

**INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA**  
**Área Departamental de Engenharia de Electrónica e**  
**Telecomunicações e de Computadores**

**Melhoria da eficiência de amplificadores de potência para**  
**sinais RF com envolvente variável**

**Nuno Filipe Lopes de Sousa**  
(Licenciado)

Trabalho Final de Mestrado para Obtenção do Grau de Mestre em Engenharia de Electrónica e  
Telecomunicações

**Orientador:**

Professor Doutor Fernando Manuel Ascenso Fortes

**Júri:**

Presidente: Professor Doutor Mário Pereira Véstias

Vogal: Professor Doutor Luís Miguel Tavares Fernandes  
Professor Doutor Fernando Manuel Ascenso Fortes



# Abstract

The main goal of this Thesis is the theoretical study and practical validation at 2.4GHz of an enhancement efficiency technique of power amplifiers based in the combination of two signals. In the beginning of this work, one of the objectives was the usage of power amplifiers in Class-F to demonstrate the efficiency enhancement of those power amplifiers. However, due to the difficulties that did appear along in this work and the reception delay that the integrated circuit designed power amplifiers suffered, this topic was rejected.

Several power combiners for *RF* (Radio Frequency) are studied and one of those is used in this work.

The *Outphasing* technique is presented. This is one technique among many existing applied to the efficiency enhancement for power amplifiers. This technique combines two signals in such way that the output signal equals the input except the amplifying factor.

An integrated circuit and design, simulated and manufactured using *AMS* (Austria Micro Systems) 0.35 $\mu$ m. Although, that circuit did not arrived in proper time so it could not be used in this work.

A radio emitting system is design in this work, using 2.4GHz frequency, for the validation of the *Outphasing* technique. To downconvert the output signal is used the *Maxim MAX2828* radio.

Practical results are presented as such as the conclusions and some ideas to future work in this scope.

In all searched related works, no one used integrated circuits present in market, like those used in this work (*TI-TRF372017*). In those related works, it is always used measurement and signal generation with professional equipment So, this work intent to contribute to the scientific community with some practical issues present in this technique.



## Resumo

O objectivo desta tese de Mestrado é o estudo teórico e validação prática a 2.4GHz de uma técnica de combinação de sinais que permite o aumento de eficiência de amplificadores de potência. Inicialmente este trabalho contemplava a utilização de amplificadores de potência em classe F para verificar o aumento da eficiência dos mesmos. Todavia, devido às dificuldades que apareceram do ponto de vista prático, e pelo atraso na recepção dos amplificadores de potência dimensionados em circuito integrado, esse tópico foi colocado de parte.

Estudaram-se diferentes combinadores de potência para sinais *RF* (Rádio-Frequência) e foi seleccionado um dos combinadores para ser utilizado no presente trabalho.

É estudada a técnica de *Outphasing*, uma das técnicas existentes para aumento de eficiência de amplificadores de potência, que combina sinais de forma a que seja construído à saída o sinal pretendido à parte do factor do ganho.

Foi desenvolvido e produzido um amplificador em circuito integrado com tecnologia *AMS* (Austria Micro Systems) 0.35 $\mu$ m para utilizar neste trabalho. No entanto, o circuito não chegou em tempo útil pelo que não foram efectuados testes com o mesmo.

Foi construído um sistema de emissão rádio cuja frequência de trabalho é 2.4GHz para validação experimental da técnica de *Outphasing*. Para recepção dos sinais e conversão para banda-base é utilizado um rádio *Maxim MAX2828*.

São apresentados os resultados experimentais, conclusões e ideias para trabalho futuro no âmbito de *Outphasing* e amplificadores de potência.

Em todos os artigos, trabalhos e outros recursos bibliográficos obtidos não foi encontrado nenhum trabalho onde se tenha recorrido a circuitos integrados comerciais como os utilizados neste trabalho (*TI-TRF372017*). Nos recursos bibliográficos consultados, os trabalhos utilizam sempre equipamentos profissionais de medidas e geração de sinais. Assim sendo, este trabalho tem também a finalidade de contribuir para a comunidade científica no que toca aos problemas do ponto de vista prático neste tema.



# Agradecimentos

Quero em primeiro lugar deixar a minha profunda gratidão ao meu orientador professor Doutor Fernando Manuel Ascenso Fortes por toda a ajuda, paciência e disponibilidade que me deu. Sem a sua orientação, sabedoria e experiência, eu não teria aprendido tanto nem conseguido fazer este trabalho.

Deixo também aqui uma mensagem de apreço aos meus colegas de curso e aos meus amigos sem o apoio e ajuda dos quais todo este trabalho teria sido mais difícil pois às vezes em conversa de ocasião a solução para alguns problemas mais simples foi rapidamente obtida, e sozinho, devido ao stress e nervosismo, a mesma solução parece não existir.

Gostaria ainda de deixar um agradecimento para o professor Doutor António Manuel Albuquerque Couto Pinto que possibilitou a implementação dos amplificadores de potência em circuito integrado e ao sr. José Faustino, do INESC, por tornar possível a montagem do circuito integrado *on-board*.



# Índice

Melhoria da eficiência de amplificadores de potência para sinais RF com envolvente variável.....	1
Capítulo 1 -Introdução.....	1
1.1 -Enquadramento.....	1
1.2 -Trabalho desenvolvido.....	2
1.3 -Organização do documento .....	3
Capítulo 2 -Técnicas de Aperfeiçoamento da Eficiência em Amplificadores de Potência.....	5
2.1 -Técnica de “Outphasing”.....	7
2.2 -Combinação dos sinais Outphasing.....	10
2.2.1 -Combinador não isolado.....	10
2.2.2 -Combinador isolado.....	13
2.3 -Constelações M-QAM através de “Outphasing”.....	13
2.3.1 -Constelação 16-QAM.....	14
2.3.2 -Constelação 64-QAM.....	15
Capítulo 3 -Blocos do sistema de Outphasing.....	17
3.1 -Bloco de Outphasing BB.....	17
3.2 -Amplificadores de potência .....	18
3.3 -Moduladores IQ.....	21
3.4 -Combinador.....	21
3.4.1 -Combinador Wilkinson.....	21
Wilkinson - Modo Comum.....	22
Wilkinson - Modo Diferencial.....	23
3.4.2 -Combinador Híbrido Quadrado.....	24
Híbrido Quadrado - Modo Comum.....	26
Híbrido Quadrado - Modo Diferencial.....	26
3.4.3 -Combinador Rat-Race.....	27
Rat Race - Modo Comum e Modo Diferencial.....	29
Capítulo 4 -Implementação e Resultados Experimentais.....	33
4.1 -Bloco gerador de outphasing.....	34
4.2 -Moduladores.....	34
4.3 -Amplificador de potência.....	35
4.4 -Combinador.....	36
4.5 -Resultados Experimentais.....	37
Capítulo 5 -Conclusão e Trabalho Futuro.....	41



# Lista de Figuras

Figura 2.1 - Diagrama da montagem da técnica de Outphasing.....	7
Figura 2.2 - Representação vectorial dos sinais.....	8
Figura 2.3 - Topologia Diferencial.....	10
Figura 2.4 - Representação Vectorial da Constelação .....	13
Figura 2.5 - Constelação 16-QAM obtida com $S_1(t)$ e $S_2(t)$ .....	14
Figura 2.6 - Constelação dos sinais $S_1(t)$ e $S_2(t)$ para 16-QAM.....	14
Figura 2.7 - Constelação 64-QAM obtida com $S_1(t)$ e $S_2(t)$ .....	15
Figura 2.8 - Constelação dos sinais $S_1(t)$ e $S_2(t)$ para 64-QAM.....	15
Figura 3.1 - blocos constituintes do sistema de outphasing.....	17
Figura 3.2 - Circuito Amplificador de Potência.....	18
Figura 3.3 - Montagem para Simulações.....	19
Figura 3.4 - Impedância de entrada normalizada.....	19
Figura 3.5 - Curvas de $H_1$ e $H_3$ .....	20
Figura 3.6 - Ganho VS Potência de Saída.....	20
Figura 3.7 - Estrutura Acopladora Wilkinson.....	21
Figura 3.8 - Circuito Equivalente do Acoplador Wilkinson.....	22
Figura 3.9 - Análise do Acoplador Wilkinson em Modo Comum.....	22
Figura 3.10 - Análise do Acoplador Wilkinson em Modo Diferencial.....	24
Figura 3.11 - Estrutura Acopladora Híbrido Quadrado.....	25
Figura 3.12 - Circuito Equivalente Híbrido Quadrado em Modo Comum.....	25
Figura 3.13 - Circuito Equivalente Híbrido Quadrado em Modo Diferencial.....	25
Figura 3.14 - Combinador Rat-Race.....	27
Figura 3.15 - Regime de funcionamento em modo comum.....	28
Figura 3.16 - Regime de funcionamento em modo diferencial.....	28
Figura 3.17 - Regime de funcionamento em modo comum.....	30
Figura 3.18 - Regime de funcionamento em modo diferencial.....	30
Figura 4.1 - Sistema RF Implementado.....	33
Figura 4.2 - Layout da Circuito Integrado incluindo pads de ligação.....	35
Figura 4.3 - Layout apenas do circuito.....	35
Figura 4.4 - Circuito Integrado dimensionado on-board.....	36
Figura 4.5 - Estrutura Rat-Race dimensionada.....	36
Figura 4.6 - Constelação 16-QAM Recebida.....	38
Figura 4.7 - Constelação de $S_1(t)$ .....	38
Figura 4.8 - Constelação 64-QAM Recebida.....	39



## Lista de Tabelas

Tabela 1 - Parâmetros ABCD.....	45
Tabela 2 - Definições dos parâmetros ABCD.....	46



# Lista de Acrónimos

RF

Rádio-Frequência

AMS

Austria Micro Systems

TV

Televisão

GSM

Groupe Special Mobile

WiFi

Wireless Fidelity

M-QAM

M-Quadrature Amplitude Modulation

OFDM

Orthogonal Frequency-Division Modulation

VCO

Voltage Controlled Oscillator

LDO

Low Drop Output

EER

Envelope Elimination and Restoration

LINC

Linear Amplification Using Nonlinear Amplifier

C.A.

Circuito Aberto

IQ

In-Phase & Quadrature-Phase

SPI

Serial Protocol Interface

PLL

Phase Locked-Loop



# Capítulo 1 - Introdução

## 1.1 - Enquadramento

As telecomunicações são cada vez mais indispensáveis na actualidade pela liberdade e versatilidade que oferecem. Graças às telecomunicações foi possível começar a estabelecer comunicações a longas distâncias e acelerar o desenvolvimento tecnológico. Por estes motivos, as telecomunicações são cada vez mais indispensáveis à vida quotidiana.

As comunicações móveis e sistemas rádio, como *TV* (Televisão), *GSM* (Groupe Special Mobile), *WiFi* (Wireless Fidelity), entre outros, têm sido cada vez mais ao longo do tempo uma parte preponderante nas telecomunicações. Estes sistemas são divididos essencialmente em dois blocos: Bloco Banda Base e Bloco de Emissão ou Bloco *RF*.

O Bloco de Banda Base é o responsável por todo o tratamento da informação a enviar e processamento digital de sinais. Uma vez que este bloco processa maioritariamente informação digital, com o avanço tecnológico e com o aumento de oferta de soluções integradas no mercado, este bloco tem sido cada vez menos responsável pelo consumo energético na cadeia do sistema rádio.

Ao longo do tempo, tem havido uma enorme procura e investigação em modulações que permitam atingir maiores ritmos com a menor largura de banda possível atingindo assim uma eficiência espectral maior. Devido a esse foco, as modulações digitais, como *M-QAM* (M-Quadrature Amplitude Modulation), *OFDM* (Orthogonal Frequency-Division Modulation), entre outras, têm sido cada vez mais utilizadas nas telecomunicações. Todavia, o consumo energético é hoje em dia ainda uma das limitações dos dispositivos móveis e um dos factores mais importantes nos transmissores rádio.

O Bloco *RF* é o responsável por modular o sinal proveniente de banda base, amplificá-lo em potência e transmiti-lo. Embora este bloco faça parte deste tipo de

sistemas de transmissão há bastante tempo, o aumento da eficiência dos amplificadores de potência continua presentemente a oferecer um desafio. De facto, o amplificador de potência continua a ser um dos principais responsáveis pela diminuição da autonomia nos dispositivos móveis e consumo nos transmissores rádio.

Com este problema em foco, o objectivo desta Tese de Mestrado é o estudo de uma técnica de melhoria de eficiência de amplificadores de potência para sinais *RF* de envolvente variável.

## 1.2 - Trabalho desenvolvido

Neste trabalho foi em primeiro lugar efectuada uma recolha bibliográfica sobre: as várias técnicas de melhoria de eficiência em amplificadores de potência, amplificadores de potência, classes de amplificadores de potência e combinadores/divisores de potência. Após a recolha bibliográfica, teve lugar o estudo das formas de onda para a classe F, todavia, como não foram utilizados os amplificadores de potência, o estudo não é registado neste documento.

De seguida teve lugar a escolha dos circuitos integrados a utilizar. Para tal, um dos requisitos era a existência de *VCO* (Voltage Controlled Oscillator) interno e o alcance de frequência do mesmo. Com estes requisitos, a única opção presente no mercado com possibilidade de ser obtida através de amostras gratuitas é o integrado *TRF372017* da *Texas Instruments*. Uma vez escolhido o rádio, foi escolhido o *LDO* (Low Drop Output) *LP3852* da *Texas Instruments* para alimentar o circuito a 3.3V. Desta forma a tensão na fonte de tensão utilizada é 5V e o *LDO* é o dispositivo responsável por fornecer os 3.3V onde é necessário no sistema.

Foi desenhado o *layout* da placa de circuito impresso do sistema rádio utilizado neste trabalho. O esquema eléctrico utilizado é o recomendado pelo fabricante, contudo, o desenho foi inteiramente feito sem recurso a recomendações do mesmo.

Foram efectuados testes práticos cuja frequência de trabalho utilizada é 2.4GHz. Esta frequência foi escolhida por existir em laboratório um rádio de recepção *Maxim MAX2828* cuja frequência de recepção é 2.4GHz. Para além deste facto, para que as dimensões do combinador de potência sejam comportáveis, o comprimento de onda deve ser o menor possível. Assim, com estes compromissos, foi escolhida a frequência de trabalho. Os testes levados a cabo envolveram a construção de modulações digitais 16-QAM e 64-QAM.

### **1.3 - Organização do documento**

O documento apresentado está organizado em cinco capítulos incluindo o capítulo presente. A organização foi escolhida tendo como critério uma sequência lógica e não a sequência cronológica onde os temas tiveram lugar.

No segundo capítulo é apresentado o estudo sobre a técnica de melhoria de eficiência de amplificadores de potência utilizada neste trabalho. É apresentado um compêndio das técnicas existentes neste âmbito e é apresentado o estudo teórico detalhado da técnica escolhida - *Outphasing*.

O terceiro capítulo apresenta o estudo dos blocos constituintes do sistema de *outphasing*, menciona qual a topologia de combinador escolhido para o trabalho e as razões que levaram a essa escolha. Todos os combinadores estudados neste capítulo são de tipo *microstrip*.

O quarto capítulo apresenta os circuitos concretizados e resultados práticos do trabalho da tese.

O quinto capítulo dá lugar às conclusões do trabalho e apresentação das sugestões de trabalho futuro.



## Capítulo 2 - Técnicas de Aperfeiçoamento da Eficiência em Amplificadores de Potência

No âmbito de amplificadores de potência, a eficiência apresenta-se ainda nos dias de hoje como um desafio, sendo desejável obter a maior possível. Algumas classes de amplificadores permitem atingir teoricamente o rendimento de 100%, tais como as classes D, E, F. No entanto, graças a efeitos indesejados como a resistência interna do dispositivo activo, esse valor é impossível de atingir em implementação. Além deste factor, essa eficiência máxima é obtida colocando o amplificador em saturação de potência, o que é apenas compatível com sinais de envolvente constante. Em sinais de envolvente variável, como é o caso dos sinais das comunicações móveis actuais, a eficiência degrada-se significativamente.

Na tentativa de aumentar a eficiência, várias técnicas têm sido propostas ao longo do tempo. A primeira técnica, chamada “*Outphasing Modulation*”, proposta por *H. Chireix* em 1935 [1], tem como princípio de funcionamento a combinação dos sinais provenientes de duas fontes. Nesta técnica, os sinais das duas fontes encontram-se desfasados entre si de  $2\theta(t)$ , sendo  $\theta(t)$  o ângulo formado entre o sinal pretendido na saída e o sinal que de facto se encontra na saída da fonte. Com recurso ao combinador proposto por *Chireix* a potência de ambas as fontes é combinada e transferida para a carga  $Z_L$ . No entanto, este combinador atinge o rendimento de 100% apenas quando  $\theta(t)$  no sinal de saída é aquele para o qual o combinador foi desenhado.

A segunda técnica, chamada “*Doherty Amplifier*” e proposta em 1936 por *W. H. Doherty* [2], tem como princípio de funcionamento a modulação da carga  $Z_L$ . Nesta técnica são também utilizados dois amplificadores, contudo, um dos amplificadores tem como finalidade amplificar o sinal e o segundo funciona como resistência negativa quando o primeiro começa a chegar à zona de compressão de ganho. Desta forma a corrente na carga aumenta e é obtida mais potência na carga.

Todavia, existe um aspecto importante a ter em consideração em ambas as técnicas. Quando estas técnicas foram propostas, a amplificação de potência era feita com recurso a válvulas e uma vez que estes dispositivos têm uma característica altamente linear, ambas as técnicas tinham maior viabilidade de utilização. Uma vez que hoje em dia são utilizados transístores, a linearidade passa a ser um critério mais preponderante no que diz respeito à escolha da técnica a utilizar.

Em 1952 foi proposta a técnica *EER* (*Envelope Elimination and Restoration*) [3] por *Leonard Kahn*, e ao contrário das técnicas anteriormente referidas, apenas um amplificador é utilizado nesta técnica. Nesta técnica a modulação em amplitude do sinal de entrada, com envolvente constante e fase variável, é feita com recurso à manipulação da tensão de alimentação. Esta técnica tem ainda uma variante conhecida como *Bias Adaption* [4]. Todavia, nesta última a envolvente do sinal de entrada é variável e a tensão de alimentação acompanha a envolvente, teoricamente permitindo que o amplificador funcione sempre na região de máxima eficiência. Uma das desvantagens presentes em ambas as técnicas é a introdução de pelo menos mais um dispositivo activo no sistema, o modulador da tensão de alimentação do amplificador. Dado que este dispositivo é activo, inevitavelmente vai ser dissipada potência nele, degradando assim a eficiência global no andar de amplificação de potência.

A técnica mais recentemente proposta, por *D. C. Cox* [5] em 1974 e conhecida como *LINC* (*Linear Amplification Using Nonlinear Amplifier*), tem o princípio de funcionamento semelhante ao de *Outphasing*. Também nesta técnica são utilizadas duas fontes com sinais desfasados e que quando combinados produzem o sinal desejado na saída. Contudo, nesta proposta a fase dos sinais é variável e a envolvente do sinal é constante permitindo que as fontes funcionem sempre na região de saturação, permitindo operar as fontes na zona de eficiência máxima

De entre as várias técnicas apresentadas, a mais sensível a efeitos não lineares é a "*Doherty Amplifier*" uma vez que esta requer características específicas dos amplificadores de potência. A técnica *EER* por outro lado não só é sensível a efeitos de natureza não linear como também é tanto menos eficiente quanto maior a tensão de alimentação pois a envolvente do sinal de entrada não se altera. Por essa razão, a técnica *Bias Adaption* é teóricamente mais eficiente, contudo, a alteração da tensão de alimentação leva a alterações das características dos dispositivos activos. Fica assim a faltar a técnica de combinação de sinais *Outphasing*. Esta permite obter uma maior robustez no que diz respeito aos efeitos não lineares, dado que na presença de fontes

equilibradas estes se cancelam na combinação. Assim, teoricamente são atingidas eficiências superiores às das outras técnicas, uma vez que as fontes funcionam continuamente na região de saturação. Esta é portanto a técnica escolhida, contudo, o combinador escolhido não é o proposto por *Chireix* mas sim uma estrutura de micro-ondas: o *Rat-Race*.

## 2.1 - Técnica de “*Outphasing*”

Tal como enunciado anteriormente, o conceito base desta técnica de amplificação de potência é a combinação de dois sinais, provenientes de dois amplificadores equilibrados, tal como ilustra a figura 2.1.

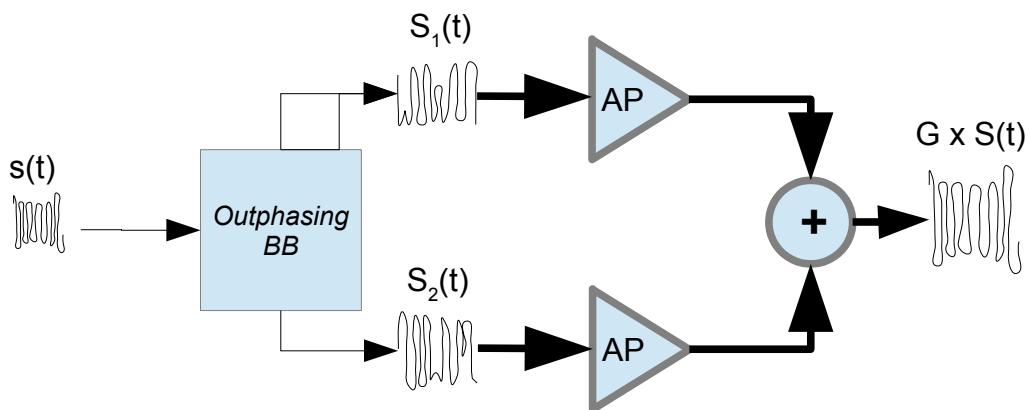


Figura 2.1 - Diagrama da montagem da técnica de *Outphasing*

Na entrada destes é aplicado um sinal com envolvente constante e de fase variável,  $S_1(t) = Ae^{j(\omega t + \varphi(t) + \theta(t))}$  e  $S_2(t) = Ae^{j(\omega t + \varphi(t) - \theta(t))}$ , para garantir que os amplificadores operam no ponto de maior eficiência (zona de compressão de ganho). Estes sinais obtêm-se a partir do sinal  $s(t)$  de envolvente variável pelo processo que se descreve a seguir. Embora os sinais  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  não contenham a informação do sinal  $s(t)$  e o objectivo seja amplificar este último, este pode ser recuperado, quando  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  são combinados. Para representar graficamente o princípio de funcionamento é apresentada a figura 2.2.

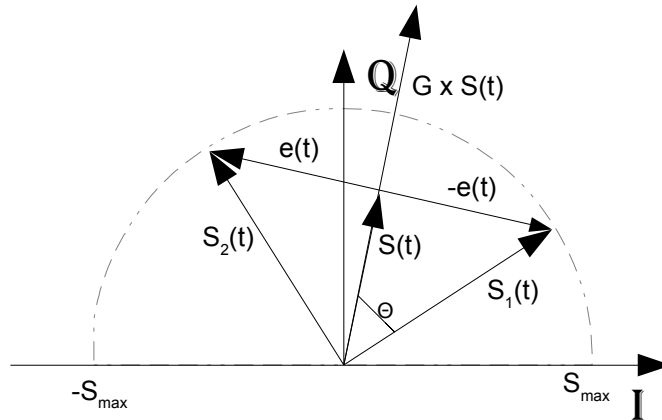


Figura 2.2 - Representação vectorial dos sinais

Para obter o ângulo  $\theta(t)$ , será necessário ter atenção especial sobre os vectores representados. Através da figura 2.2 é possível observar que o sinal de saída pode ser construído com base em:

$$S(t) = S_1(t) + S_2(t) \quad (2.1)$$

Para garantir que os amplificadores estejam sempre a funcionar no regime de saturação (zona de compressão de ganho), é necessário garantir que a envolvente do sinal de entrada de cada amplificador seja constante e que esta tenha o valor adequado para este efeito. Garantido esta condição, a amplitude dos vectores  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  passa a ser dada por:

$$S_1(t) = \frac{S(t)}{2} - e(t) \quad (2.2)$$

$$S_2(t) = \frac{S(t)}{2} + e(t) \quad (2.3)$$

Uma vez que as amplitudes de  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  podem ser obtidas à custa de dois vectores ortogonais entre si, então o módulo dos vectores  $e_1(t)$  e  $e_2(t)$  pode ser obtido através do sistema de equações 2.4.

$$\begin{cases} |S_1(t)|^2 = \left(\frac{S(t)}{2}\right)^2 + |e_1(t)|^2 \\ |S_2(t)|^2 = \left(\frac{S(t)}{2}\right)^2 + |e_2(t)|^2 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} |e_1(t)| = \sqrt{|S_1(t)|^2 - \left(\frac{S(t)}{2}\right)^2} \\ |e_2(t)| = \sqrt{|S_2(t)|^2 - \left(\frac{S(t)}{2}\right)^2} \end{cases} \quad (2.4)$$

Como se pretende que a amplitude de  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  sejam máximas e constantes, então:

$$|e(t)| = \sqrt{S_{\max}^2 - \left| \left( \frac{S(t)}{2} \right) \right|^2} \quad (2.5)$$

Como  $e(t)$  terá de ser sempre ortogonal a  $S(t)$ , então  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  podem ser construídos como:

$$S_1(t) = \frac{S(t)}{2} + \sqrt{S_{\max}^2 - \left| \left( \frac{S(t)}{2} \right) \right|^2} e^{j(\angle S(t) + \frac{\pi}{2})} \quad (2.6)$$

$$S_2(t) = \frac{S(t)}{2} + \sqrt{S_{\max}^2 - \left| \left( \frac{S(t)}{2} \right) \right|^2} e^{j(\angle S(t) - \frac{\pi}{2})} \quad (2.7)$$

Uma vez que o ângulo de *Outphasing* é o ângulo formado entre  $S_1(t)$  e  $S(t)$ , e que por sua vez é igual àquele formado entre  $S_2(t)$  e  $S(t)$ , então este pode ser obtido através das relações apresentadas em 2.11, 2.12 e 2.13.

$$\tan(\theta(t)) = \frac{\sqrt{S_{\max}^2 - \left| \left( \frac{S(t)}{2} \right) \right|^2}}{\left| \left( \frac{S(t)}{2} \right) \right|} \quad (2.8)$$

$$\sin(\theta(t)) = \frac{\sqrt{S_{\max}^2 - \left| \left( \frac{S(t)}{2} \right) \right|^2}}{S_{\max}} \quad (2.9)$$

$$\cos(\theta(t)) = \frac{\left| \left( \frac{S(t)}{2} \right) \right|}{S_{\max}} \quad (2.10)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{S_{\max}^2 - \left| \left( \frac{S(t)}{2} \right) \right|^2}}{\left| \left( \frac{S(t)}{2} \right) \right|} \right) \quad (2.11)$$

$$\theta(t) = \sin^{-1} \left( \frac{\sqrt{S_{\max}^2 - \left| \left( \frac{S(t)}{2} \right) \right|^2}}{S_{\max}} \right) \quad (2.12)$$

$$\theta(t) = \cos^{-1} \left( \frac{\left| \left( \frac{S(t)}{2} \right) \right|}{S_{\max}} \right) \quad (2.13)$$

## 2.2 - Combinação dos sinais *Outphasing*

Um elemento importante de um sistema *outphasing* é o combinador dos sinais  $S_1$  e  $S_2$ . O combinador a usar pode ser isolado ou não isolado, conferindo desempenho e facilidade de implementação diferentes.

### 2.2.1 - Combinador não isolado

Uma forma simples de combinar  $S_1$  e  $S_2$  consiste em alimentar a carga de forma diferencial entre os dois amplificadores, estando estes a operar de forma diferencial, tal como apresentado na figura 2.3. Esta combinação não é isolada, pois cada amplificador sofre efeito de carga do outro, sendo de esperar uma impedância de carga variável.

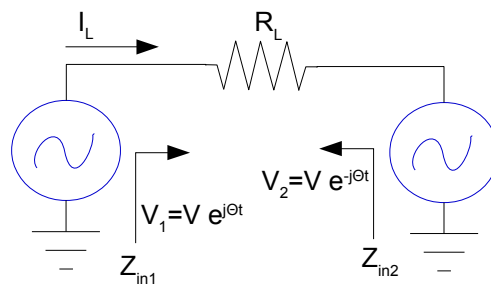


Figura 2.3 - Topologia Diferencial

Sendo a tensão de saída das fontes dada por:

$$V_1 = V_{o_{\max}} e^{j\varphi(t)} e^{j\theta(t)} \quad (2.14)$$

$$V_2 = V_{o_{\max}} e^{j(\varphi(t)+\pi)} e^{-j\theta(t)} \quad (2.15)$$

Então, a tensão na carga,  $V_L$ , passa a ser dada por (2.19).

$$V_L = V_1 - V_2 \quad (2.16)$$

$$\Leftrightarrow V_L = V_{o_{\max}} \left( e^{j\varphi(t)} e^{j\theta(t)} - e^{j(\varphi(t)+\pi)} e^{-j\theta(t)} \right) \Leftrightarrow \quad (2.17)$$

$$\Leftrightarrow V_L = V_{o_{\max}} \left( e^{j\varphi(t)} e^{j\theta(t)} + e^{j\varphi(t)} e^{-j\theta(t)} \right) \Leftrightarrow \quad (2.18)$$

$$\Leftrightarrow V_L = 2V_{o_{\max}} e^{j\varphi(t)} \cos(\theta(t)) \quad (2.19)$$

Recorrendo ao ângulo de *Outphasing* calculado anteriormente, e considerando que  $S(t) = V_o(t)$  e  $S_{\max} = V_{o_{\max}}$ :

$$V_L = 2V_{o_{\max}} e^{j\varphi(t)} \cos \left( \cos^{-1} \left( \frac{\left| \frac{V_o(t)}{2} \right|}{S_{\max}} \right) \right) \Leftrightarrow \quad (2.20)$$

$$\Leftrightarrow V_L = 2V_{o_{\max}} e^{j\varphi(t)} \frac{\left| \frac{V_o(t)}{2} \right|}{S_{\max}} \quad (2.21)$$

Através da última equação em 2.21 é possível obter a tensão na carga  $R_L$ . Com recurso a esta técnica é não só possível observar que a envolvente da tensão de saída de cada amplificador é constante mas também que a tensão na carga é ponderada do factor

$$\frac{\left| \frac{V_o(t)}{2} \right|}{S_{\max}} \text{ sendo este proveniente do ângulo de } \textit{Outphasing}.$$

A impedância observada por cada amplificador é respectivamente apresentada na equação 2.25.

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_1 = \frac{V_1}{V_1 - V_2} \\ Z_2 = \frac{V_2}{V_1 - V_2} \end{array} \right. \frac{R_L}{R_L} \Leftrightarrow \quad (2.22)$$

$$\Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} Z_1 = \frac{V_{o_{\max}} e^{j\varphi(t)} e^{j\theta(t)}}{2V_{o_{\max}} e^{j\varphi(t)} \cos(\theta(t))} \\ Z_2 = \frac{V_{o_{\max}} e^{j(\varphi(t)+\pi)} e^{-j\theta(t)}}{2V_{o_{\max}} e^{j\varphi(t)} \cos(\theta(t))} \end{array} \right. \frac{R_L}{R_L} \Leftrightarrow \quad (2.23)$$

$$\Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} Z_1 = \frac{R_L}{2} \left( \frac{e^{j\theta(t)}}{\cos(\theta(t))} \right) \\ Z_2 = \frac{R_L}{2} \left( \frac{e^{-j\theta(t)}}{\cos(\theta(t))} \right) \end{array} \right. \Leftrightarrow \quad (2.24)$$

$$\Leftrightarrow \left\{ \begin{array}{l} Z_1 = \frac{R_L}{2} (1 + j \tan(\theta(t))) \\ Z_2 = \frac{R_L}{2} (1 - j \tan(\theta(t))) \end{array} \right. \quad (2.25)$$

Dualmente, as admitâncias observadas pelos amplificadores podem ser apresentadas pelo sistema de equações 2.28.

$$\begin{cases} Y_1 = \frac{1}{Z_1} \\ Y_2 = \frac{1}{Z_2} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} Y_1 = \frac{1}{\frac{R_L}{2}(1+j \tan(\theta(t)))} \\ Y_2 = \frac{1}{\frac{R_L}{2}(1-j \tan(\theta(t)))} \end{cases} \Leftrightarrow \quad (2.26)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} Y_1 = \frac{2}{R_L} \left( \frac{1}{1+\tan^2(\theta(t))} - \frac{j \tan(\theta(t))}{1+\tan^2(\theta(t))} \right) \\ Y_2 = \frac{2}{R_L} \left( \frac{1}{1+\tan^2(\theta(t))} + \frac{j \tan(\theta(t))}{1+\tan^2(\theta(t))} \right) \end{cases} \Leftrightarrow \quad (2.27)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} Y_1 = \frac{2}{R_L} (\cos^2(\theta(t)) - j \cos(\theta(t)) \sin(\theta(t))) \\ Y_2 = \frac{2}{R_L} (\cos^2(\theta(t)) + j \cos(\theta(t)) \sin(\theta(t))) \end{cases} \quad (2.28)$$

Assim, a potência entregue pelas fontes  $V_1$  e  $V_2$  à carga  $R_L$  é apresentada em 2.31.

$$\begin{cases} P_{RF_1} = \frac{1}{2} \left( R_e \left\{ \frac{V_1}{Z_1} \right\} V_1^* \right) \\ P_{RF_2} = \frac{1}{2} \left( R_e \left\{ \frac{V_2}{Z_2} \right\} V_2^* \right) \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} P_{RF_1} = \frac{1}{2} (|V_1|^2 R_e \{ Y_1 \}) \\ P_{RF_2} = \frac{1}{2} (|V_2|^2 R_e \{ Y_2 \}) \end{cases} \Leftrightarrow \quad (2.29)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} P_{RF_1} = \frac{1}{2} \left( |V_{o_{\max}}|^2 \frac{2}{R_L} \cos^2(\theta(t)) \right) \\ P_{RF_2} = \frac{1}{2} \left( |V_{o_{\max}}|^2 \frac{2}{R_L} \cos^2(\theta(t)) \right) \end{cases} \quad (2.30)$$

$$P_{RF} = P_{RF_1} + P_{RF_2} = \frac{2}{R_L} |V_{o_{\max}}|^2 \cos^2(\theta(t)) \quad (2.31)$$

O facto de a impedância vista pelos dois amplificadores variar com o ângulo de *outphasing*, conforme atestam (2.25) e (2.28), dificulta o seu dimensionamento. Além disso a impedância é reactiva, devendo ser compensada para não desperdiçar potência.

### 2.2.2 - Combinador isolado

Ao utilizar um combinador isolado elimina-se o efeito de carga que os dois amplificadores exercem sobre si. Isto é vantajoso, pois traduz-se numa carga que não varia com o ângulo de *outphasing*, simplificando o dimensionamento do amplificador de potência. No entanto, o combinador isolado tem o inconveniente de dissipar energia, conforme se mostra no capítulo seguinte. Essa dissipação pode comprometer o desempenho do sistema global.

### 2.3 - Constelações *M-QAM* através de “*Outphasing*”

Através desta técnica, e uma vez finalizado o estudo teórico, procedeu-se à simulação, em ambiente MATLAB, da criação de uma constelação 16-*QAM* e 64-*QAM*. A construção dos sinais  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  é feita com recurso às equações apresentadas no estudo teórico da secção 2.1.

A figura 2.4 representa a forma vectorial como é construída a constelação a partir dos vectores  $S_1$  e  $S_2$ . O comprimento dos vectores é fixo e a sua soma resulta no símbolo de maior amplitude. Variando o ângulo entre eles, constroem-se os vários símbolos. Nos símbolos de menor amplitude tendem a ficar em oposição de fase.

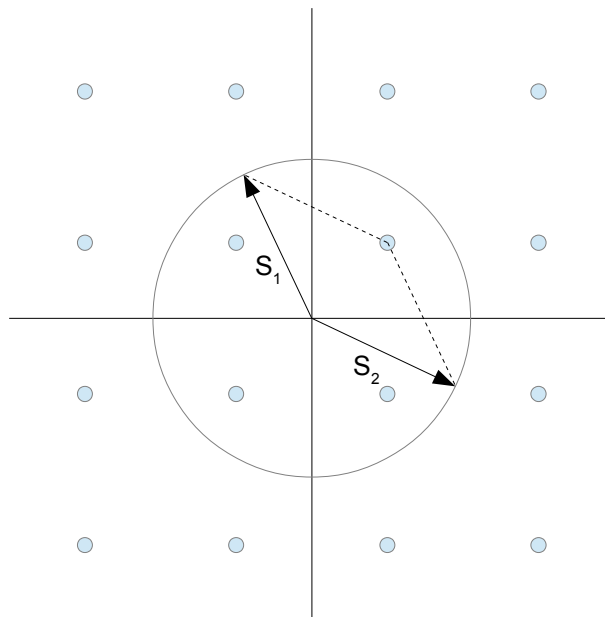


Figura 2.4 - Representação Vectorial da Constelação

### 2.3.1 - Constelação 16-QAM

A constelação 16-QAM construída com recurso à soma dos sinais  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  está apresentada na figura 2.5.

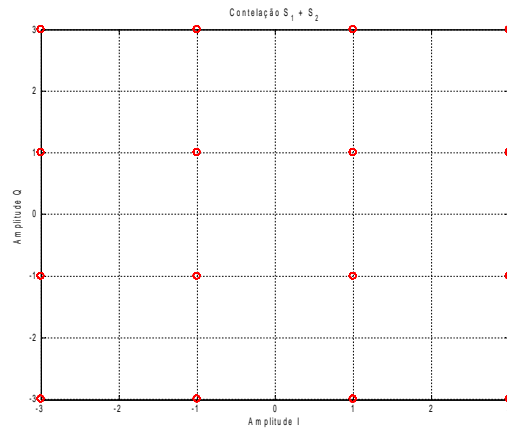


Figura 2.5 - Constelação 16-QAM obtida com  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$

As constelações dos sinais  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  que permitem construir esta constelação 16-QAM estão apresentadas na figura 2.6.

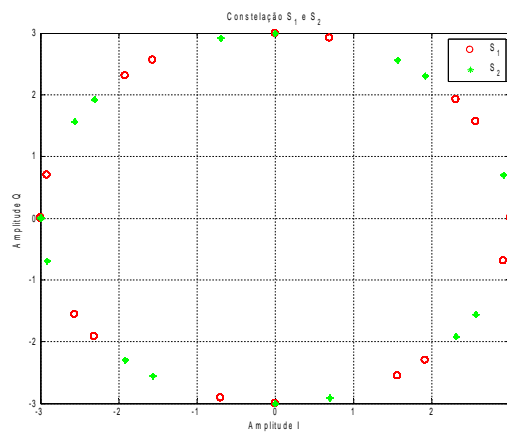


Figura 2.6 - Constelação dos sinais  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  para 16-QAM

Através dos resultados apresentados na figura 2.5 é possível verificar que a envolvente dos sinais  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  é constante e no entanto através da soma dos mesmos é obtido um sinal multi-nível.

### 2.3.2 - Constelação 64-QAM

Na figura 2.7 está apresentada a constelação 64-QAM obtida através da soma dos sinais  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$ .

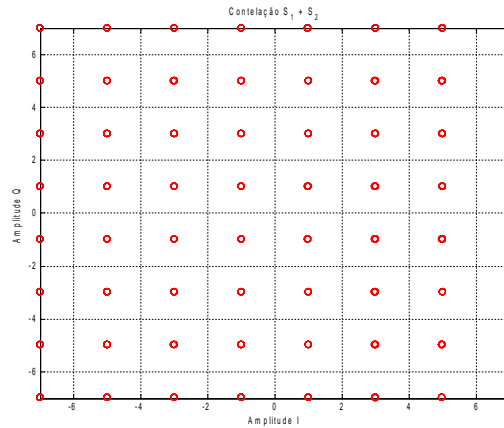


Figura 2.7 - Constelação 64-QAM obtida com  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$

A constelação dos sinais  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  está apresentada na figura 2.8.

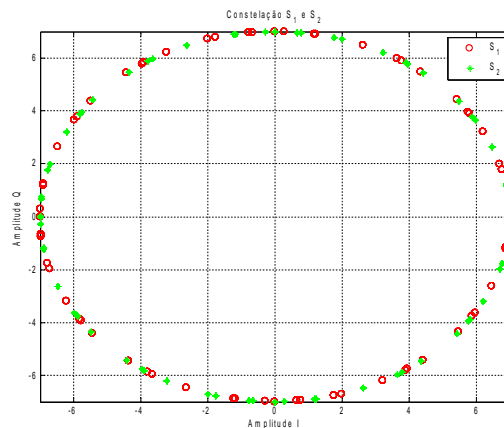


Figura 2.8 - Constelação dos sinais  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  para 64-QAM

À semelhança do que acontece na constelação 16-QAM, a envolvente dos sinais  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  é constante. Comparando as constelações das figuras 2.6 e 2.8 é possível verificar que o aumento da ordem da constelação, 16-QAM ou 64-QAM, os pontos das respectivas constelações de  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  ficam cada vez mais próximos uns dos outros. Tal significa que com o aumento da ordem da constelação, a sensibilidade ao erro de fase entre  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  é cada vez maior.



## Capítulo 3 - Blocos do sistema de *Outphasing*

Neste capítulo apresentam-se os blocos constituintes do sistema de transmissão implementados neste trabalho, da forma representada na figura 3.1.

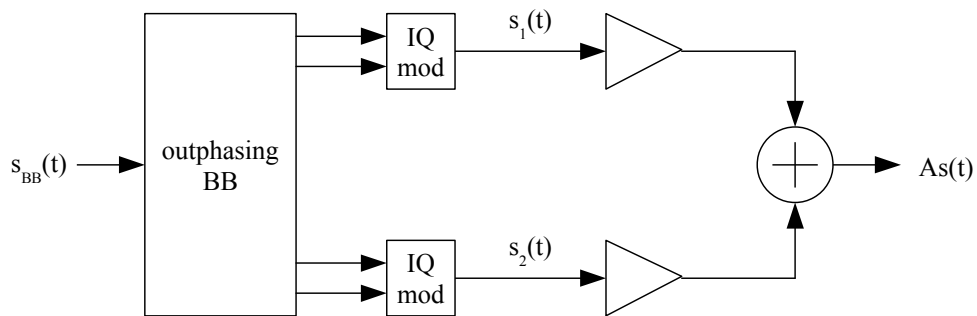


Figura 3.1 - blocos constituintes do sistema de *outphasing*.

O sistema gera os sinais  $S_1$  e  $S_2$  em banda base e modo IQ, para posterior modulação. Os moduladores IQ convertem o sinal de banda base para a frequência RF pretendida, resultando nos sinais  $S_1$  e  $S_2$ . Após amplificação de potência são combinados para reconstruir o sinal  $A_s(t)$ .

### 3.1 - Bloco de *Outphasing* BB

O bloco de *outphasing* BB destina-se a gerar os sinais  $S_1$  e  $S_2$  de envolvente constante, a partir do sinal  $s(t)$  de envolvente variável. Dada a dificuldade em gerar os sinais de *outphasing* em RF (devido à frequência da portadora), opta-se por os gerar ainda em banda base, em modo IQ. Desta forma, pode-se utilizar um modulador IQ convencional para obter os sinais  $S_1$  e  $S_2$  em RF. O funcionamento do bloco de *outphasing* BB está devidamente explicado no capítulo 2.

### 3.2 - Amplificadores de potência

O amplificador de potência para este sistema deve ter um ganho linear elevado, para garantir que opera na zona de compressão de ganho e assim ter a maior eficiência possível. Dado que os amplificadores disponíveis tinham ganho baixo, optou-se por dimensionar e construir. Na figura 3.2 está apresentado o circuito utilizado para o amplificador de potência dimensionado na tecnologia CMOS da AMS de  $0.35\mu\text{m}$ .

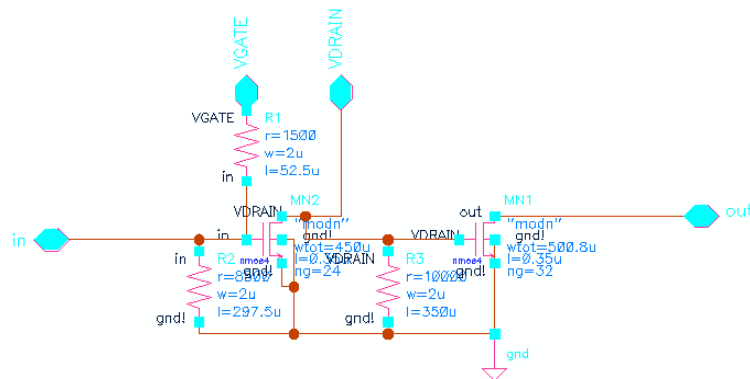


Figura 3.2 - Circuito Amplificador de Potência

O amplificador consiste em dois andares em fonte comum para aumentar o ganho de potência, sendo que o primeiro andar tem como finalidade garantir a maximização do ganho da montagem e o segundo garantir a potência de saída. Para tal, os tamanhos utilizados para os transístores MOSFET M1 e M2 são respectivamente  $L_{M1}=0.35\mu\text{m}$ ,  $W_{M1}=450\mu\text{m}$ ,  $L_{M2}=0.35\mu\text{m}$  e  $W_{M2}=600\mu\text{m}$ .

Na rede de entrada da montagem é utilizado um divisor de tensão com resistências de *poly2* para que o transístor M1 esteja no ponto de funcionamento de maior ganho. A tensão de polarização  $V_{DDM1}$  serve também para colocar o transístor M2 no ponto de funcionamento em repouso com uma corrente de polarização  $I_{DM2}$  tal que a carga óptima para potência seja  $25\Omega$ . A resistência  $R_3$  presente na gate do transístor M2 serve para protecção anti-estática. Esta é também a razão pela qual a polarização do transístor M1 é feita com resistências.

Na figura 3.3 é possível verificar o circuito utilizado para as simulações do amplificador de potência.

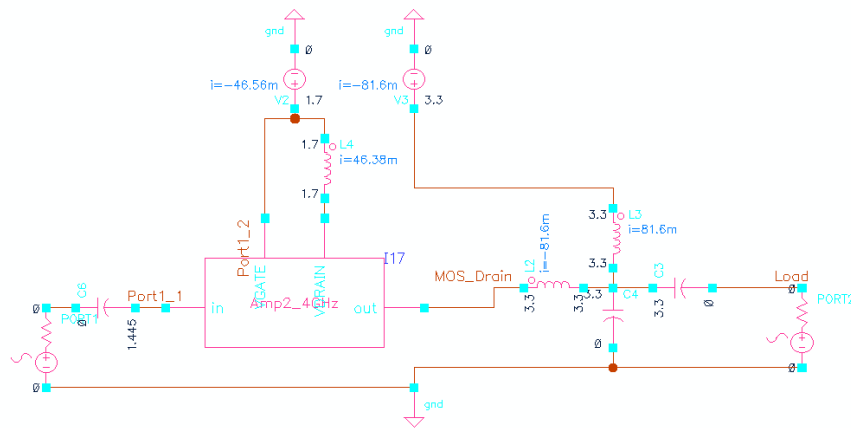


Figura 3.3 - Montagem para Simulações

Uma vez o circuito integrado fabricado e instalado em placa de circuito impresso, os contactos com o exterior são feitos através de *bonding wires*. Estes fios têm uma indutância parasita que é necessário contabilizar em simulação, servindo de bobina de adaptação. Esta indutância pode ser calculada através da fórmula 3.1.

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[ \ln \left( \frac{2l}{R} \right) - \frac{3}{4} \right] \quad (3.1)$$

Uma vez que a impedância de entrada normalizado é aproximadamente  $1 - j1.3$ , como é possível verificar através dos resultados da figura 3.4, o *bonding wire* pode ser utilizado para adaptar a impedância de entrada a  $50\Omega$ .

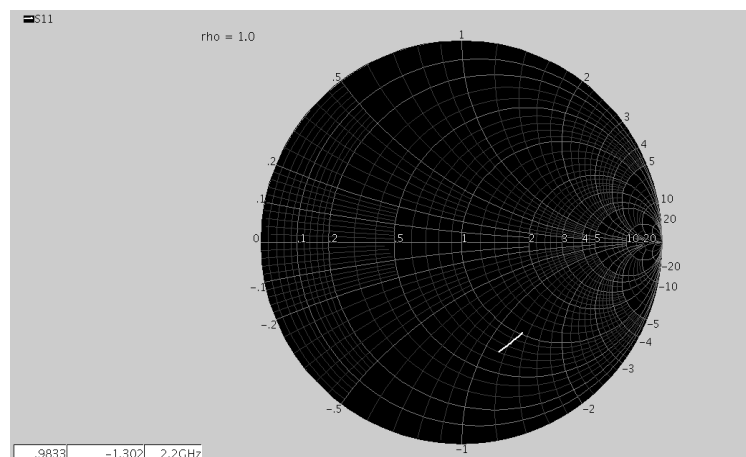


Figura 3.4 - Impedância de entrada normalizada

Também com o propósito de adaptação da carga a  $25\Omega$  é utilizada a bobina  $L_2$  e o condensador  $C_4$ . As bobinas  $L_3$  e  $L_4$  são  $RF_{Choke}$  que servem para bloquear a passagem da componente RF para a fonte de alimentação.

Na figura 3.5 estão apresentadas as curvas da potência de saída da primeira harmónica, H1, e da terceira harmónica, H3, em função da potência de entrada e na figura 3.6 está apresentado o ganho de potência *v.s.* a potência de saída.

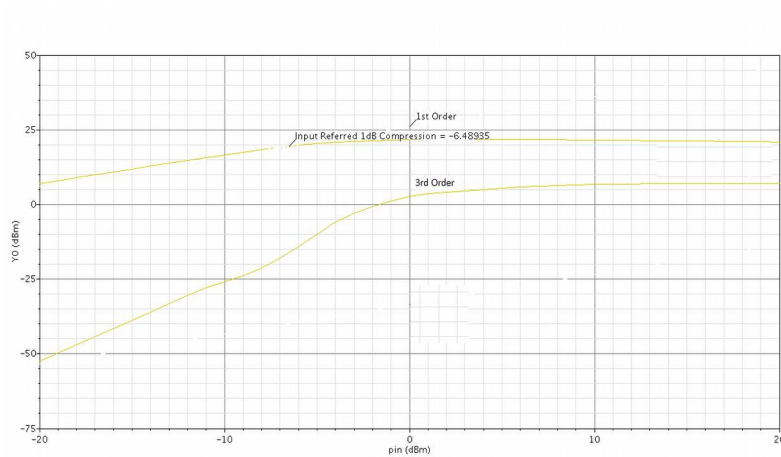


Figura 3.5 - Curvas de H1 e H3

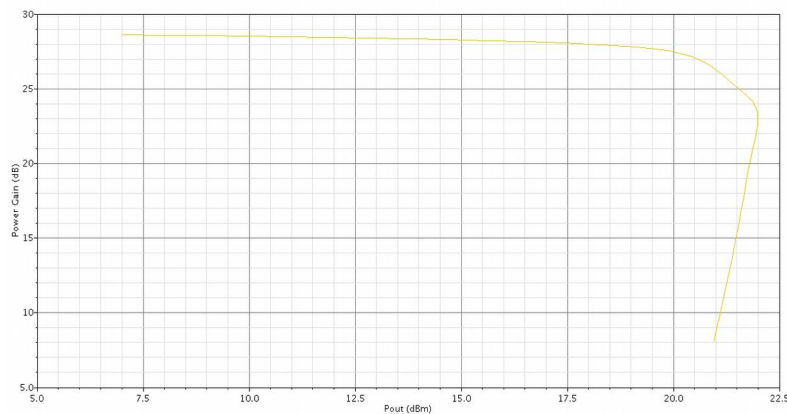


Figura 3.6 - Ganho VS Potência de Saída

Através dos resultados apresentados é possível verificar que a potência de saída máxima sem compressão de ganho é aproximadamente 20dBm. Até esse ponto de potência de saída o ganho mantém-se aproximadamente constante tendo o valor de 28dB.

É ainda possível verificar que existe expansão do ganho perto da zona onde a harmónica H1 começa a comprimir.

### 3.3 - Moduladores IQ

Os moduladores IQ destinam-se a deslocar o espectro do sinal  $S_1$  e  $S_2$  de banda base para a frequência central do canal RF pretendido. Essa deslocação é conseguida multiplicando o sinal de banda base por portadoras ortogonais.

### 3.4 - Combinador

As estruturas estudadas neste capítulo são estruturas acopladoras passivas. Assim, estas estruturas são dotadas de reciprocidade, ou seja, os valores da matrizes de dispersão  $S_{ij}=S_{ji}$ .

#### 3.4.1 - Combinador *Wilkinson*

O combinador *Wilkinson* é uma estrutura passiva com três portas utilizada para combinar ou dividir igualmente a potência dos sinais de entrada. A análise desta estrutura é feita em modo comum e modo diferencial sendo que o comportamento final resulta da sobreposição das duas análises. Na figura 3.7 está apresentada uma configuração possível.

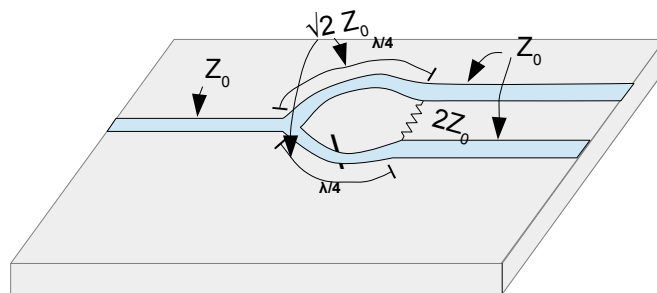


Figura 3.7 - Estrutura Acopladora Wilkinson

## Wilkinson - Modo Comum

A mesma estrutura da figura 3.7 pode ser redesenhada como apresentado na figura 3.8.

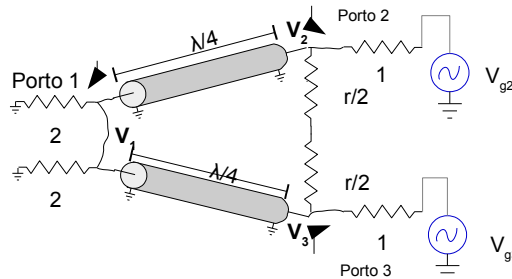


Figura 3.8 - Circuito Equivalente do Acoplador Wilkinson

A estrutura está desenhada com simetria no plano horizontal e as duas cargas no porto 1 combinam num paralelo resultando numa de valor normalizado 1. A linha de transmissão  $\lambda/4$  tem impedância característica normalizada  $Z_{\lambda/4} = \sqrt{2}$  e a carga entre os ramos do acoplador tem o valor de impedância normalizada  $r=2$ . Para simplicidade todas as impedâncias são normalizadas à impedância característica  $Z_0$ . Neste modo de análise, as fontes  $V_{g2}$  e  $V_{g3}$  são excitadas com  $2V_0$ . Uma vez que a estrutura está dividida em dois ramos simétricos, a análise pode ser feita em apenas um ramo, como é apresentado na figura 3.9.

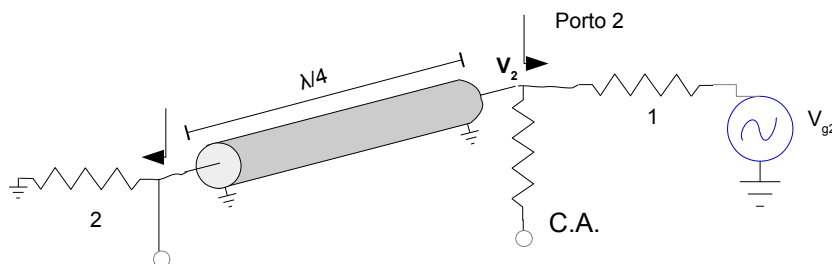


Figura 3.9 - Análise do Acoplador Wilkinson em Modo Comum

Uma vez que não existe diferença de potencial entre os terminais de  $r/2$ , pode-se considerar que o terminal de  $r/2$  que não está ligado à linha de transmissão ficando em circuito aberto. Por esse mesmo motivo, pode-se considerar que a outra extremidade da linha está ligada apenas à resistência e para todos os efeitos, é como se o outro membro da estrutura não existisse.

Analisando a impedância de carga observada pelo porto 2, dada pela equação 3.2, é possível verificar que o porto 2 se encontra adaptado pois a impedância característica normalizada da linha de transmissão é  $z=\sqrt{2}$ .

$$Z_{i_n} = \frac{Z^2}{Z_L} \Leftrightarrow Z_{i_n} = \frac{Z^2}{2} \quad (3.2)$$

Assim, a tensão em  $V_{2^C}=V_o$ , onde  $V_{2^C}$  é a tensão no porto 2 em modo comum, uma vez que a impedância de carga é  $Z_{out}=1$ . Neste modo,  $r/2$  é um elemento superfluo uma vez que está terminado em circuito aberto. Através das equações das linhas de transmissão é obtido  $V_{1^C}$ , onde  $V_{1^C}$  é a tensão no porto 1 em modo comum, tomando como  $x_1 = 0$  o porto 1 e  $x_2 = -\lambda/4$  o porto 2, resultado os sistemas de equações 3.3 e 3.4.

$$\begin{cases} V(x) &= V^{incendente} (e^{-j\beta x} + \Gamma e^{j\beta x}) \\ V_2^C &= V(-\lambda/4) \\ V_1^C &= V(0) \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\begin{cases} V_2^C &= j V^{ndicente} (1 - \Gamma) = V_o \\ V_1^C &= V^{incendente} (1 + \Gamma) = j V_o \left( \frac{\Gamma + 1}{\Gamma - 1} \right) \end{cases} \quad (3.4)$$

Sendo o coeficiente de reflexão observado no porto 1 dado pela equação 3.5,

$$\Gamma = \frac{2 - \sqrt{2}}{2 + \sqrt{2}} \quad (3.5)$$

Então,  $V_{1^C}$  é assim obtido através da equação 3.6.

$$V_{1^C} = -j V_o \sqrt{2} \quad (3.6)$$

### ***Wilkinson - Modo Diferencial***

Para a excitação do modo diferencial,  $V_{g2} = -V_{g3} = 2V_o$ , e portanto  $V_2^D = -V_3^D$ , onde  $V_2^D$  e  $V_3^D$  são respectivamente as tensões no porto 2 e 3 em modo diferencial. Com esta excitação nos portos, existe um curto circuito no plano médio do circuito da figura 3.8. Separando o circuito em dois ramos, é possível obter o circuito representado na figura 3.11.

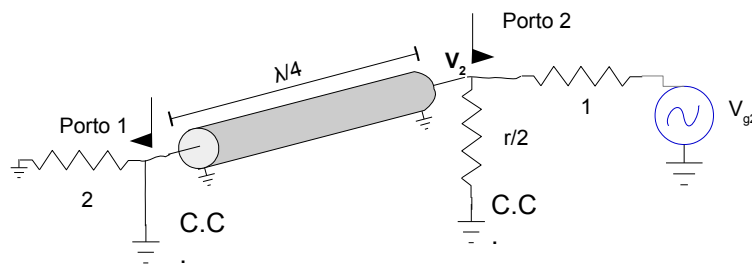


Figura 3.10 - Análise do Acoplador Wilkinson em Modo Diferencial

Observando através do porto 2, a impedância observada é  $r/2$  em paralelo com a linha de transmissão de  $\lambda/4$  que termina em curto-circuito. Uma vez que a linha termina em curto-circuito, a sua impedância de entrada é equivalente a ter um circuito aberto e se  $r = 2$ , então para o modo diferencial o porto 2 encontra-se também adaptado. No entanto, toda a potência é dissipada na resistência  $r/2$  pois  $V_1^D = 0$ .

No que diz respeito à impedância de saída observada pelo porto 1 quando os portos 2 e 3 estão adaptados, esta pode ser obtida através da equação 3.7, que resulta do paralelo dos dois ramos.

$$Z_{i_n}(\lambda/4) = \frac{1}{2} \frac{(\sqrt{2})^2}{1} \quad (3.7)$$

Assim, na equação 3.8 é possível observar a matriz de dispersão resultante desta estrutura.

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \Leftrightarrow [S] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

### 3.4.2 - Combinador Híbrido Quadrado

O acoplador Híbrido Quadrado é uma estrutura com 4 portos que divide de igual forma a potência do porto de entrada para 2 portos de saída, desfasando o sinal de entrada em  $90^\circ$  e garantindo adaptação entre todos os portos. À semelhança com o acoplador *Wilkinson*, a análise desta estrutura é também baseada no modo comum e modo diferencial sendo o resultado final da matriz de dispersão a sobreposição de ambos os modos. A estrutura encontra-se apresentada na figura 3.12.

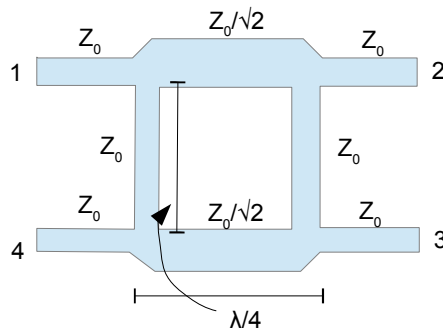


Figura 3.11 - Estrutura Acopladora Híbrido Quadrado

Tal como na estrutura acopladora *Wilkinson*, a estrutura Híbrido Quadrado, devido à sua simetria, pode ser dividida em dois ramos para simplificação na análise. Na figura 3.12 e 3.14 estão respectivamente apresentadas as estruturas resultantes da divisão para o modo comum e para o modo diferencial.

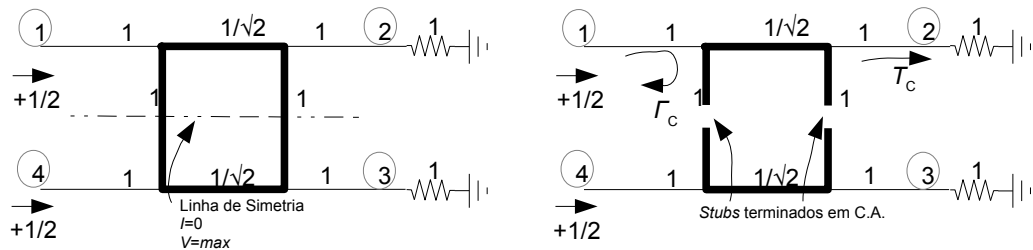


Figura 3.12 - Circuito Equivalente Híbrido Quadrado em Modo Comum

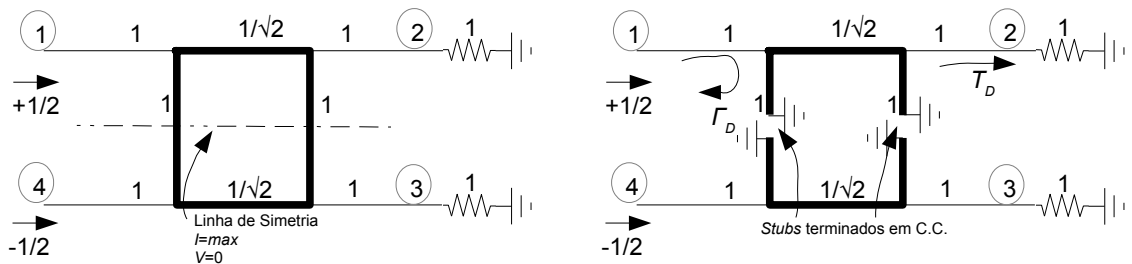


Figura 3.13 - Circuito Equivalente Híbrido Quadrado em Modo Diferencial

Devido às amplitudes das ondas incidentes serem  $a_{1,4} = \pm 1/2$ , as amplitudes das ondas de retorno nos portos,  $b_n$ , podem ser expressas pelas equações 3.9, 3.10, 3.11 e 3.12.

$$b_1 = \frac{1}{2} \Gamma_c + \frac{1}{2} \Gamma_D \tag{3.9}$$

$$b_2 = \frac{1}{2} T_c + \frac{1}{2} T_D \tag{3.10}$$

$$b_3 = \frac{1}{2} T_C - \frac{1}{2} T_D \quad (3.11)$$

$$b_4 = \frac{1}{2} \Gamma_C - \frac{1}{2} \Gamma_D \quad (3.12)$$

onde  $\Gamma_{C,D}$  e  $T_{C,D}$  são os coeficientes de reflexão e transmissão dos respectivos modos (comum e diferencial).

### ***Híbrido Quadrado - Modo Comum***

Aplicando as matrizes  $ABCD$ , presentes na tabela 1 em anexo, é possível extrair  $\Gamma_{C,D}$  e  $T_{C,D}$  e o resultado final está apresentado nas equações 3.13, 3.14 e 3.15.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_C = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\Gamma_C = \frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} = 0 \quad (3.14)$$

$$T_C = \frac{2}{A+B+C+D} = \frac{-1}{\sqrt{2}}(1+j) \quad (3.15)$$

### ***Híbrido Quadrado - Modo Diferencial***

Para o modo diferencial, a matriz  $ABCD$  obtida e os respectivos coeficientes de reflexão e transmissão estão apresentados nas equações 3.16, 3.17 e 3.18.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_D = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\Gamma_D = 0 \quad (3.17)$$

$$T_D = \frac{1}{\sqrt{2}}(1-j) \quad (3.18)$$

Recorrendo às equações 3.9, 3.10, 3.11 e 3.12, os coeficientes de reflexão e transmissão da estrutura estão apresentados nas equações 3.19, 3.20, 3.21 e 3.22.

$$b_1 = 0 \quad (3.19)$$

$$b_2 = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (3.20)$$

$$b_3 = \frac{-j}{\sqrt{2}} \quad (3.21)$$

$$b_4 = 0 \quad (3.22)$$

Dada a reciprocidade da estrutura, a matriz de dispersão está apresentada na equação 3.23.

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \Leftrightarrow [S] = -\frac{j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

### 3.4.3 - Combinador *Rat-Race*

O combinador *Rat-Race* (ou Híbrido 180°) é um combinador de 4 portas capaz de apresentar a combinação e diferença dos sinais de entrada. Na figura 3.14 está apresentado o combinador.

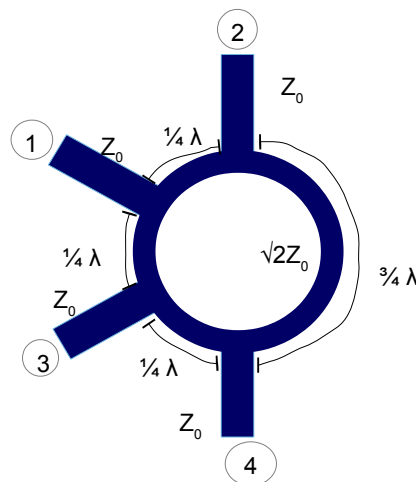


Figura 3.14 - Combinador *Rat-Race*

Ao ser injectado um sinal no porto 1, esse sinal será dividido de igual forma para os portos 2 e 3 e o porto 4 estará isolado pois o sinal que chega a porto 4 vindo do caminho mais curto do acoplador está em oposição de fase com o sinal que vem do caminho maior, anulando-se assim a componente de sinal no porto 4. O mesmo comportamento acontece quando o sinal é injectado no porto 4, todavia, nesta situação é o porto 1 que está isolado. Quando o sinal é injectado nos portos 2 e 3 esta estrutura funciona como combinador, sendo que a soma dos sinais é formada no porto 1 enquanto que no porto 4 é obtido a diferença entre os mesmos. Há que ter em atenção que o funcionamento desta estrutura como combinador ou diferenciador de sinal só é possível

em situação de equilíbrio dos portos, ou seja, todos os portos têm de estar adaptados à impedância característica da linha de transmissão ( $Z_0$ ).

Para a análise desta estrutura de forma a que seja obtida a matriz de dispersão é necessário recorrer uma vez mais ao modo diferencial e modo comum. Para tal, considere-se a situação em que todos os portos estão adaptados,  $Z_1=Z_2=Z_3=Z_4=50\Omega$ , e em que apenas é injectado sinal nos portos 1 e 3, tal como é apresentado nas figuras 3.15 e 3.17.

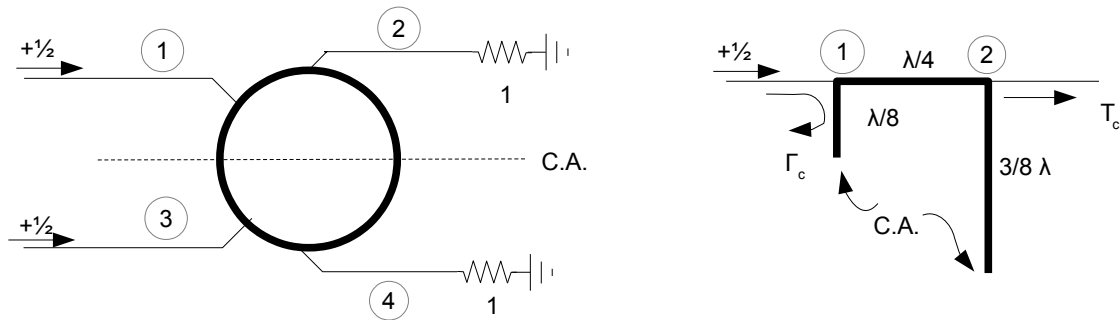


Figura 3.15 - Regime de funcionamento em modo comum

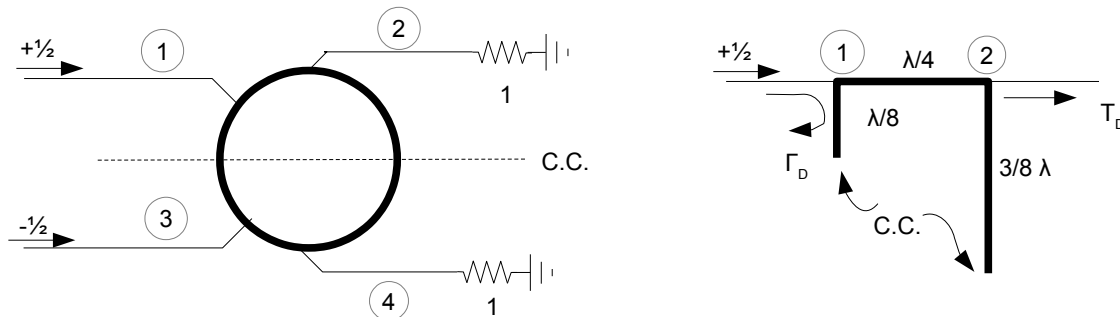


Figura 3.16 - Regime de funcionamento em modo diferencial

A componente de sinal injectado em cada porto é:

$$a_1 = \frac{1}{2} a_{1c} + \frac{1}{2} a_{1d} \quad (3.24)$$

$$a_3 = \frac{1}{2} a_{1c} - \frac{1}{2} a_{1d} \quad (3.25)$$

onde  $a_1$  é a amplitude da componente de sinal injectada no porto 1,  $a_{1c}$  é a amplitude da componente de sinal em modo comum e  $a_{1d}$  é a amplitude da componente de sinal em modo diferencial.

## ***Rat Race - Modo Comum e Modo Diferencial***

Considerando a situação de regime de funcionamento em modo comum, em que é injectado o mesmo sinal nos portos 1 e 3 ( $a_{1c, 3c}=1/2$ ), os pontos da estrutura que intersectam o plano C.A. (Circuito Aberto) podem ser considerados circuito aberto uma vez que o sinal que chega a esses pontos proveniente de ambos os portos tem igual fase e amplitude, sendo portanto um ponto de corrente constante nula. As componentes de sinal que saem de cada porto,  $b_n$ , podem ser obtidas como:

$$b_1 = \frac{1}{2} a_{1c} \Gamma_C + \frac{1}{2} a_{1b} \Gamma_D \quad 3.26$$

$$b_2 = \frac{1}{2} a_{1c} T_C + \frac{1}{2} a_{1b} T_D \quad 3.27$$

$$b_3 = \frac{1}{2} a_{1c} \Gamma_C - \frac{1}{2} a_{1b} \Gamma_D \quad 3.28$$

$$b_4 = \frac{1}{2} a_{1c} T_C - \frac{1}{2} a_{1b} T_D \quad 3.29$$

Para simplificação da análise do funcionamento, recorre-se-à também desta vez às matrizes  $ABCD$ . No que diz respeito às linhas de transmissão, nesta análise vão ser apenas consideradas impedâncias características normalizadas.

Modo Comum:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_c = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \\ a & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & ja \\ j & 0 \\ a & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 1 \\ a & 1 \end{bmatrix} \quad 3.30$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_c = \begin{bmatrix} 1 & ja \\ 2j & -1 \\ a & 1 \end{bmatrix} \quad 3.31$$

Modo Diferencial:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 1 \\ a & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & ja \\ j & 0 \\ a & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \\ a & 1 \end{bmatrix} \quad 3.32$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_d = \begin{bmatrix} -1 & ja \\ 2j & 1 \\ a & 1 \end{bmatrix} \quad 3.33$$

Os coeficientes de reflexão e transmissão podem ser obtidos através de:

$$\Gamma = \frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} \quad 3.34$$

$$T = \frac{2}{A+B+C+D} \tag{3.35}$$

Sendo assim possível obter:

$$\Gamma_C = \frac{2a + j(a^2 - 2)}{j(a^2 + 2)} \tag{3.36}$$

$$\Gamma_D = \frac{-2a + j(a^2 - 2)}{j(a^2 + 2)} \tag{3.37}$$

$$T_C = \frac{2}{j(a^2 + 2)} \tag{3.38}$$

$$T_D = \frac{2}{j(a^2 + 2)} \tag{3.39}$$

Para que  $b_1$  seja 0, o termo  $j(a^2 - 2)$  tem de ser 0, pelo que se obtém assim  $a = \sqrt{2}$ .

É também possível obter os coeficientes de reflexão e transmissão quando o sinal é aplicado no porto 2 e 4 com recurso à mesma análise. As figura 3.17 e 2.5 ilustram o comportamento da estrutura nesta situação.

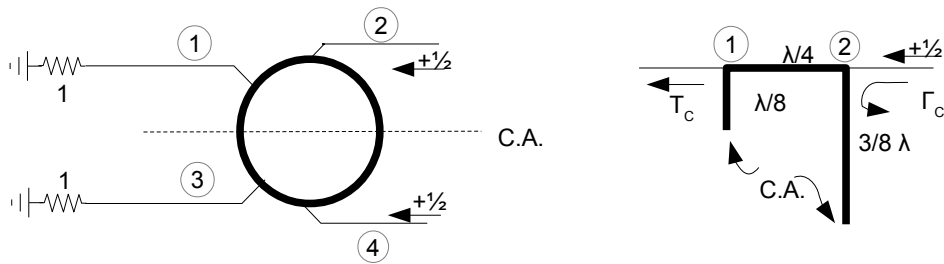


Figura 3.17 - Regime de funcionamento em modo comum

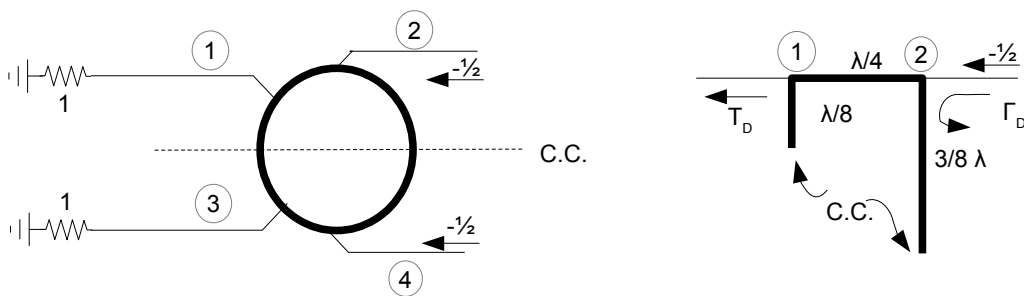


Figura 3.18 - Regime de funcionamento em modo diferencial

Desta forma, a matriz de dispersão desta estrutura pode ser obtida da seguinte forma:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \Leftrightarrow [S] = -\frac{j}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad 3.40$$

Uma vez estudadas as estruturas acopladoras, a estrutura escolhida para este trabalho é o *Rat-Race*. A estrutura utilizada neste trabalho é construída em substrato *epoxy*, com altura  $h=1.6\text{mm}$  e  $\epsilon_r=4.4$ . Para as linhas de impedância característica  $Z_0=50\Omega$  a largura de linha utilizada é  $2.6\text{mm}$  e as linhas com  $\sqrt{2} Z_0 = 70.7\Omega$  têm  $1.15\text{mm}$ . Neste meio, o comprimento de onda a  $2.4\text{GHz}$  é  $\lambda = 74.289\text{mm}$ , assim o raio do *Rat-Race* é

$$\Gamma_{\text{Rat-Race}} = \frac{3}{2} \frac{\lambda}{2\pi} \quad \text{Estes valores foram obtidos com recurso ao simulador } \textit{Serenade 8.5}$$

*Student Version.*

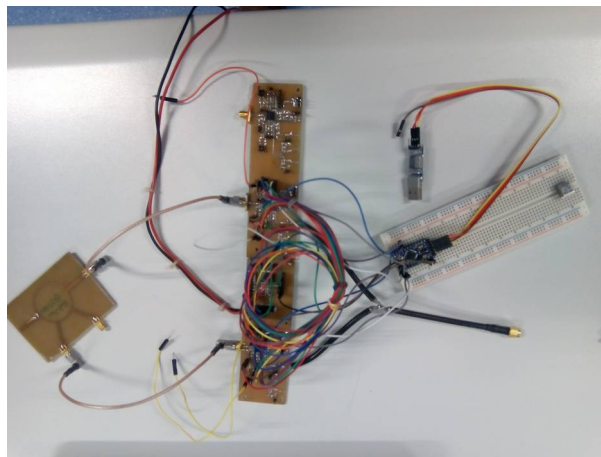


## Capítulo 4 - Implementação e Resultados Experimentais

Para a demonstração prática dos conceitos explorados no âmbito desta tese, foi implementado um sistema de emissão RF cuja frequência central de funcionamento é 2.4GHz. Esta frequência foi escolhida por ser viável a concretização de estruturas de microondas (acoplador) com dimensão razoável e a existência de um receptor (Maxim2828) capaz de recuperar o sinal RF gerado para posterior visualização.

Este sistema é baseado no diagrama de blocos da figura 3.1, estando o circuito final representado na figura 4.1. Este inclui os moduladores e programador bem como o combinador de saída. O amplificador de potência dimensionado não está incluído, pois só esteve disponível numa fase tardia deste trabalho.

Em todas as placa utilizadas, o substrato utilizado é FR4, cujas características eléctricas são: substrato *epoxy*, com altura  $h = 1.6mm$ ,  $\epsilon_r = 4.4$  e  $\sigma = 5.7e7$ .



*Figura 4.1 - Sistema RF Implementado*

## 4.1 - Bloco gerador de *outphasing*

A geração dos sinais de *outphasing* é feita recorrendo a um gerador de funções arbitrário (TTi TGA12104), estando as formas de onda previamente gravadas em cartão de memória. Essas formas de onda são geradas a partir de MATLAB, partindo de sinal QAM multinível e aplicando as expressões apresentadas no capítulo 2.

## 4.2 - Moduladores

O bloco de modulação é composto dois moduladores *IQ* (In-Phase & Quadrature-Phase) *TRF372017*, um *LDO* LP3852 e um *Arduino Pro Mini 3V3*. A escolha do circuito integrado utilizado para modulador *IQ* teve como critério a gama de frequências geradas à saída mas também a incorporação de *VCO* internamente. No mercado dos fabricantes de circuitos integrados, na altura da escolha apenas a *Texas Instruments* apresentava a solução do integrado *TRF372017* que cumpre os requisitos deste projecto. O *LDO* foi escolhido tendo como critério o fornecimento de corrente suficiente para o sistema e uma tensão de saída de 3.3V, sendo este integrado capaz de fornecer até um valor de 1.5A. Esta tensão é utilizada para a alimentação da componente digital do sistema RF.

Para a utilização do modulador *TRF372017*, é necessária uma programação prévia via *SPI* (Serial Protocol Interface). Para tal, foi utilizado o microcontrolador Atmel Atmega 328, na versão kit *Arduino Pro Mini 3V3*. Toda a programação dos registos do modulador foi tomada com a finalidade de minimizar a influência do ruído nos resultados experimentais.

Numa primeira abordagem os moduladores utilizavam o *VCO* interno e para se encontrarem em fase utilizavam uma referência comum vinda de um gerador externo. Todavia, foi verificado que a *PLL* (Phase Locked-Loop) dos moduladores é bastante sensível ao sinal de referência. Isto é, se o sinal de referência for uma onda quadrada com poucas harmónicas e assim o sinal construído tiver um formato pouco quadrado, a *PLL* apresentava flutuações no *Lock* da frequência. Para colmatar este problema foi então adaptado o circuito para ser utilizado um oscilador externo para fornecer o sinal de referência.

No entanto, dado que o circuito não foi construído com a finalidade de utilizar um oscilador externo, as ligações não eram as mais indicadas para a montagem. A consequência das ligações era filtragem de harmónicas no sinal proveniente do

oscilador, o que, devido à sensibilidade da PLL ao sinal de referência, provocava escorregamento de fase entre os moduladores ao longo do tempo. Num sistema que depende dessa coerência de fase, como o presente, essa solução também não era viável.

Para não adaptar o desenho do circuito e voltar ao procedimento de construção do mesmo, optou-se por utilizar uma portadora externa, produzida por um sintetizador de RF *Agilent E4433B ESG-D*. Esta portadora era fornecida em paralelo aos moduladores, garantindo desfasamento constante entre eles.

### 4.3 - Amplificador de potência

As figuras 4.2 e 4.3 mostram o *layout* do circuito integrado de cada amplificador de potência

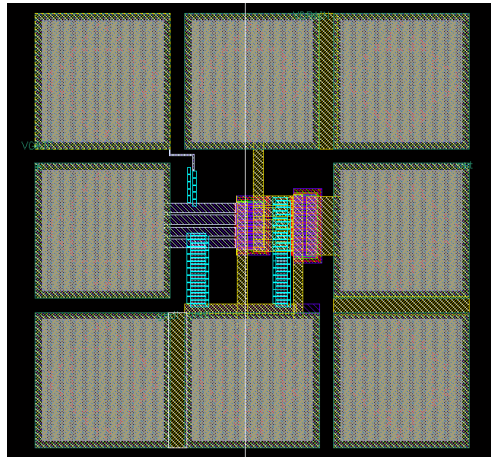


Figura 4.2 - Layout da Circuito Integrado incluindo pads de ligação

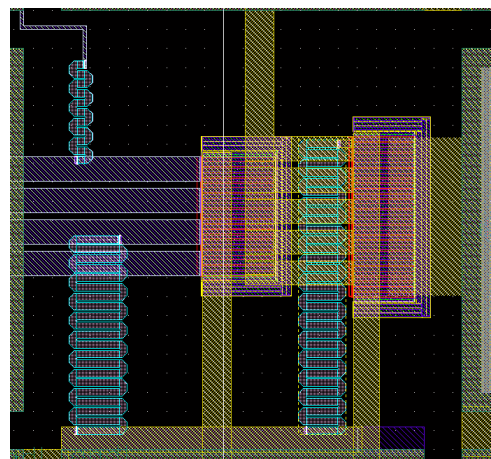
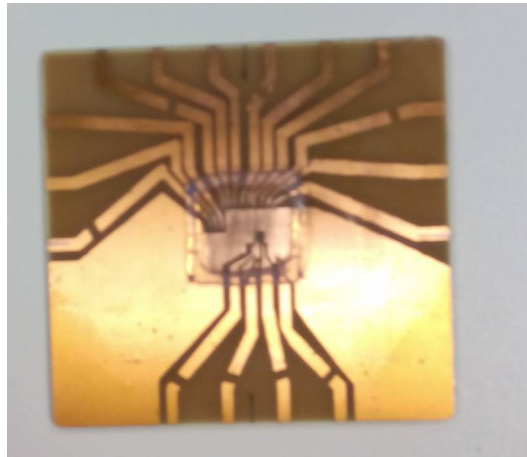


Figura 4.3 - Layout apenas do circuito

Neste *layout* foi utilizado o máximo número de vias possível para ligar vários metais em paralelo para poder diminuir a largura das pistas para o mesmo valor de corrente.

Na figura 4.4 está apresentado a montagem do circuito integrado *on-board*.

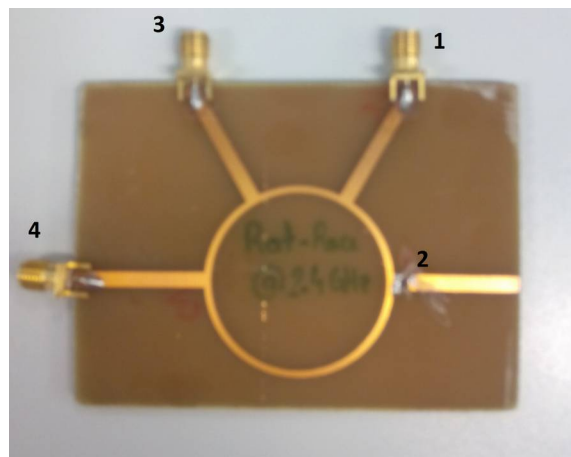


*Figura 4.4 - Circuito Integrado dimensionado on-board*

O circuito integrado montado *on-board* contém quatro amplificadores de potência (sendo estes todos iguais). Este amplificador não chegou a ser testado, devido ao atraso no seu fabrico e montagem.

#### **4.4 - Combinador**

Na figura 4.5 está apresentada a estrutura *Rat-Race* utilizada como combinador neste trabalho. Os sinais  $S_1$  e  $S_2$  são aplicados aos portos 1 e 4, sendo a combinação recolhida no porto 3. O porto 2 está terminado com  $50\Omega$ .



*Figura 4.5 - Estrutura Rat-Race dimensionada*

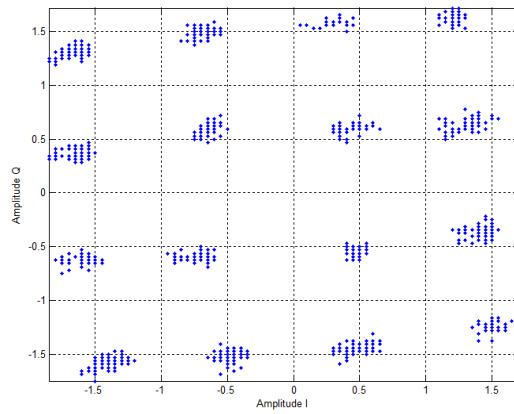
Os valores da matriz de dispersão obtidos nesta estrutura são  $S_{11}=S_{44}=-18.4\text{dB}$ ,  $S_{14}=S_{41}=-41\text{dB}$ ,  $S_{34}=S_{43}=-3.4\text{dB}$ ,  $S_{33}=-20\text{dB}$ . Nas medições dos valores de dispersão da estrutura, foi garantido que todos os portos se encontravam adaptados. De facto, para garantir adaptação do porto 2, foi colocada uma resistência de  $50\Omega$ . Através dos resultados obtidos é possível verificar que, uma vez garantindo a adaptação dos portos, os portos 1 e 4 se encontram isolados um do outro, que apenas um centésimo da potência disponível nestes portos é reflectida e que aproximadamente metade da potência injectada no porto 1 e 4 é fornecida no porto 3. A restante potência é fornecida ao porto 2.

#### 4.5 - Resultados Experimentais

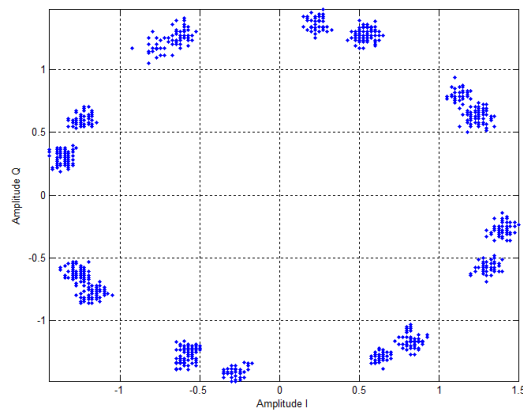
A observação da constelação resultante na saída deste sistema é feita num osciloscópio em modo XY. Dado que a constelação deve ser observada em banda base, é necessário converter o canal gerado a 2.4GHz para banda base. Essa conversão é feita com um receptor rádio de conversão directa Maxim 2828.

A principal dificuldade na visualização na constelação deve-se ao sincronismo de frequência entre os osciladores locais dos moduladores do sistema desenvolvido e do receptor de rádio. Essa diferença de frequência traduz-se numa rotação da constelação, sendo necessário proceder a acerto manual de frequência no sintetizador.

Uma vez garantida a fase entre os moduladores e calibrada a polarização dos moduladores para que estes tenham um comportamento idêntico, foi procedida à extracção dos resultados experimentais. Na figura 4.6 e 4.7 estão respectivamente representadas as constelações 16-QAM obtida na recepção em banda-base e do sinal enviado  $S_1(t)$ .

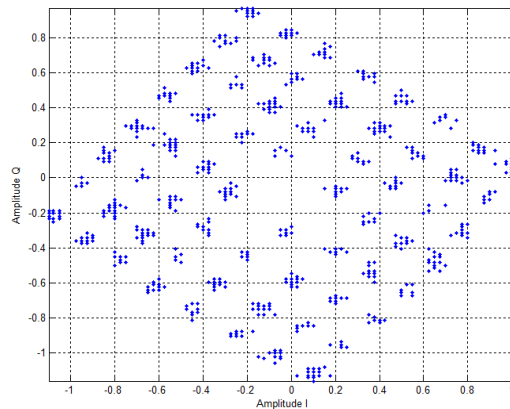


*Figura 4.6 - Constelação 16-QAM Recebida*



*Figura 4.7 - Constelação de  $S_1(t)$*

Na figura 4.8 está apresentada uma constelação 64-QAM recebida em banda-base.



*Figura 4.8 - Constelação 64-QAM Recebida*

Através dos resultados apresentados verifica-se que a envolvente do sinal  $S_1(t)$  é aproximadamente constante e que através dos sinais  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$  consegue-se construir constelações 16 e 64-QAM. Na constelação 64-QAM é notório o ligeiro desequilíbrio da mesma. Verifica-se que os pontos de maior energia se encontram mais juntos do que os de menor energia. Tal deve-se a um ligeiro desvio na fase entre os sinais  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$ .

Para construir estas constelações, os sinais não foram filtrados por *pulse-shaping* pois é bastante difícil garantir na prática a envolvente constante. Por outro lado seria mais difícil conseguir sincronismo para amostrar o sinal no instante correcto. Se fosse utilizada filtragem no sinal mais desequilibradas seriam as constelações e por isso optou-se por não utilizar filtragem aos sinais  $S_1(t)$  e  $S_2(t)$ .



## Capítulo 5 - Conclusão e Trabalho Futuro

Este trabalho demonstrou a possibilidade de implementar um sistema de transmissão por *outphasing* utilizando circuitos moduladores e gerando os sinais ao nível de banda base. Não foi possível demonstrar a melhoria de eficiência pois os amplificadores de potência disponíveis não tinham o ganho suficiente para comprimir e o amplificador dimensionado não ficou pronto em tempo útil.

Com este trabalho foi possível constatar as dificuldades de manter a envolvente constante dos sinais em RF com integrados rádio comerciais. De facto, é um dos maiores desafios ainda para estudar pois mesmo apenas com sinusóides como sinais de entrada, a envolvente tem flutuações.

Foi também possível verificar a sensibilidade dos moduladores no que toca ao sinal de referência da PLL. Este é um tópico não abordado nos artigos de hoje em dia mas é no entanto um dos pormenores mais importantes.

Há ainda para explorar o aproveitamento de energia no porto onde se encontra a resistência de adaptação do *Rat-Race*- Existem artigos que exploram teoricamente o ganho na eficiência com o aproveitamento dessa energia mas não existe ainda nenhum sistema que o implemente.

Outro aspecto interessante para explorar é a incorporação de amplificadores de potência de alta eficiência (ex: Classe-F) neste sistema e verificar os valores máximos de eficiência que se conseguem atingir, bem como os problemas do ponto de vista prático que estes levantam com sinais de envolvente variável.

Ainda no âmbito de *Outphasing*, é interessante o estudo do EVM em função do desvio de fase e desvio de ganho entre os amplificadores bem como a sensibilidade a diferentes ordens de constelação e formas de o reduzir.



# Bibliografia

- 1: H. Chireix, High Power Outphasing Modulation, 1935
- 2: W. H. Doherty, A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves, 1936
- 3: Leonard R. Kahn, Single-Sideband Transmission by Envelope Elimination and Restoration, 1952
- 4: Steve C. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications, 1999
- 5: D. C. Cox, Linear Amplification with Nonlinear Components, 1974



# Anexo

## Parâmetros ABCD

Tabela 1 - Parâmetros ABCD

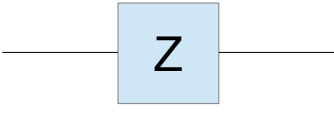
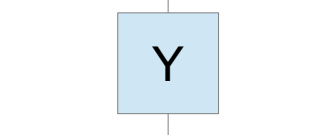
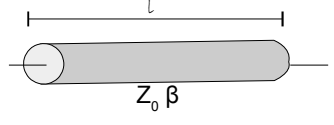
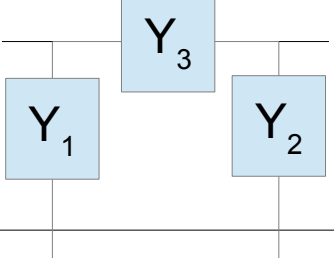
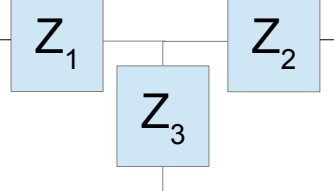
Circuito	Parâmetros ABCD	
	$A = 1$ $C = 0$	$B = Z$ $D = 1$
	$A = 1$ $C = Y$	$B = 0$ $D = 1$
	$A = \cos \beta l$ $C = j Y_0 \sin \beta l$	$B = j Z_0 \sin \beta l$ $D = \cos \beta l$
	$A = 1 + \frac{Y_2}{Y_3}$ $C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3}$	$B = \frac{1}{Y_3}$ $D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$
	$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$ $C = \frac{1}{Z_3}$	$B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$ $D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$

Tabela 2 - Definições dos parâmetros ABCD

Definição dos parâmetros ABCD	
$V_1 = AV_2 + BI_2$	$I_1 = CV_2 + DI_2$
$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}$	
$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right _{I_2=0}$	$B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right _{V_2=0}$
$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right _{I_2=0}$	$D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right _{V_2=0}$