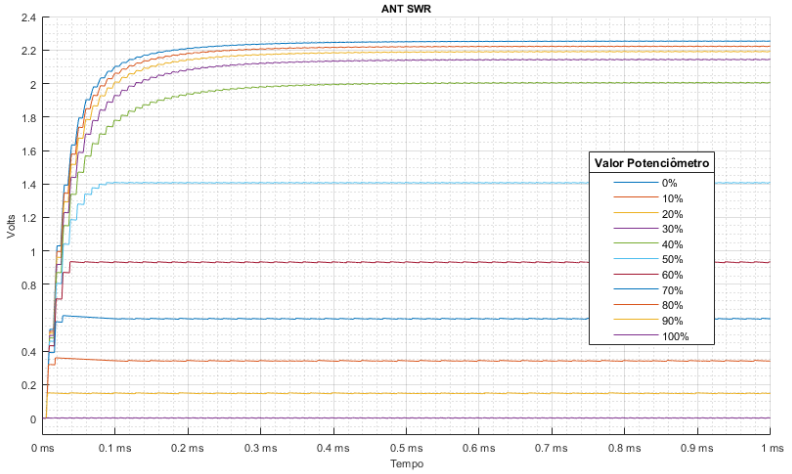


Figura 9 - Simulação do circuito com aterramento entre RV3 e RV4 e SWR = 1

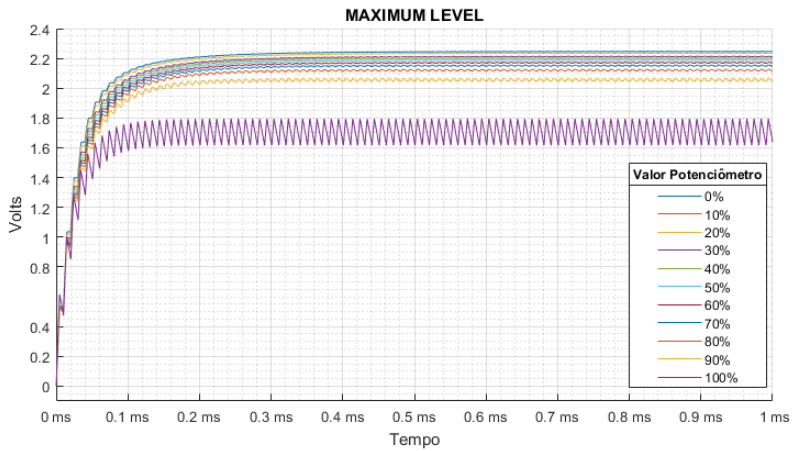
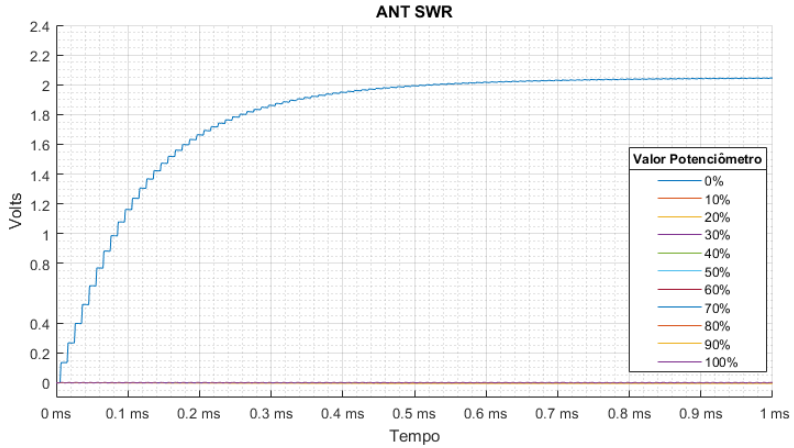


Figura 10 - Simulação do circuito proposto no artigo com $SWR = \infty$ sem aterramento entre RV3 e RV4

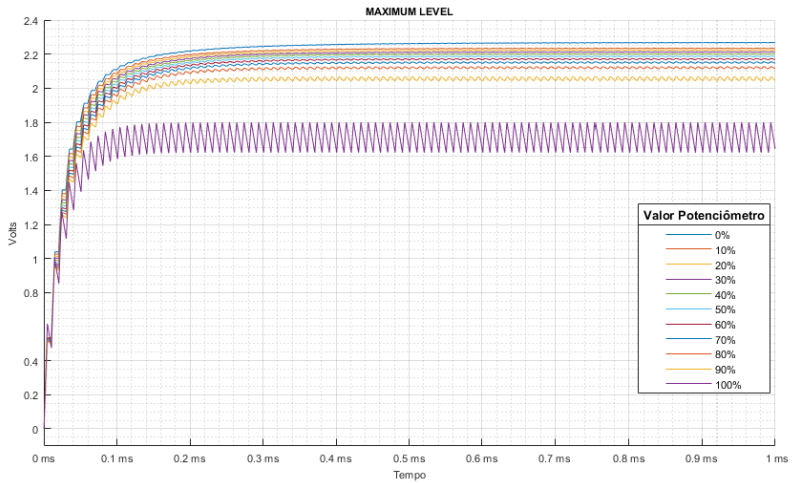
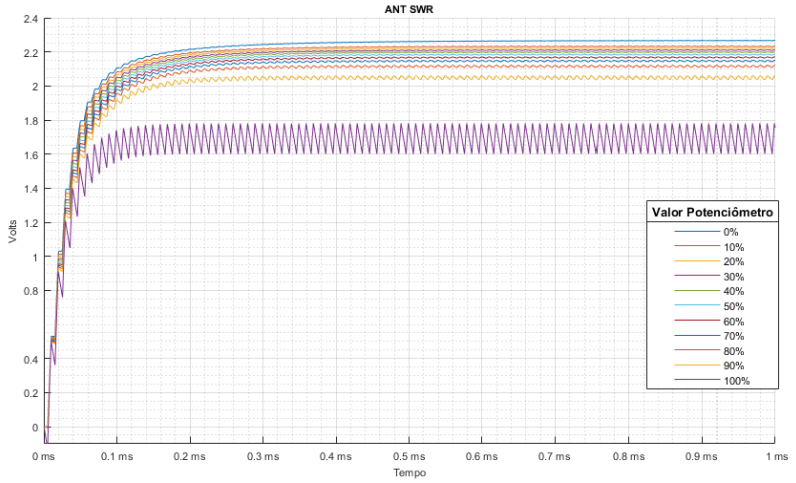
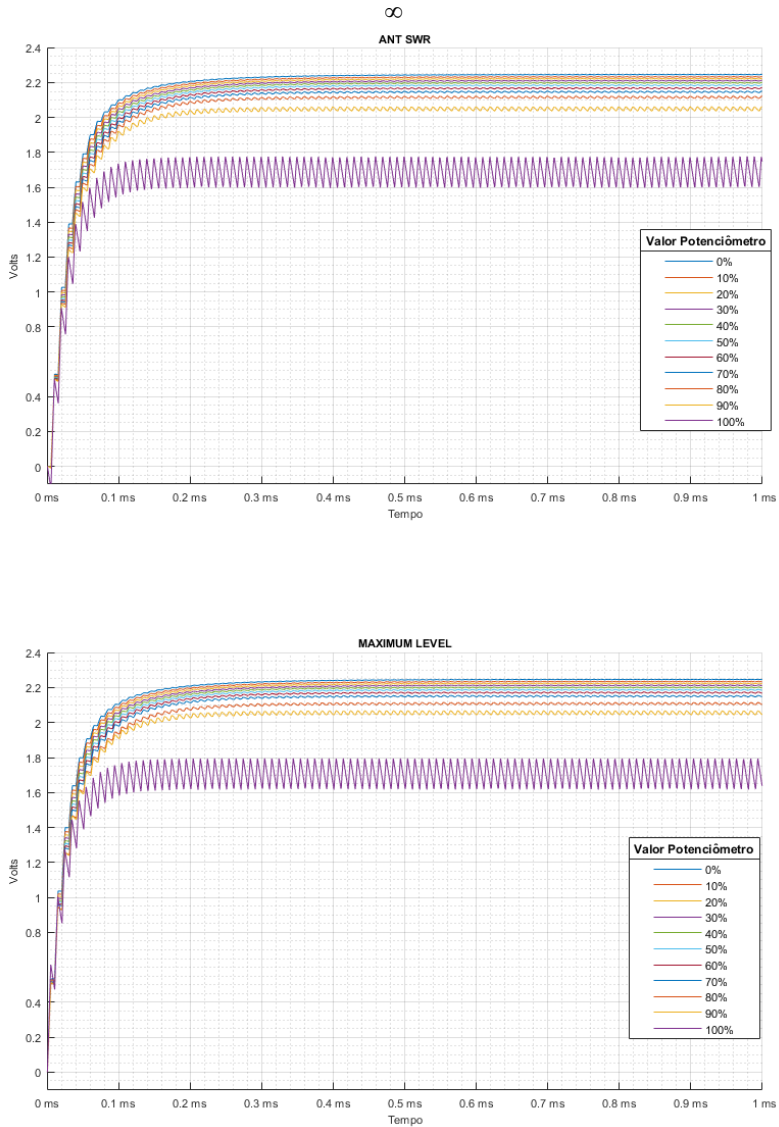


Figura 11 - Simulação do circuito com aterramento entre RV3 e RV4 e SWR =



Pode-se observar pelas simulações que o circuito não funciona corretamente quando não há um ponto de aterramento em RV3 e RV4. Funcionaria apenas para SWR infinito, o que raramente ocorre na prática.

Vale mencionar também que o *ripple* que se observa a saída é devido ao sinal de entrada. Foi utilizado o capacitor de valor indicado no diagrama esquemático de Brink. Porém, para uma melhor filtragem do *ripple*, o valor do capacitor deveria ser alterado de acordo com a frequência do sinal de entrada. Ainda assim, é suficientemente bom para um medidor de banda larga que pode ser confeccionado de forma caseira.

Na verdade, o circuito apresentado por Brink não mede diretamente o valor de VSWR, mas sim uma grandeza a partir da qual se pode estabelecer uma proporcionalidade com o valor de VSWR. Logo, para que possamos aplicar de forma correta a medição à escala, no caso de um medidor analógico, a escala deve ser ajustada com uma constante de proporcionalidade para informar o real valor de VSWR. No caso de uma leitura digital em um microcontrolador, a expressão de proporcionalidade deve ser implementada de forma a calcular o valor de VSWR para então informar o usuário do medidor.

Para derivar a equação, tomou-se a grandeza medida pelo circuito, $2|\Gamma|*V_{inc}$ dividida por $(1+|\Gamma|)*V_{inc}$, referente a MAXIMUM LEVEL, e igualando à definição de VSWR (Eq. 2).

A proporcionalidade é descrita pela seguinte equação:

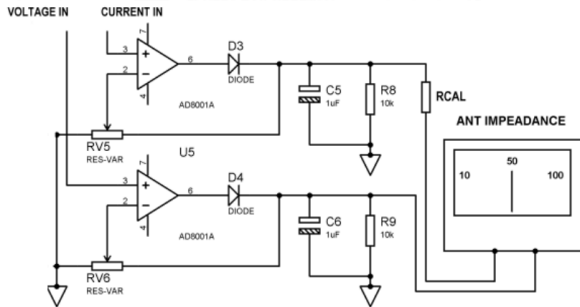
$$\varphi(\Gamma) = 1 - \frac{1+3|\Gamma|^2}{(1+|\Gamma|)^2} \quad (6)$$

onde $\varphi(\Gamma)$ é o valor pelo qual se deve dividir o valor obtido pelo circuito proposto por Brink na escala para que se tenha o real valor de VSWR.

3.3 SEGUNDO E QUARTO CIRCUITOS: INDICADOR DE IMPEDÂNCIA E INDICADOR DE TENSÃO E CORRENTE DA ANTENA

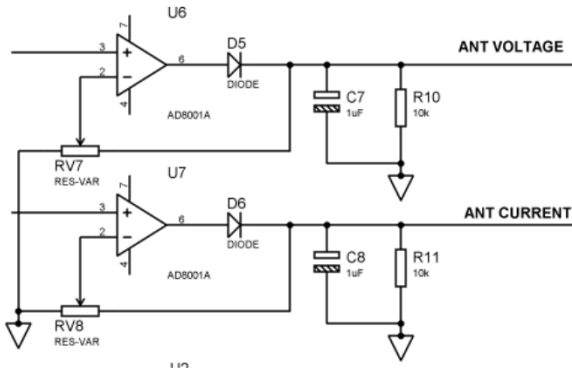
Analisando o segundo e o quarto circuito, pode-se observar que são quase idênticos, exceto pelo resistor RCAL e pelo marcador analógico (Figuras 12 e 13).

Figura 12 - Segundo Circuito: Indicador de impedância da antena



Fonte: Mike Bink (2007).

Figura 13 - Quarto circuito: Indicador de tensão e corrente da antena



Fonte: Mike Bink (2007).

Dessa forma, caso seja adotada uma plataforma microcontrolada, é necessário apenas uma montagem, e podendo-se obter as três indicações dessa montagem. Deve-se atentar que a medida de impedância proposta pelo autor apresenta apenas a magnitude da impedância, ficando a cargo do terceiro circuito, que será apresentado em breve, indicar a natureza capacitiva ou indutiva da antena.

Provavelmente, o autor fez a separação em dois circuitos devido a RCAL, o qual está presente para que o nível de potência do circuito a ser testado seja compatível com o medidor analógico. Dessa forma, a corrente e, conseqüentemente, a queda de tensão em RCAL e no medidor interfeririam nas medições dos valores de tensão e corrente proveniente dos retificadores de precisão. Uma vez que os cálculos e indicações sejam

feitos a partir dos valores brutos e processados pelo microcontrolador, apenas uma montagem é necessária.

O circuito é bastante simples, consistindo de dois retificadores de precisão para obter um nível DC representando o valor de pico positivo dos sinais de tensão e corrente. Os potenciômetros RV5 e RV6, RV7 e RV8 não são mencionados diretamente pelo autor. Supõe-se que sejam utilizados para calibração dos retificadores de precisão e seu nível de saída para se adequar ao medidor e à escala utilizados, de maneira similar à calibração no primeiro circuito. Como se espera equalização entre os dois canais em uma antena casada, pressupõe-se que também devem se tratar de potenciômetros estéreos.

A modelagem matemática do retificador de precisão já foi mostrada anteriormente (Eq. 5), logo não será repetida.

O quociente da tensão retificada pela corrente retificada resulta no módulo da impedância da antena.

3.3.1 Simulação do segundo circuito

A simulação do segundo circuito é análoga à simulação do subcircuito que representa o `MAXIMUM_LEVEL` no primeiro circuito. Dessa forma, não será repetida a simulação por já haver resultado de mesmo comportamento (Figura 10).

3.4 TERCEIRO CIRCUITO: INDICADOR DE CARGA REATIVA E ÂNGULO DE FASE

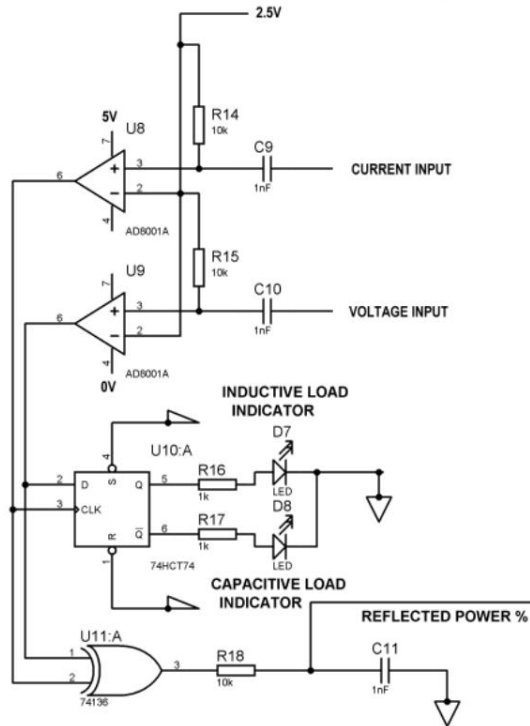
O terceiro circuito pode ser dividido em três grupos para facilitar sua análise: os comparadores, o flip-flop e a porta XOR (figura 14).

Os comparadores servem para gerar uma onda quadrada a partir dos sinais de tensão e corrente, servindo como uma espécie de conversor A/D, gerando uma onda quadrada com amplitude proporcional aos sinais de tensão e corrente. Pode-se observar que nesse circuito o autor frisou a utilização de 5 V como alimentação dos amplificadores operacionais. Isso se deve ao fato do uso, no diagrama esquemático proposto, de um flip-flop D da família 74, ou seja, TTL, de forma a compatibilizar o nível de tensão gerado pelos comparadores ao utilizado pelo flip-flop. Os sinais de tensão e corrente convertidos em onda quadrada são enviados aos pinos *Data* e *Clock* do flip-flop D, respectivamente. Dessa forma, caso a corrente suba antes da tensão, será armazenado um 0 no flip-flop na saída Q e 1 na saída $\sim Q$. Assim, o LED referente à carga capacitiva se acende.

De forma inversa, se a tensão subir antes da corrente, será armazenado um 1 em Q e 0 em $\sim Q$, acendendo o LED referente à carga indutiva.

O circuito como foi projetado terá sempre um dos LEDs acesos. Desta forma, é preciso analisar os LEDs em conjunto com a saída da porta XOR, para confirmar se há realmente a presença de defasagem ou não nos sinais.

Figura 14 - Indicador de carga reativa e ângulo de fase



Fonte: Mike Brink (2007).

A porta XOR recebe os sinais comparados de tensão e corrente e gera uma espécie de sinal PWM, referente à defasagem entre os sinais de tensão e corrente. Esse sinal é então integrado em R18 e C11, gerando um sinal de 0 a 5 V correspondente à porcentagem da potência incidente que é refletida.

Vale lembrar que, como esse circuito avalia apenas a fase entre tensão e corrente, a informação de amplitude isolada não é relevante, mas sim sua comparação com o valor central. Por isso, podem-se utilizar os comparadores e a lógica digital.

Dado que o circuito não se baseia em funções analógicas, mas em lógica digital, a modelagem matemática não será apresentada em termos de equações como nos circuitos anteriores.

Para tornar a implementação mais simples, optou-se por substituir a série 74 (lógica TTL) apresentada no artigo pela série 40 (lógica CMOS). Dessa forma, é possível alimentar o circuito lógico com 9 V em vez de 5 V, dispensando a necessidade de um regulador de tensão. Foram utilizados também resistores de 620Ω em vez de $1 \text{ k}\Omega$, para que os LEDs, com o nível lógico de 9 V, trabalhem com uma corrente de 10 mA.

3.4.1 Simulação do terceiro circuito

Figura 15 – Simulação de antena levemente capacitiva

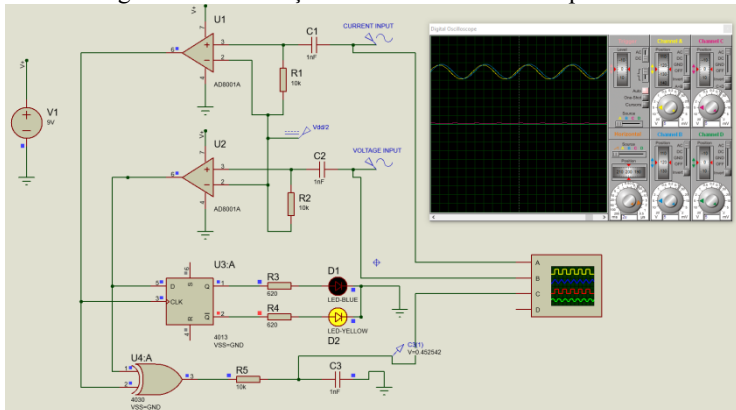


Figura 16 – Simulação de antena bastante capacitiva

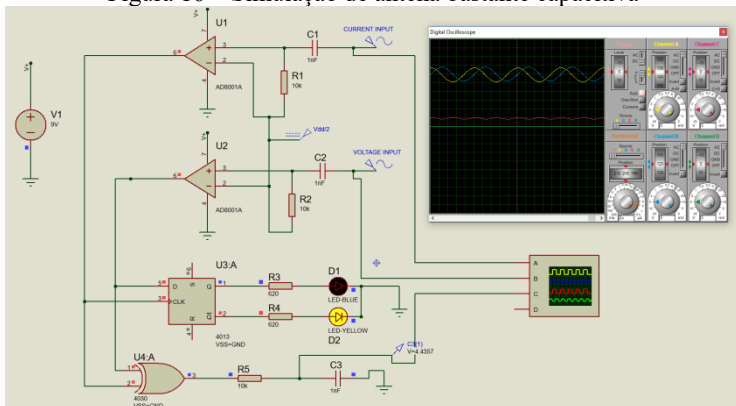


Figura 17 – Simulação de antena levemente indutiva

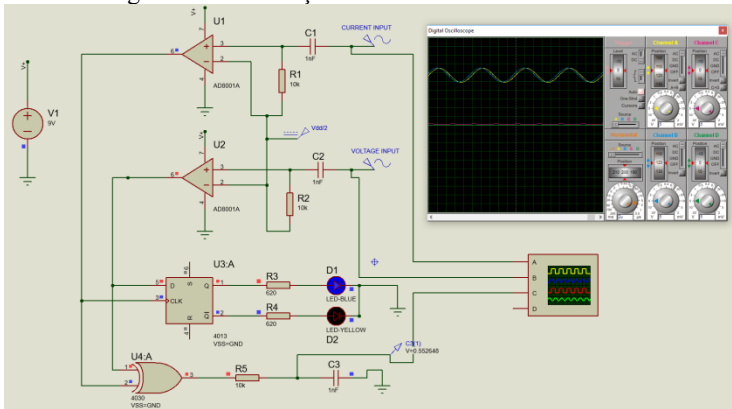
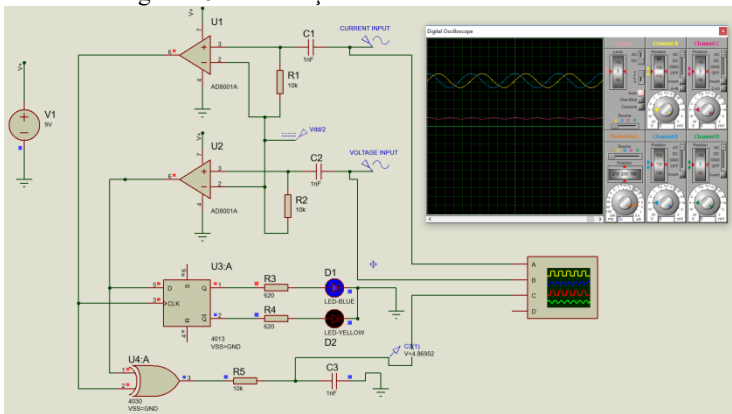


Figura 18 – Simulação de antena bastante indutiva



Como se pode observar, as simulações confirmam o comportamento esperado do circuito. Observa-se também que a lógica digital com a série 40 atende ao funcionamento, além de ter consumo estático menor que a série 74 e dispensar um regulador de 5 V no circuito. A curva em amarelo no osciloscópio representa o sinal relativo à corrente da antena e o sinal em azul representa o sinal relativo à tensão. Em vermelho, tem-se a integração do sinal gerado pela porta XOR, correspondendo à porcentagem de potência refletida. Em verde, para facilitar a visualização, está uma linha representando o referencial do sinal em vermelho. Existe a probabilidade do circuito do flip-flop não se comportar de maneira adequada em situações extremas, como com

casamento perfeito ou com uma carga puramente imaginária. Porém, aliado ao sinal de tensão gerado na integração do sinal da saída da porta XOR, comportamentos anômalos podem ser caracterizados de maneira satisfatória. Entretanto, casos extremos são bastante raros de acontecer na prática, e dificilmente uma antena estará 100% casada ou terá uma impedância completamente imaginária.

Para caracterização das simulações e posteriormente dos testes considerou-se a carga levemente indutiva ou capacitiva como diferença de fase inferior a 20° , pouco indutiva ou capacitiva como diferença de fase entre 20° e 50° e bastante indutiva ou capacitiva como diferença de fase acima de 50° .

4 MONTAGEM E TESTES DOS CIRCUITOS

O amplificador operacional usado por Brink (2007), AD8001, só foi encontrado em fornecedores internacionais. Devido ao custo, optou-se pela compra por meio de fornecedores da China, onde estava disponível apenas o encapsulamento SMD. Para tanto, foi elaborada uma placa adaptadora onde se pudesse soldar o componente SMD e um par de barra pinos para conectar o componente à *protoboard*. A seguir, estão as ilustrações do projeto da placa em *software* CAD e a placa confeccionada.

Figura 19 – Projeto da placa adaptadora em software CAD

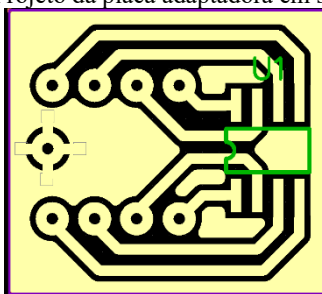
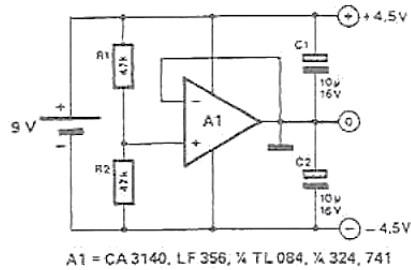


Figura 20 – Placa adaptadora confeccionada antes da soldagem do componente e barra pinos



Após a soldagem dos componentes, procedeu-se à montagem dos circuitos propostos. Os circuitos foram, na medida do possível, separados em regiões da *protoboard* de acordo com a mesma separação apresentada anteriormente. Além disso, fez-se necessário um circuito auxiliar para garantir a alimentação simétrica necessária, foi então utilizado um amplificador operacional TL071 conforme o diagrama esquemático a seguir.

Figura 21 – Diagrama esquemático do circuito de alimentação simétrica



Fonte: Electrical Engineering Stack Exchange

(<https://electronics.stackexchange.com/questions/219827/using-12v-dc-to-create-symmetric-power-source>)

Dessa forma, o formato final da montagem de testes é ilustrado pelas figuras a seguir:

Figura 22 – Montagem dos circuitos em protoboard

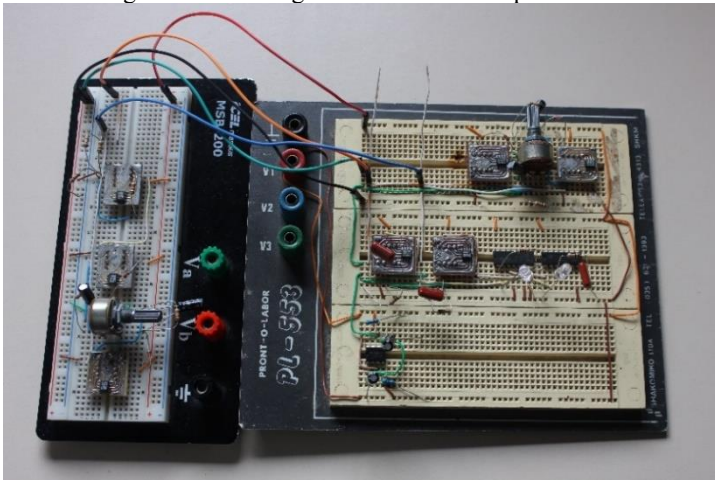
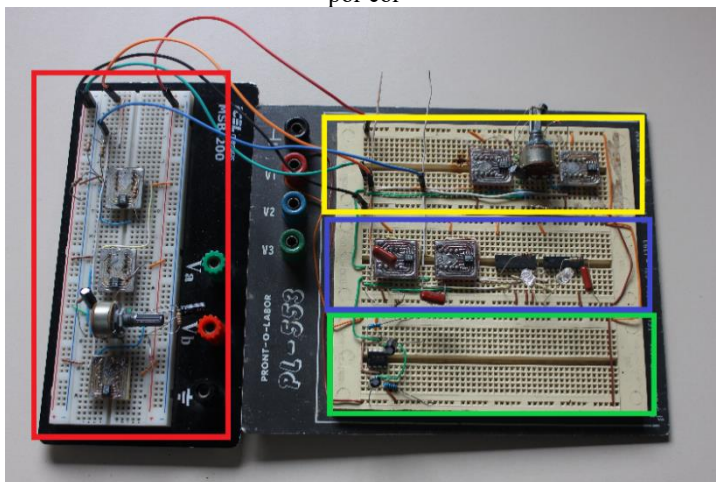


Figura 23 – Montagem dos circuitos em protoboard com separação dos circuitos por cor



Na figura 22, em vermelho, tem-se o primeiro circuito; em amarelo, o segundo; em azul, o terceiro; e por fim, em verde, tem-se o circuito da alimentação simétrica.

Por meio do gerador de sinais, foram simuladas entradas no circuito. Os sinais possuíam $4 V_{pk-pk}$, 10 kHz e foram variados em defasagem para ilustrar o funcionamento. A seguir, são mostradas fotos dos testes com diferentes defasagens entre as ondas de tensão e corrente. Em azul, na tela do osciloscópio, tem-se a onda que representa a tensão (VOLTAGE IN na figura 2), e, em amarelo, tem-se a representação da corrente (CURRENT IN na figura 2).

No multímetro temos a leitura da saída ANT SWR (figura 2) e nos LEDs temos a indicação de carga indutiva ou capacitiva (figura 14). Vale lembrar que a leitura ANT SWR não é diretamente o valor de VSWR, como já mencionado anteriormente. Deve-se tomar essa medida numa escala, e com a correlação mostrada na equação 5.

Figura 24 – Medidas emulando sistema em casamento de impedância

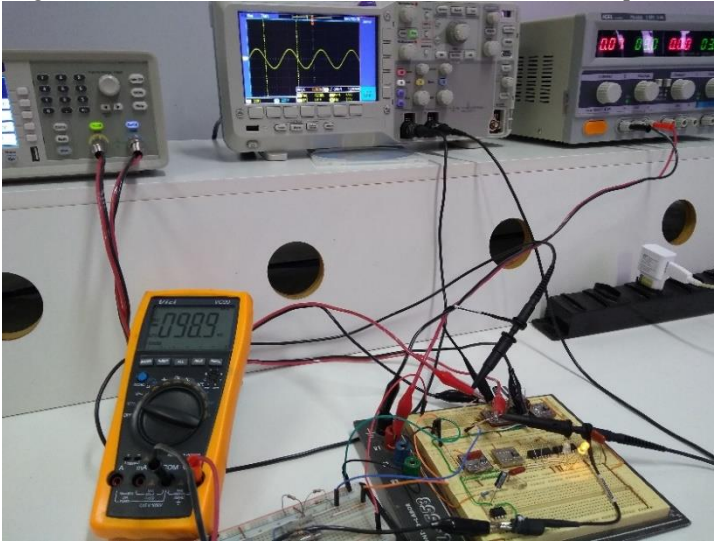


Figura 25 – Medidas emulando sistema pouco capacitivo

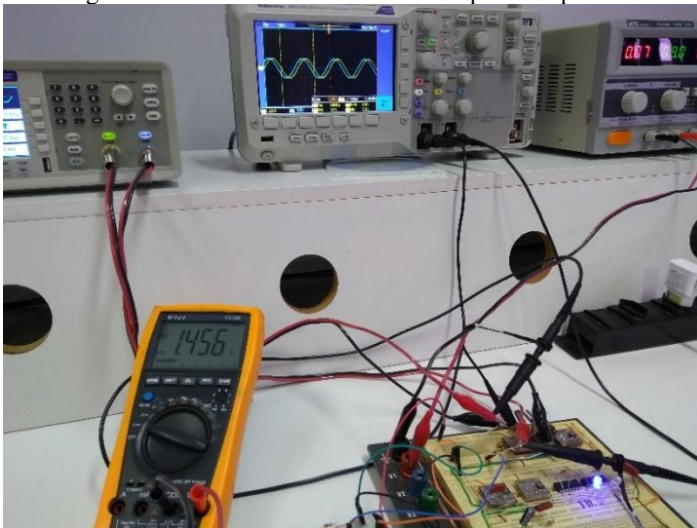


Figura 26 – Medidas emulando sistema bastante capacitivo



Figura 27 – Medidas emulando sistema bastante inductivo

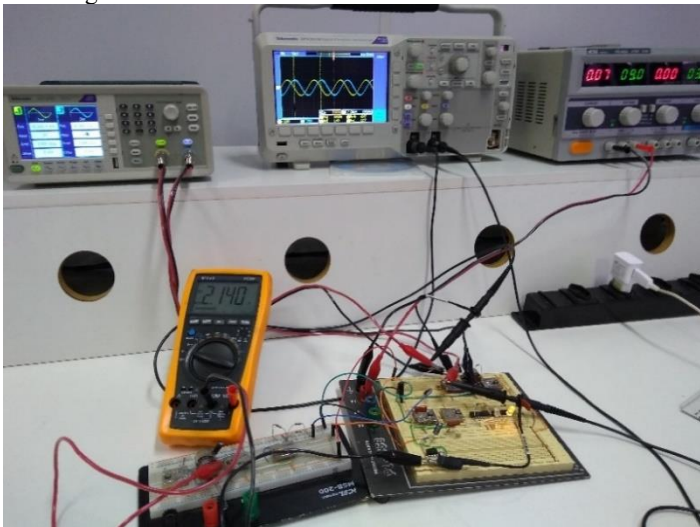


Figura 28 – Medidas emulando sistema pouco indutivo

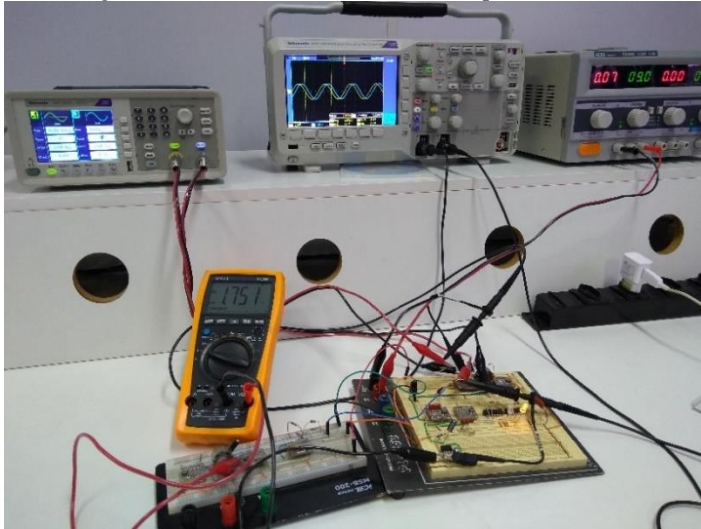


Figura 29 – Medidas emulando sistema levemente capacitivo

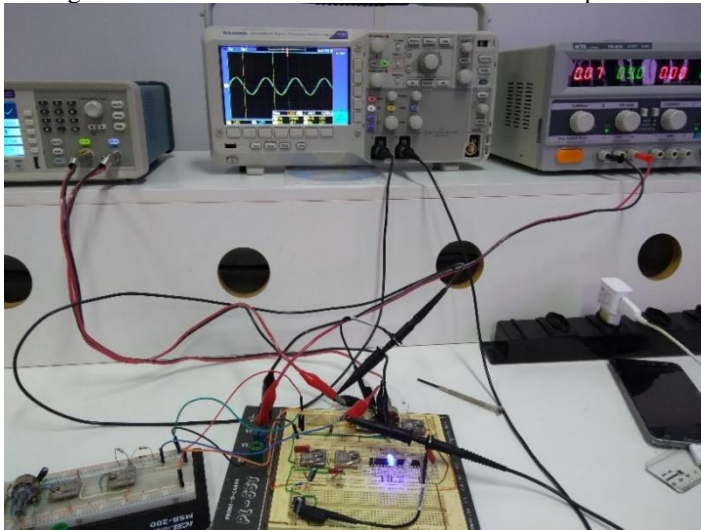
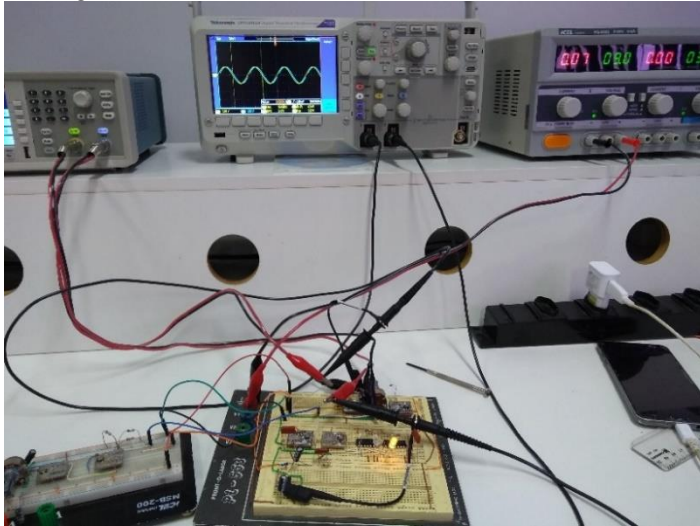


Figura 30 – Medidas emulando sistema levemente indutivo



Observou-se que, ao simular uma antena completamente casada, a leitura apresenta um valor negativo. Isso se deve à corrente de fuga no diodo e possível *offset* na saída do amplificador, mesmo com as entradas iguais. Tendo em mente essas não idealidades dos componentes, pode-se considerar valores negativos como 0, correspondendo a um casamento perfeito de impedância ou muito próximo disso. Dificilmente, sistemas reais serão capazes de casamento de impedância perfeitos, logo uma pequena variação pode ser tolerada.

O segundo circuito funcionou como esperado no seu funcionamento básico e qualitativamente. Quantitativamente apresenta o mesmo desafio que será citado à frente ao se comentar o funcionamento do primeiro circuito.

Pode-se observar que o terceiro circuito comporta-se exatamente como o esperado. Nos testes, não houve flutuação mesmo com defasagem bastante baixa entre os sinais. No caso de casamento perfeito (sinais sem defasagem), nenhum dos dois LEDs deveria estar acesso, porém devido à construção do flip-flop, haverá sempre uma das saídas em nível lógico alto. Dessa forma, essa parte do circuito deve ser sempre aliada à medida de SWR e de potência refletida para que reflita uma leitura válida. Caso a antena em testes esteja perfeitamente casada segundo a leitura de SWR no medidor, a indicação de antena indutiva ou capacitiva não é válida.

Quanto ao primeiro circuito, ele se comportou da forma esperada qualitativamente, porém não quantitativamente. As leituras foram mais elevadas do que o esperado. Retornando ao simulador e ajustando o potenciômetro, foi possível replicar o resultado do teste com o circuito. Devido ao uso de um amplificador com *feedback* de corrente, a influência do ajuste apresenta uma equação logarítmica e recursiva (Eq. 5), tornando complexa a caracterização da influência do ajuste na escala de leitura. Uma análise mais profunda do funcionamento do retificador de precisão aliado de um ajuste no *feedback* se fazem necessários em estudos futuros para melhor compreensão e mapeamento do ajuste com a escala de medição.

5 CONCLUSÃO

De maneira geral, o circuito apresentado por Brink pode ser uma boa solução para um medidor de onda estacionária. Estudos mais aprofundados em cada subdivisão do circuito são necessários para o completo entendimento da escala envolvida e como relacionar a grandeza lida com o valor de VSWR. Estima-se que a faixa de operação do medidor seja de 1 kHz a 300 MHz.

É necessário também estudar o acoplamento desse medidor ao sistema a ser avaliado, uma vez que o escopo desse trabalho não abrangeu essa parte do sistema. Esse acoplamento deve possuir impedância igual ou muito próxima da linha em teste (sendo 50Ω ou 75Ω as ocorrências mais comuns) para não influenciar na medição e mascarar os reais resultados.

Várias das questões de ajustes e escalas do circuito poderiam ser resolvidas de maneira digital ao integrar as medições num microcontrolador. Dessa forma, a calibração seria feita por *software* e não por *hardware*, tornando mais simples do ponto de vista do operador e mais precisa a medição. Brink cita essa possibilidade em seu artigo, porém, atualmente a disponibilidade de microcontroladores baratos e acessíveis é muito maior do que na data de publicação do artigo.

Cabe ainda mencionar uma das dificuldades encontradas na elaboração deste trabalho. Componentes falsificados estão se tornando cada vez mais comuns, e nem sempre fáceis de identificar. Algumas dificuldades encontradas na montagem e nos testes foram devido a situações com tais componentes. Uma PCB foi inutilizada por essa razão, além de causar atrasos consideráveis na compreensão do correto funcionamento dos circuitos.

Nesse cenário, é importante enfatizar que componentes falsificados podem prejudicar os trabalhos acadêmicos, hobbistas e projetos de startups e pequenas empresas.

Cada vez mais, é necessário considerar a possibilidade de ter adquirido componentes falsificados. Por isso, deve-se, caso não haja como verificar a procedência dos componentes, prever testes individuais, de forma a não prejudicar o andamento dos projetos.

REFERÊNCIAS

SCHWARTZ, Mischa; HOCHFELDER, David. Two controversies in the early history of the telegraph. IEEE Communications Magazine, [s.l.], v. 48, n. 2, p.28-32, fev. 2010. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).

ANDERSEN, J. Bach. History of Communications/Radio Wave Propagation from Marconi to MIMO. Ieee Communications Magazine, [s.l.], v. 55, n. 2, p.6-10, fev. 2017. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).

MERCADO LIVRE, 2018. Produto Medidor de onda estacionária. Disponível em : <https://lista.mercadolivre.com.br/medidor-de-onda-estacionaria_PriceRange_0-150>
Acesso em: 22 out 2018

BRINK, Mike. Constructing a precision SWR meter and antenna analyzer. 2007. Disponível em:
<www.parc.org.za/attachments/projects/Swrmeter%20Project.pdf>
Acesso em: 04 abr 2018

CARPES JUNIOR, W. P. Apostila de antenas. 2017.

RENASAS ELECTRONICS CORPORATION. Current Feedback Amplifier Theory and Applications. Rev.4.0. Japão, 2017.

ANALOG DEVICES. 800 MHz, 50 mW Current Feedback Amplifier AD8001 Data Sheet. REV. D. Massachusetts, Estados Unidos, 2003.

M. C. Schneider. Lecture 5: NON-LINEAR APPLICATIONS
Disponível em:
<<http://www.lci.ufsc.br/electronics/index7300.htm>>
Acesso em: 24 out 2018

JAEGER, Richard C.; BLALOCK, Travis N.. Microelectronic Circuit Design. 4. ed. New York: Mcgraw-hill, 2011. 1376 p.

HOROWITZ, P.; HILL, W. A arte da eletrônica: circuitos eletrônicos e microeletrônica. 3. ed. Porto Alegre: Bookman, 2017. 1160p.