

Dissertação de Mestrado

Inatel

Instituto Nacional de Telecomunicações

**LINEARIZAÇÃO
DE AMPLIFICADORES DE RF,
PELA COMBINAÇÃO
DAS TÉCNICAS
DE PRÉ-DISTORÇÃO E
ALIMENTAÇÃO DIRETA**

CRISTIAN DA ROCHA DUARTE

JUNHO / 2005

Linearização de Amplificadores de RF, pela Combinação das Técnicas de Pré-distorção e Alimentação Direta.

CRISTIAN DA ROCHA DUARTE

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações, como parte dos requisitos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: PROF. WILTON NEY DO AMARAL PEREIRA, DR. ENSAE

Santa Rita do Sapucaí
2005

Dissertação defendida e aprovada em 20/06/2005, pela comissão julgadora:

Prof. Pedro Paulo Leite do Prado, PhD

Depto. Engenharia Elétrica

Universidade de Taubaté

Prof. Maurício Silveira, Dr. Eng.

Depto. Telecomunicações

Instituto Nacional de Telecomunicações

Prof. Wilton Ney do Amaral Pereira, Dr. ENSAE

Depto. Eletrônica e Eletrotécnica

Instituto Nacional de Telecomunicações

(Orientador)

Coordenador do Curso de Mestrado

Prof. Adonias Costa da Silveira, Dr. Eng.

À minha família, pelo eterno apoio e incentivo.

Agradecimentos

À Deus em primeiro lugar, por toda paciência e fé que a Ele pedi em minhas orações;

À minha família, que contribuiu em todos aspectos em minha formação, me forneceu todo o apoio para concretizar mais esse passo em minha vida e pelo amor incondicional;

À Juliana e à sua família, pela paciência e atenção nos momentos difíceis e toda a compreensão que precisei para encontrar forças para continuar a caminhada, pois passei a fazer parte desta maravilhosa família;

Ao meu orientador, Professor Wilton Ney do Amaral Pereira, pelo apoio, paciência e votos de confiança à minha pessoa;

Ao Professor Pedro Paulo Leite do Prado, pela imensa contribuição em meu trabalho.

Aos Professores Carlos Ynogut, Francisco Fraga, Maurício Silveira e Luciano Leonel pelo conhecimento transmitido que muito me ajudou, no trabalho de pesquisa e na dissertação de mestrado;

Aos amigos que fiz em Santa Rita do Sapucaí, no INATEL e grupos da Igreja Católica, meus colegas e amigos do mestrado e a comunidade Jesuíta pela minha formação católica.

Ao INATEL pelo apoio educacional e moradia.

Como nada na vida é realizado sozinho, estendo então, a todos, o meu sincero e profundo agradecimento.

Este trabalho foi realizado com o apoio financeiro da Financiadora
de Estudos e Projetos - FINEP



Índice

| | |
|---|-------------|
| Lista de Figuras | ix |
| Lista de Tabelas | xiii |
| Lista de Abreviaturas e Siglas | xv |
| 1 Introdução | 1 |
| 1.1 Distorção Harmônica | 2 |
| 1.2 Compressão de Ganho | 5 |
| 1.3 Distorção por Intermodulação | 6 |
| 1.4 Características das Curvas AM/AM e AM/PM | 7 |
| 1.5 Fase Diferencial (DP) e Ganho Diferencial (DG) | 8 |
| 1.6 Ponto de Interceptação de Terceira Ordem | 11 |
| 1.7 Conceito de "back-off" | 13 |
| 1.8 ACPR ("Adjacent Channel Protection Ratio") | 13 |
| 1.9 Objetivo do Trabalho | 14 |
| 1.10 Metodologia Empregada | 14 |
| 1.11 Revisão Bibliográfica | 15 |
| 1.12 Composição da Dissertação | 17 |
| 2 Técnicas de Linearização | 19 |
| 2.1 Linearização de Pré-distorção em RF | 19 |
| 2.2 Pré-distorção em RF e FI | 20 |
| 2.2.1 Introdução | 20 |
| 2.2.2 Pré-distorção Cúbica | 21 |
| 2.2.3 Pré-distorção baseada em Diodo | 21 |
| 2.2.4 Pré-distorção baseado em Diodos Anti-paralelo | 21 |
| 2.2.5 Pré-distorção de FI | 22 |
| 2.2.6 Pré-distorção Linear por Parte | 23 |
| 2.2.7 Técnicas de pré-distorção complexas | 24 |
| 2.2.8 Vantagens de Desvantagens da Pré-distorção de RF e FI | 25 |
| 2.3 Pré-distorção em Banda Básica | 26 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 2.3.1 | Introdução | 26 |
| 2.3.2 | Pré-distorção Adaptativa | 26 |
| 2.4 | Linearizador por Alimentação Direta ("Feedforward") | 29 |
| 2.5 | Monitoramento e Laços Adicionais no Linearizador por Alimentação Direta | 32 |
| 2.5.1 | Estabilização Ambiental | 33 |
| 2.5.2 | Monitoramento do Desempenho | 33 |
| 2.5.3 | Laços Adicionais | 33 |
| 3 | Método de Adaptação | 36 |
| 3.1 | Introdução | 36 |
| 3.1.1 | Funções e pontos estacionários | 36 |
| 3.1.2 | Busca Unidirecional | 38 |
| 3.2 | Método de Hooke e Jeeves | 40 |
| 3.3 | Implementação do Método de Hooke e Jeeves | 42 |
| 3.4 | Conclusão da Implementação do Método de Hooke e Jeeves | 45 |
| 4 | Linearizador Proposto | 46 |
| 4.1 | Linearizador por Pré-distorção em RF | 46 |
| 4.1.1 | Introdução | 46 |
| 4.1.2 | Modelo Matemático para a Pré-distorção em RF | 47 |
| 4.2 | Linearizador por Alimentação Direta | 51 |
| 4.2.1 | Modelo Matemático para a Alimentação Direta | 51 |
| 4.3 | Linearizador Composto: Pré-distorção com Alimentação Direta | 53 |
| 5 | Simulação do Amplificador Não Linear | 54 |
| 5.1 | Simulações no ADS do Amplificador de Potência | 55 |
| 5.2 | Simulações no Matlab do Amplificador de Potência | 57 |
| 6 | Simulação do Linearizador Proposto | 61 |
| 6.1 | Simulação do Linearizador por Pré-distorção em RF | 61 |
| 6.1.1 | Simulações no ADS com a Pré-distorção | 61 |
| 6.1.2 | Primeiro Modelo Utilizado nas Simulações do Matlab na Pré-distorção | 63 |
| 6.1.3 | Segundo Modelo Utilizado nas Simulações do Matlab na Pré-distorção | 65 |
| 6.1.4 | Análise dos resultados obtidos nas Simulações da Pré-distorção | 67 |
| 6.2 | Simulação do Linearizador por Alimentação Direta ("Feedforward") | 69 |
| 6.2.1 | Simulações no ADS com Linearizador por Alimentação Direta | 69 |
| 6.2.2 | Simulações no Matlab com Linearizador por Alimentação Direta | 71 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 6.2.3 | Análise dos Resultados obtidos nas Simulações do Linearizador por Alimentação Direto | 77 |
| 6.3 | Simulação da Combinação da Pré-distorção com Alimentação Direta | 78 |
| 6.3.1 | Simulações com ADS dos Linearizadores Compostos | 78 |
| 6.3.2 | Simulações com Matlab dos Linearizadores Compostos | 80 |
| 7 | Conclusão | 86 |
| 7.1 | Comparação dos Resultados | 86 |
| 7.2 | Considerações Finais | 89 |
| A | Algoritmo Genético | 91 |
| A.1 | Introdução | 91 |
| A.2 | Definições Básicas | 92 |
| A.3 | Algoritmos Genéticos e Otimização Convencional | 93 |
| A.3.1 | Algoritmo Genético Típico | 94 |
| A.4 | Vantagens e Desvantagens dos Algoritmos Genéticos | 95 |
| A.4.1 | Vantagens dos Algoritmos Genéticos | 95 |
| A.4.2 | Desvantagens dos Algoritmos Genéticos | 96 |
| B | Cálculo da Relação entre os Coeficientes do Linearizador por Pré-distorção | 97 |
| C | Visual Matlab de Simulação das Técnicas de Linearização | 100 |
| D | Programas Implementados no Matlab | 105 |
| D.1 | Exemplo do Algoritmo Baseado no Método de Otimização de Hooke e Jeeves | 105 |
| D.2 | Implementação dos Linearizadores | 111 |
| D.2.1 | Linearizador por Pré-distorção | 111 |
| D.2.2 | Linearizador por Alimentação Direta | 113 |
| D.2.3 | Linearizador Combinando: Pré-distorção com Alimentação Direta | 118 |
| D.3 | Implementação das Funções Empregadas nos Linearizadores | 124 |
| D.3.1 | Transformada de Fourier Normalizada | 125 |
| D.3.2 | Otimização dos Coeficientes do Linearizador por Alimentação Direta | 126 |
| D.3.3 | Otimização dos Coeficientes do Linearizador por Pré-distorção | 131 |
| D.3.4 | Calculo de Magnitude da Fundamental do Linearizador por Alimentação Direta | 138 |
| D.3.5 | Calculo de Magnitude das IMD de 3 ^a e 5 ^a Ordem do Linearizador por Alimentação Direta | 139 |

| | | |
|-------|--|------------|
| D.3.6 | Calculo de Magnitude das IMD de 3 ^a e 5 ^a Ordem da Pré-distorção | 139 |
| D.4 | Implementação das Funções Numérica do Linearizador por Pré-distorção | 141 |
| D.4.1 | Linearizador por Pré-distorção Numérica | 141 |
| D.4.2 | Otimização dos Coeficientes da Pré-distorção Numérica | 144 |
| D.4.3 | Otimização dos Coeficientes de 3 ^a Ordem da Pré-distorção Numérica | 145 |
| D.4.4 | Otimização dos Coeficientes de 5 ^a Ordem da Pré-distorção Numérica | 148 |
| D.4.5 | Magnitude das IMD de 3 ^a Ordem da Pré-distorção Numérica | 152 |
| D.4.6 | Magnitude das IMD de 5 ^a Ordem da Pré-distorção Numérica | 153 |
| D.4.7 | Geração dos Coeficientes do Amplificador de RF | 153 |
| | Bibliografia | 156 |

Lista de Figuras

| | | |
|------|---|----|
| 1.1 | Amplificador Ideal | 2 |
| 1.2 | Função de Transferência do Amplificador Ideal | 3 |
| 1.3 | Amplificador com Característica Quadrática (ou de Segunda Ordem) | 3 |
| 1.4 | Função de Transferência do Amplificador com Característica Quadrática | 4 |
| 1.5 | Amplificador com Característica Cúbica | 4 |
| 1.6 | Função de Transferência do Amplificador com Característica Cúbica | 5 |
| 1.7 | Definição do Ponto de Compressão de 1dB | 6 |
| 1.8 | Espectro dos Produtos Decorrentes de Não Linearidades de Terceira Ordem | 7 |
| 1.9 | Curva Característica AM/AM | 7 |
| 1.10 | Curva Característica AM/PM | 8 |
| 1.11 | Curva característica ϕ versus ω de um dispositivo não-linear | 9 |
| 1.12 | Característica da não-linearidade de um dispositivo excitado por sinal modulado em faixa larga. | 10 |
| 1.13 | Ponto de Interceptação de Terceira Ordem (IP3) e Conceito de "Back-off" | 12 |
| 1.14 | Nível de Intermodulação (IMD_3) Encontrada com IP3 | 12 |
| 1.15 | Medida de ACPR - taxa de proteção do canal adjacente. | 14 |
| 2.1 | Circuito em Bloco do amplificador de RF e da pré-distorção | 20 |
| 2.2 | Curvas do amplificador de RF e da pré-distorção | 20 |
| 2.3 | Pré-distorção cúbico de RF e FI | 21 |
| 2.4 | Pré-distorção de RF com diodo em série | 22 |
| 2.5 | Pré-distorção de RF empregando diodos em anti-paralelo | 22 |
| 2.6 | Pré-distorção de FI com conversão para RF | 22 |
| 2.7 | Pré-distorção de FI com dupla conversão | 23 |
| 2.8 | Pré-distorção de FI com dupla conversão e com ampla faixa dinâmico de frequência | 23 |
| 2.9 | Curva característica da pré-distorção linear por parte | 24 |
| 2.10 | Pré-distorção linear por parte baseada em arranjo de diodos | 24 |
| 2.11 | Pré-distorção Cartesiana | 25 |

| | | |
|------|---|----|
| 2.12 | Pré-distorção Polar | 25 |
| 2.13 | Esquema do pré-distorção simples em banda básica | 27 |
| 2.14 | Pré-distorção em banda básica adaptativo usando componentes cartesianos | 27 |
| 2.15 | Configuração do Amplificador por Alimentação Direta ("Feedforward") | 29 |
| 2.16 | Locais Disponíveis para Ajustes dos Componentes de Ganho e Fase nos Laços de Erro e Compensação | 34 |
| 2.17 | Controle de Realimentação Aplicado num Amplificador de Alimentação Direta | 34 |
| 2.18 | Configuração do Linearizador por Alimentação Direta de Laço Duplo | 35 |
| 2.19 | Configuração Alternativa do Linearizador por Alimentação Direta de Laço Duplo | 35 |
| 3.1 | Função com uma variável mostrando vários pontos estacionários . | 37 |
| 3.2 | Função com duas variável mostrando vários pontos estacionários . | 37 |
| 3.3 | Estratégia da Busca Unidirecional | 38 |
| 3.4 | (a) Busca Unidirecional, (b) Efeito da Variação α^0 | 39 |
| 3.5 | Busca Unidirecional numa superfície de duas variáveis | 40 |
| 3.6 | Movimento Exploratório de Hooke e Jeeves | 41 |
| 3.7 | Movimento Padrão de Hooke e Jeeves | 41 |
| 3.8 | Fluxograma do Algoritmo de Hooke e Jeeves para Duas Variáveis | 42 |
| 3.9 | Superfície da Função $y = x_1 \cdot e^{\{-(x_1)^2 - (x_2)^2\}}$ | 43 |
| 3.10 | Valores de Saída da Função $y = x_1 \cdot e^{\{-(x_1)^2 - (x_2)^2\}}$ pelo Número de Iterações | 43 |
| 3.11 | Ajuste dos Coeficientes x_1 e x_2 na Função $y = x_1 \cdot e^{\{-(x_1)^2 - (x_2)^2\}}$ ao longo das Iterações | 44 |
| 3.12 | Valores de Saída da Função $y = x_1 \cdot e^{\{-(x_1)^2 - (x_2)^2\}}$ com Valores Iniciais Diferentes | 44 |
| 3.13 | Ajuste dos Coeficientes x_1 e x_2 como Valores Iniciais Diferentes . | 45 |
| 4.1 | Diagrama em blocos do pré-distorcedor de RF | 47 |
| 4.2 | Diagrama em blocos da pré-distorção em RF com detalhes | 47 |
| 4.3 | Modelo Proposto do Linearizador por Alimentação Direta | 51 |
| 4.4 | Modelo Cartesiano de Ajuste de Ganho Complexo | 52 |
| 4.5 | Modelo do Linearizador Combinando a Pré-distorção com Alimentação Direta | 53 |
| 5.1 | Curva Característica AM/AM do amplificador em teste | 55 |
| 5.2 | Curva Característica AM/PM do amplificador em teste | 55 |

| | | |
|------|--|----|
| 5.3 | Sinal de Saída do Amplificador de Potência em RF, Não Linear, no ADS | 56 |
| 5.4 | Curva Característica AM/AM do amplificador no Matlab | 58 |
| 5.5 | Curva Característica AM/PM do amplificador no Matlab | 58 |
| 5.6 | Sinal de Entrada do Amplificador com dois tons Senoidais | 59 |
| 5.7 | Sinal de Saída do Amplificador sem Linearização | 59 |
| 6.1 | Circuito no ADS Empregando a Linearização por Pré-distorção | 62 |
| 6.2 | Sinal de Saída do Amplificador com Pré-distorção no ADS | 62 |
| 6.3 | Coefficientes das Funções de Trabalho Adaptativas na Pré-distorção no ADS | 63 |
| 6.4 | Sinal de Saída do Amplificador com Linearização | 64 |
| 6.5 | Coefficientes das Funções de Trabalho Adaptativas na Pré-distorção | 65 |
| 6.6 | Sinal de Saída do Amplificador sem a Pré-distorção | 66 |
| 6.7 | Coefficientes das Funções de Trabalho na Pré-distorção | 67 |
| 6.8 | Sinal de Saída do Amplificador com a Pré-distorção | 67 |
| 6.9 | Linearizador de Alimentação Direta Proposto no ADS | 69 |
| 6.10 | Espectro do Sinal de Erro sem Correção de Fase e Ganho | 70 |
| 6.11 | Espectro do Sinal de Erro com Correção de Fase e Ganho | 70 |
| 6.12 | Coefficientes e Nível da Fundamental do Sinal de Erro versus Iterações no Laço de Erro | 71 |
| 6.13 | Espectro do Sinal de Saída do Linearizador de Alimentação Direta | 72 |
| 6.14 | Coefficientes e Nível do Sinal de Saída dos Tons de Intermodulações versus Iterações no Laço de Correção | 72 |
| 6.15 | Sinal de Saída do Amplificador Principal sem Linearização | 73 |
| 6.16 | Sinal de Saída do Somador S_1 sem Ajuste de Ganho Complexo | 73 |
| 6.17 | Coefficientes de Ajustando no Laço de Erro | 74 |
| 6.18 | Sinal de Saída do Somador S_1 com Ajuste de Ganho Complexo | 75 |
| 6.19 | Sinal de Saída do Somador S_2 sem Ajuste de Ganho Complexo | 75 |
| 6.20 | Coefficientes de Ajustando no Laço de Correção | 76 |
| 6.21 | Sinal de Saída do Somador S_2 com Ajuste de Ganho Complexo | 76 |
| 6.22 | Simulação do Laço de Erro com Pré-distorção Proposto no ADS | 79 |
| 6.23 | Espectro do Sinal de Erro da Combinação dos Linearizadores Proposto no ADS | 80 |
| 6.24 | Coefficientes versus Iterações no Laço de Erro | 80 |
| 6.25 | Espectro do Sinal de Saída da Combinação dos Linearizadores Proposto no ADS | 81 |
| 6.26 | Coefficientes versus Iterações no Laço de Correção | 81 |
| 6.27 | Combinação do Linearizador de Alimentação Direta com Pré-distorção Proposto no ADS | 82 |

| | | |
|------|---|-----|
| 6.28 | Sinal de Saída do Somador S_1 sem Ajuste de Ganho Complexo . . | 83 |
| 6.29 | Minimização dos Coeficientes do Laço de Erro | 83 |
| 6.30 | Sinal de Saída do Somador S_1 com Ajuste de Ganho Complexo . . | 84 |
| 6.31 | Sinal de Saída do Somador S_2 com Ajuste de Ganho Complexo Combinando as duas Técnicas de Linearização | 84 |
| 6.32 | Minimização dos Coeficientes do Laço de Correção | 85 |
| C.1 | Visual Matlab com Sinal Analógico de Entrada e o Sinal de Saída do Amplificador | 101 |
| C.2 | Visual Matlab com o Sinal de Saída do Linearizador por Pré-distorção | 102 |
| C.3 | Visual Matlab com o Sinal de Saída do Linearizador por Ali- mentação Direta | 103 |
| C.4 | Visual Matlab com os Sinal de Saída dos Linearizadores e sua Combinação | 104 |

Lista de Tabelas

| | | |
|-----|---|----|
| 1.1 | Especificações Técnicas do Amplificador de 10W [5] | 11 |
| 5.1 | Valores de Saída em Amplitude e Fase Variando-se a Potência de Entrada | 56 |
| 5.2 | Coefficientes das características do amplificador de RF | 57 |
| 6.1 | Coefficientes Adaptativos na Implementação da Pré-distorção . . . | 65 |
| 6.2 | Coefficientes Ótimos na Técnica de Pré-distorção | 66 |
| 6.3 | Coefficientes Ótimos do Ajuste de Ganho Complexo do Laço de Erro | 74 |
| 6.4 | Coefficientes Ótimos do Ajuste de Ganho Complexo do Laço de Correção | 76 |
| 6.5 | Coefficientes Ótimos do Laço de Erro com a Combinação dos Linearizadores | 82 |
| 6.6 | Coefficientes Ótimos do Laço de Correção com a Combinação dos Linearizadores | 83 |
| 7.1 | Resultados obtido na redução dos níveis dos produtos de intermodulação dos linearizadores simulados no ADS. | 86 |
| 7.2 | Resultados obtidos na redução dos níveis dos produtos de intermodulação dos linearizadores simulados no Matlab. | 87 |
| 7.3 | Comparação entre os níveis de redução dos produtos de intermodulação de terceira ordem obtidos neste trabalho e publicados pela bibliografia. | 88 |
| 7.4 | Valores da redução dos níveis de ACPR em sistemas de modulação digital obtidas com diversos tipos de linearizadores. | 89 |

Lista de Abreviaturas e Siglas

| | |
|-----------------------|---|
| $\frac{\pi}{4}$ DQPSK | $\frac{\pi}{4}$ <i>Differential Quadrature Phase Shift Keying</i> |
| ACPR | <i>Adjacent Channel Protection Ratio</i> |
| ADS | <i>Advanced Design System</i> |
| CDMA | <i>Code Division Multiple Access</i> |
| DSP | <i>Digital Signal Processor</i> |
| FET | <i>Field Effect Transistor</i> |
| FFT | <i>Fast Fourier Transform</i> |
| IMD | <i>Intermodulation Distortion</i> |
| LDMOS | <i>Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor</i> |
| MBH | <i>Harmonic Balance Method</i> |
| MOSFET | <i>Metal Oxide Semiconductor FET</i> |
| RF | <i>Radio Frequency</i> |
| SFDR | <i>Spurious-Free Dynamic Range</i> |
| WCDMA | <i>Wideband Code Division Multiple Access</i> |

Resumo

A linearização de amplificadores de potência em RF empregadas na transmissão de sinais analógicos e digitais é um dos segmentos que tem evoluído consideravelmente nos últimos anos. Manter canais adjacentes com baixo nível de espúrios constituídos pela distorção harmônica e pelos produtos de intermodulação é um dos grande desafios da engenharia eletrônica aplicada às telecomunicações. Espúrios são sinais decorrentes das não-linearidades intrínsecas em qualquer dispositivo semiconductor excitado por grandes sinais. Diversas técnicas têm sido utilizadas, mas a combinação da pré-distorção com a alimentação direta ("feed-forward") é bastante promissora. Considerando que especificações mais rigorosas serão impostas pelos órgãos reguladores para a transmissão de TV digital, o projeto dos amplificadores de potência efetivamente linearizados será um dos grandes obstáculos a ser superado pelos projetistas em nosso país. Esse trabalho apresenta um estudo comparativo entre as diversas técnicas de linearização baseado em simulações numéricas apoiadas pelo software "Advanced Design System", da Agilent Technologies e em programas elaborados no Matlab®. É mostrado que a associação das técnicas, pré-distorção e alimentação direta, oferece uma promissora alternativa para implementar linearizadores de elevada eficiência. O trabalho também contribui com modelos matemáticos extraídos do tema básico destas duas técnicas de linearização e que são adequadas para sua simulação numérica.

Palavras chave: linearização, pré-distorção, alimentação direta, intermodulação, amplificador de potência, RF.

Abstract

In the transmission of analog and digital signals, the RF power amplifier linearization is one of the segments that has evolved considerably in the last years. It is a great challenge to keep adjacent channel with low level of spurious caused by the harmonic distortion and the intermodulation products generation. These spurious are caused by the intrinsic non-linearities of any semiconductor device excited for high signals. Many techniques have been used, but the combination of the predistortion with feedforward has been the most promising. The role of linearizing the power amplifiers used in the transmission of digital TV will be one of the greatest obstacles to be surmounted by the designers in our country. This work presents a comparative study between the diverse techniques of linearization based on numerical simulations supported by the software "Advanced Design System" of the Agilent Technologies and on programs available in *Matlab*[®].

Keywords: power amplifiers, linearization, predistortion, feedforward, intermodulation, RF.

Capítulo 1

Introdução

As não-linearidades intrínsecas dos dispositivos semicondutores utilizados nos amplificadores de potência em RF para transmissão dos sinais são uma das grandes dificuldades do projeto de equipamentos dos sistemas de telecomunicações. Estas não-linearidades produzem distorções harmônicas e intermodulações que interferem nos canais adjacentes ao canal de transmissão degradando a qualidade do próprio canal. Em qualquer sistema de transmissão, este comportamento indesejável deve ser controlado, buscando-se diminuir os níveis destes espúrios a um valor aceitável. O sinal recebido no destino deve apresentar a menor degradação possível.

Uma técnica muito utilizada é reduzir a potência de operação a um valor inferior ao abaixo do valor nominal do equipamento, atenuando os efeitos das não-linearidades, ação conhecida na literatura como *"back-off"*. Este procedimento, entretanto, afeta diretamente a eficiência dos equipamentos, tornando sua operação economicamente inviável.

Uma solução mais adequada, pelo menos sob o aspecto econômico, é utilizar dispositivos linearizadores capazes de compensar essas não-linearidades, inerentes ao comportamento intrínseco dos semicondutores de potência.

A literatura relata diversas técnicas de linearização. A proposta inicial deste trabalho foi apresentar um estudo sobre duas técnicas de linearização: a pré-distorção e a linearização por alimentação direta (*"feedforward"*), e verificar, por meio de simulações numéricas e comparações com resultados práticos publicados pela literatura, se os níveis de redução alcançados foram razoáveis. Os conceitos, recursos empregados, resultados obtidos e o pleno domínio das técnicas estudadas serão muito úteis para a implementação de linearizadores em trabalhos futuros.

Com a evolução das técnicas de modulação e aumento da capacidade de informação transmitida em larguras de banda cada vez mais reduzidas, as técnicas de linearização devem ser cada vez mais eficientes. Técnicas modernas de modula-

ção digital exigem elevado grau de linearização das características de transferência dos sinais envolvidos, tanto em magnitude como em fase, nas etapas finais de amplificação de potência em RF. Um exemplo crítico é a transmissão de TV digital, que utiliza a mesma largura de banda do canal analógico de 6 MHz, porém com taxa de informação superior em função da qualidade exigida para a reprodução da imagem em alta definição.

1.1 Distorção Harmônica

Idealmente, ao aplicar um sinal senoidal num amplificador, a saída deve ser uma réplica perfeita da entrada, conforme mostra a Figura 1.1. Para um sinal sem distorção é observado características como ganho constante (K) e fase linear (ωt_0) no domínio da frequência ou atraso constante no domínio do tempo (t_0).

$$\begin{aligned} g(t) = K f(t - t_0) &\iff H(\omega) = K e^{-j\omega t_0} \\ |H(\omega)| &= K \\ \theta(\omega) &= -\omega t_0 \end{aligned} \quad (1.1)$$

Amplificadores em grandes sinais, alteram as características de amplitude e fase do sinal original.

A distorção harmônica é decorrente do comportamento não linear dos dispositivos semicondutores de potência, para o qual um sinal, senoidal na entrada, aparece distorcido na saída.

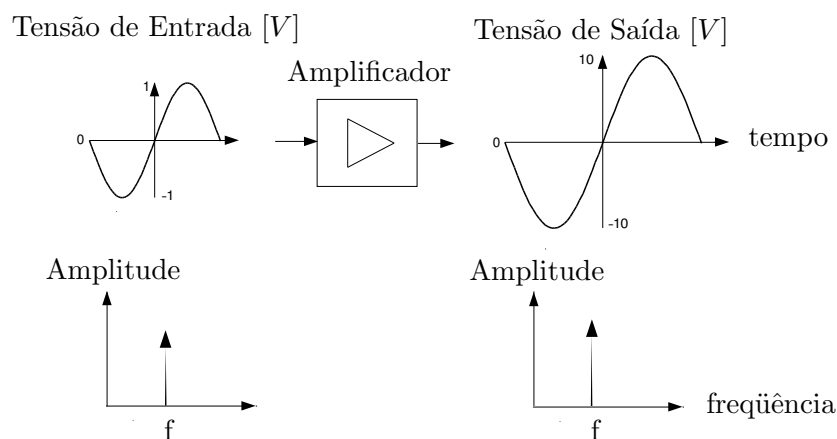


Figura 1.1: *Amplificador Ideal*

O amplificador ideal pode ser representado por uma função de transferência

linear, na forma apresentada pela Figura 1.2.

$$V_{out}(t) = K_1 V_{in}(t) \quad (1.2)$$

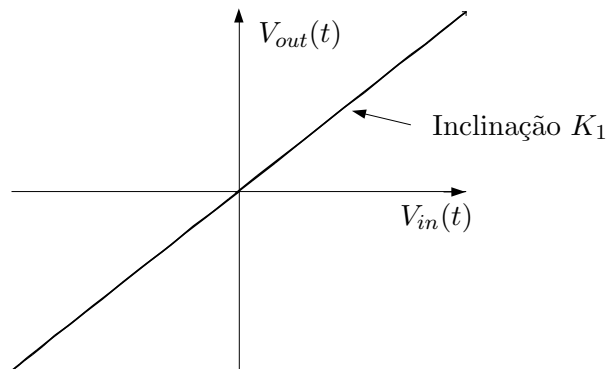


Figura 1.2: Função de Transferência do Amplificador Ideal

No amplificador real, a distorção harmônica pode ser modelada por uma função de transferência polinomial de enésima ordem:

$$V_{out}(t) = K_1 V_{in}(t) + K_2 V_{in}^2(t) + K_3 V_{in}^3(t) + \dots + K_N V_{in}^N(t) \quad (1.3)$$

Considerando uma característica com influência predominante de segunda ordem, o sinal deformado na saída do amplificador é mostrado na Figura 1.3.

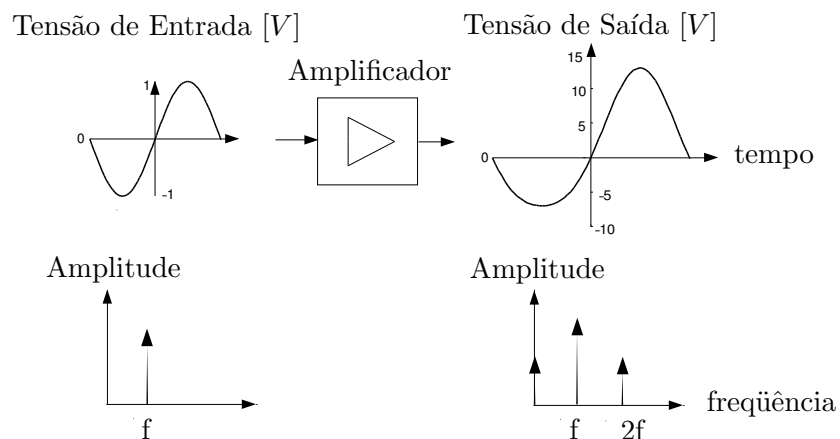


Figura 1.3: Amplificador com Característica Quadrática (ou de Segunda Ordem)

A função de transferência de segunda ordem pode ser reduzida a uma carac-

terística semi-quadrática, da forma esboçada na Figura 1.4.

$$\begin{aligned} V_{in} &= \cos(\omega t) \\ V_{out} &= K_1 \cos(\omega t) + K_2 \cos^2(\omega t) \\ V_{out} &= \frac{K_2}{2} + K_1 \cos(\omega t) + \frac{K_2}{2} \cos(2\omega t) \end{aligned} \quad (1.4)$$

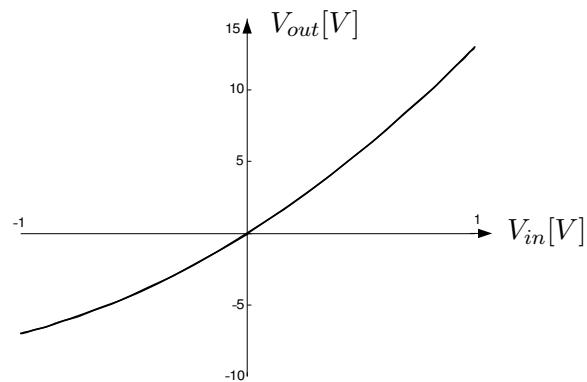


Figura 1.4: Função de Transferência do Amplificador com Característica Quadrática

Se a característica predominante for de terceira ordem, o sinal na saída do amplificador é mostrado na Figura 1.5. Novamente, observa-se na saída do amplificador um sinal alterado em suas características originais.

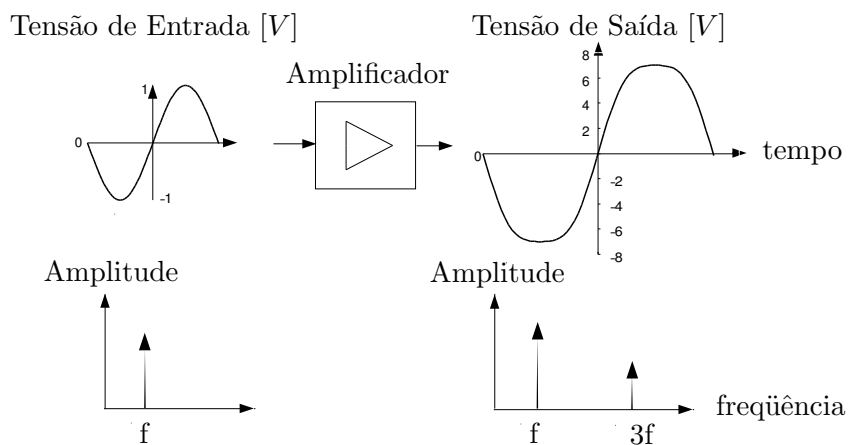


Figura 1.5: Amplificador com Característica Cúbica

A função de transferência de terceira ordem pode ser representada por uma

função do tipo:

$$\begin{aligned}
 V_{in} &= \cos(\omega t) \\
 V_{out} &= K_1 \cos(\omega t) + K_3 \cos^3(\omega t) \\
 V_{out} &= (K_1 + K_3) \cos(\omega t) + \frac{K_3}{2} \cos(3\omega t)
 \end{aligned} \tag{1.5}$$

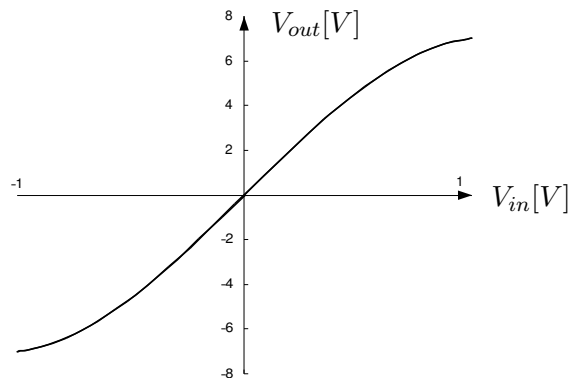


Figura 1.6: Função de Transferência do Amplificador com Característica Cúbica

A Figura 1.6 apresenta a característica com comportamento cúbico.

Elevando-se a ordem dos harmônicos predominantes, a distorção no sinal na saída do dispositivo será maior, e o comportamento do amplificador em grandes sinais progressivamente se afastará do modelo linear ideal.

1.2 Compressão de Ganho

O efeito da distorção harmônica presente nos sinais de saída das Figuras 1.3 e 1.5 quando o ganho de potência é medido apenas com *um tom de teste*, pode ser medido pela compressão na característica de transferência, conforme ilustra a Figura 1.7. Este conceito define o limite superior do comportamento linear de um dispositivo [1].

A linha em azul (AB) representa o comportamento do ganho "linear" relativo a um dispositivo ideal enquanto que a linha em preto mostra o comportamento de um dispositivo real. No ponto em que a diferença entre elas é 1dB, define-se o ponto de compressão de 1dB. O comportamento do dispositivo, além deste limite, não é mais considerado linear.

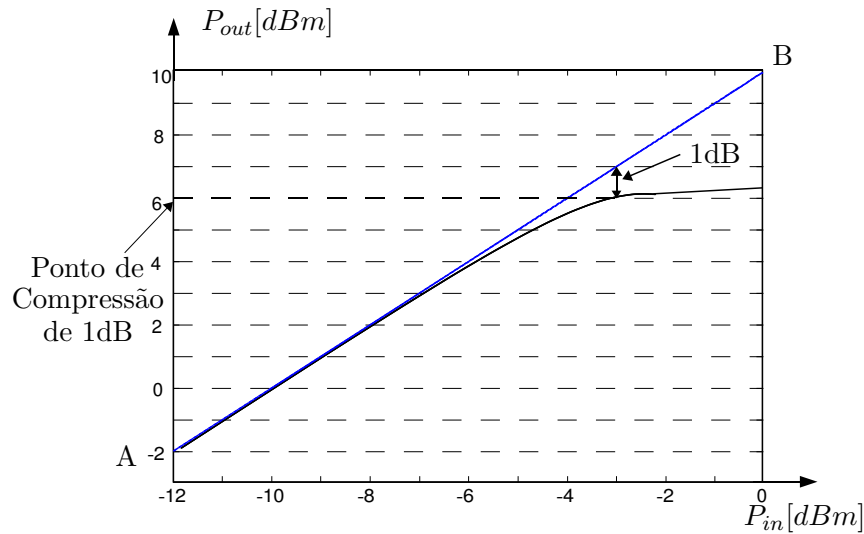


Figura 1.7: Definição do Ponto de Compressão de 1dB

1.3 Distorção por Intermodulação

A distorção por intermodulação ocorre quando pelo menos dois "tons" são simultaneamente amplificados por um dispositivo não linear. Um exemplo comum desta situação ocorre na transmissão do sinal de TV analógica [2], em que as portadoras de áudio, vídeo e croma são simultaneamente amplificadas no mesmo canal.

O efeito da não linearidade é a heterodinagem destas portadoras. Esse efeito também ocorre em misturadores quando, por deficiência de filtragem, portadoras de canais adjacentes são processadas simultaneamente com o sinal desejado. Esta distorção é melhor ilustrada com a aplicação de dois tons senoidais, de frequências f_1 e f_2 , em um dispositivo não linear. A distorção produz novas frequências, representadas por.

$$f_{imd} = | m f_1 \pm n f_2 | \quad (1.6)$$

onde m e n são inteiros positivos. A soma de m e n define a ordem da distorção.

Para os produtos de terceira ordem, na saída do dispositivo serão encontradas frequências de intermodulação decorrentes das seguintes combinações:

$$\begin{aligned} f_{imd1} &= | 2 f_1 - f_2 | \\ f_{imd2} &= | 2 f_2 - f_1 | \\ f_{imd3} &= | 2 f_1 + f_2 | \\ f_{imd4} &= | 2 f_2 + f_1 | \end{aligned} \quad (1.7)$$

A Figura 1.8 mostra o espectro de intermodulação de terceira ordem na saída do dispositivo.

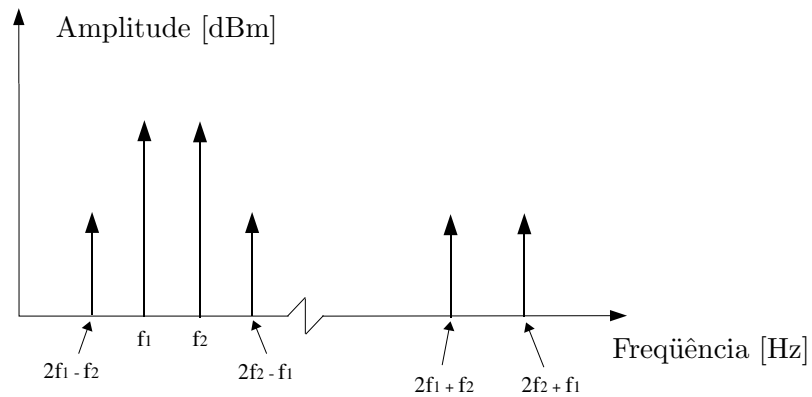


Figura 1.8: Espectro dos Produtos Decorrentes de Não Linearidades de Terceira Ordem

1.4 Características das Curvas AM/AM e AM/PM

As características AM/AM e AM/PM são funções de transferência que indicam, de forma gráfica, os limites da região linear e não linear, tanto para magnitude como para a fase do dispositivo eletrônico.

A característica AM/AM apresenta a magnitude do ganho do dispositivo, onde AB é a característica ideal linear. A elevação da potência de entrada, entretanto, conduz o dispositivo a saturação, provocando a distorção do sinal na saída. A Figura 1.9 mostra a curva AM/AM de um amplificador real e a linha tracejada sua característica ideal.

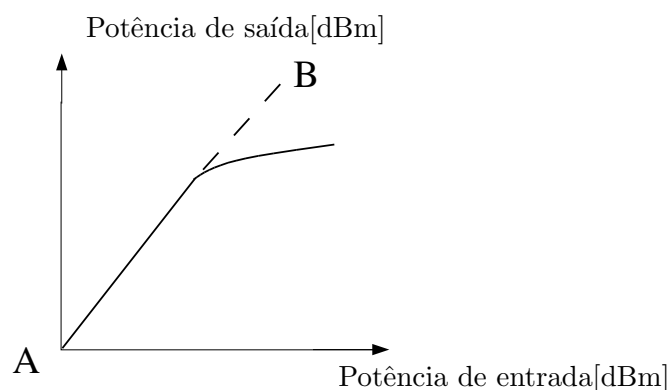


Figura 1.9: Curva Característica AM/AM

A característica AM/PM mostra a variação do retardo de grupo do sinal na saída em função da magnitude do sinal de entrada. O ideal seria uma função

constante. A Figura 1.10 apresenta a curva AM/PM de um amplificador real e a linha tracejada, a característica ideal, ou seja, um atraso constante em função da potência de entrada.

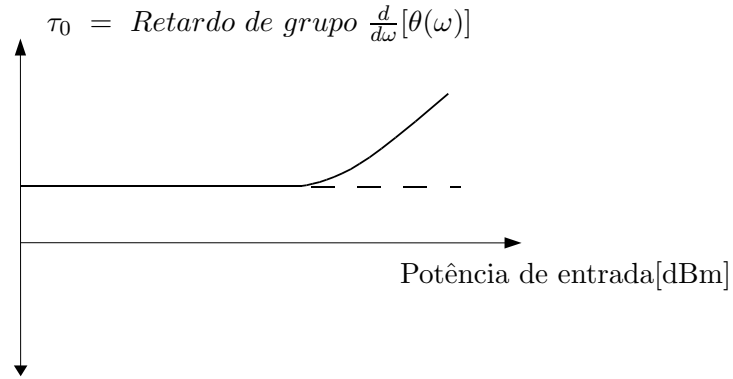


Figura 1.10: Curva Característica AM/PM

onde $\theta(\omega)$: desvio de fase.

1.5 Fase Diferencial (DP) e Ganho Diferencial (DG)

Nas características AM/AM e AM/PM foram apresentados os efeitos da não-linearidade do dispositivo excitado por uma portadora singela. Elas são decorrentes apenas de distorções harmônicas da portadora amplificada, onde a característica AM/AM quantifica a ação sobre a magnitude e a AM/PM, sobre a fase. No caso específico da fase, o dispositivo causa um retardo de grupo τ_g igual a taxa de variação de fase $\Delta\phi$ em relação a frequência $\Delta\omega$, medido em ω_o , na forma:

$$\tau_g = \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \left(\frac{\Delta\phi}{\Delta\omega} \right)_{\omega_o} = \frac{d\phi}{d\omega} \quad (1.8)$$

onde τ_g : retardo de grupo ou retardo de envoltória.

Sinais modulados ou compostos por multiportadores são constituídos por um conjunto de frequências que formam um "pacote" definido por uma "envoltória" que se desloca ao longo do tempo. Cada "frequência" no interior do "pacote" propaga-se com velocidade de fase v_p , enquanto que a velocidade da envoltória é medida pela velocidade de grupo v_g .

A velocidade de fase é dada por:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad [m/s] \quad (1.9)$$

onde

ω : freqüência angular de um determinado sinal "contido" pela envoltória [rad/s];

β : constante de fase [rad/m].

e a velocidade de grupo, por:

$$v_g = \frac{1}{\frac{\Delta\beta}{\Delta\omega}} \quad [m/s] \quad (1.10)$$

Dois sinais "distintos" terão o mesmo retardo de grupo τ_g se a inclinação de característica fase versus freqüência tiver a mesma inclinação em suas freqüências ω_1 e ω_2 conforme mostra a Figura 1.11. O retardo será constante se essa inclinação for constante dentro da faixa de freqüência ocupada pelo "pacote" de sinais:

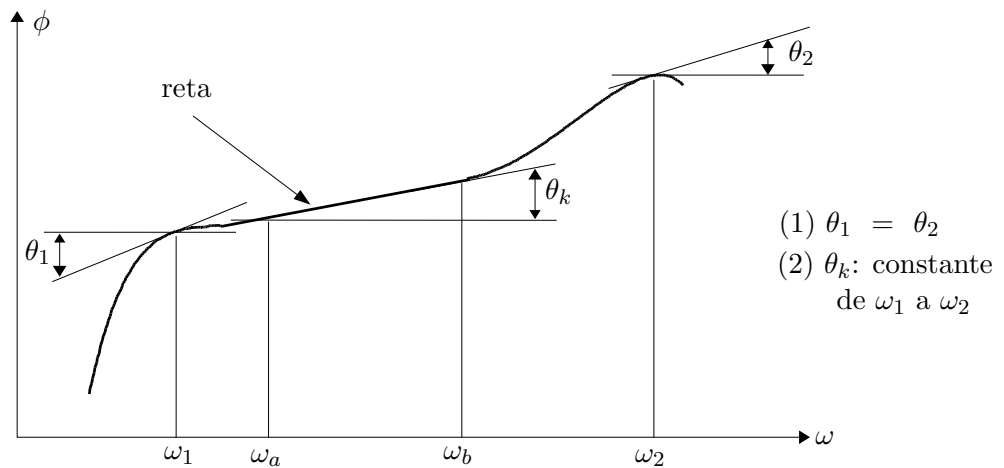
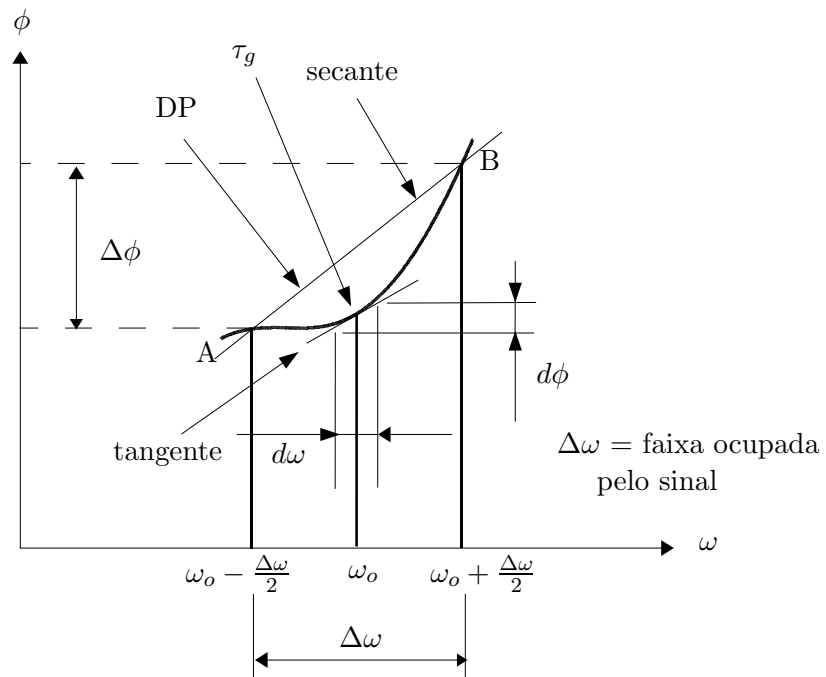


Figura 1.11: Curva característica ϕ versus ω de um dispositivo não-linear

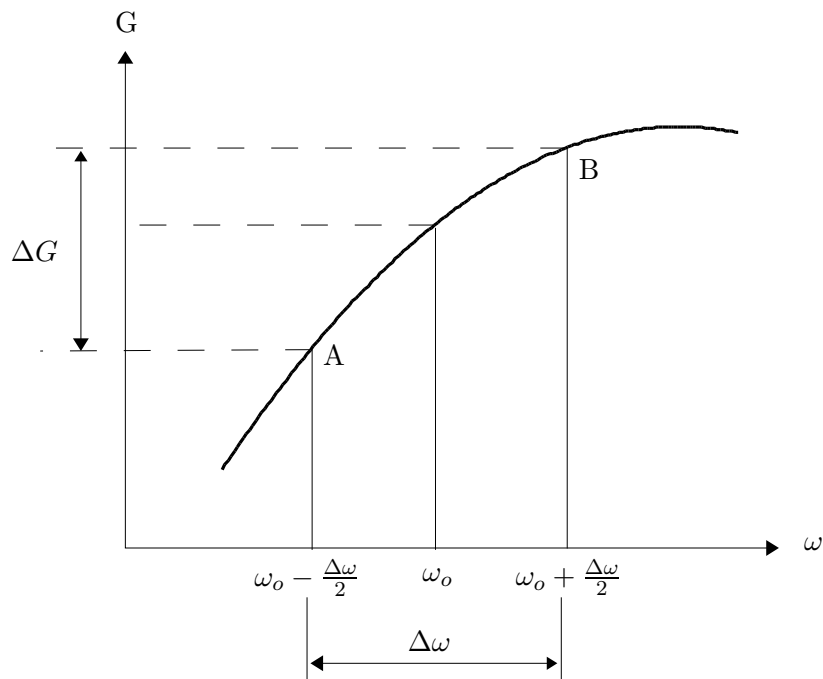
Quando a constante k da fase β é uma função linear da freqüência, ou seja $\beta = k\omega$, todos os componentes que constituem o "pacote" deslocam-se na mesma velocidade, as velocidades de fase e de grupo são iguais. Se a constante de fase β não for proporcional à freqüência, haverá distinção por atraso de envoltória, causada pela variação tanto de v_p , ao longo da freqüência.

Pelo exposto, depreende-se que um parâmetro importante para a transmissão de um sinal modulado com faixa de passagem significativa é a linearidade da relação fase versus freqüência.

A medição dessa característica são realizadas em banda básica por meio dos conceito de fase e ganho diferencial [3] [4] (DP e DG - "Differential Phase" e "Dif-



(a) Medida da fase diferencial



(b) Medida do ganho diferencial

Figura 1.12: Característica da não-linearidade de um dispositivo excitado por sinal modulado em faixa larga.

ferencial Gain”), definidos por:

$$DP = \frac{\Delta\phi}{\Delta\omega} \quad [s] \quad (1.11)$$

$$DG = \frac{\Delta G}{\Delta \omega} \quad [s] \quad (1.12)$$

Essas grandezas são calculadas na faixa efetivamente ocupada pelo sinal modulado ou na faixa varrido pelo sinal de teste do Analisador de Enlace de Microondas [MLA: "Microwave Link Analyzer"]. No caso da fase diferencial, DP, o circuito é o mesmo do retardo de grupo GD. Enquanto que GD é a tangente em ω_0 da característica fase x frequência, DP é tomada pelo valor médio da secante entre os limites da faixa de frequências ocupada pelo sinal ou é medido em alguma frequência estabelecida por norma técnica específica. A Figura 1.12 ilustra graficamente o circuito acima descrito.

1.6 Ponto de Interceptação de Terceira Ordem

O ponto de interceptação de terceira ordem (IP3) é o parâmetro usado na especificação de dispositivos não-lineares em que são relacionados os níveis da distorção de terceira ordem com a fundamental. O IP3 é determinado pelo cruzamento ambos extrapolados, pois os valores da potência de saída necessários para que as duas curvas se encontrem são muito superiores à capacidade efetiva das funções de transferência, da fundamental com o produto de terceira ordem.

A Figura 1.13 mostra como pode ser traçada a função de transferência de terceira ordem em função das características do amplificador [5] especificado na tabela 1.1:

Tabela 1.1: Especificações Técnicas do Amplificador de 10W [5]

| Amplificador de 10W | |
|-------------------------------|-----------------------|
| Potência de Compressão de 1dB | 10W (40dBm) |
| Faixa de operação | 5,924 a 6,425GHz |
| Ganho de potência | 40 a 48dB (ajustável) |
| Ponto de interceptação (IP3) | 52dBm |
| Consumo DC | 65W |

Conhecendo-se o IP3, a característica de terceira ordem é traçada com uma inclinação de 3 para 1. Com isso, é possível determinar a diferença entre o nível dos tons fundamentais e o nível dos produtos de terceira ordem [13].

No exemplo da Figura 1.13, pode-se obter a diferença entre o nível dos tons fundamentais e o nível das intermodulações de terceira ordem de forma gráfica, representado na Figura como IMD_3 (Diferença da Intermodulação de Terceira Ordem). Dado nível de potência de saída da fundamental em 2W ($P_{out} = 33dBm$), de forma gráfica é possível conhecer o nível da intermodulação de terceira ordem

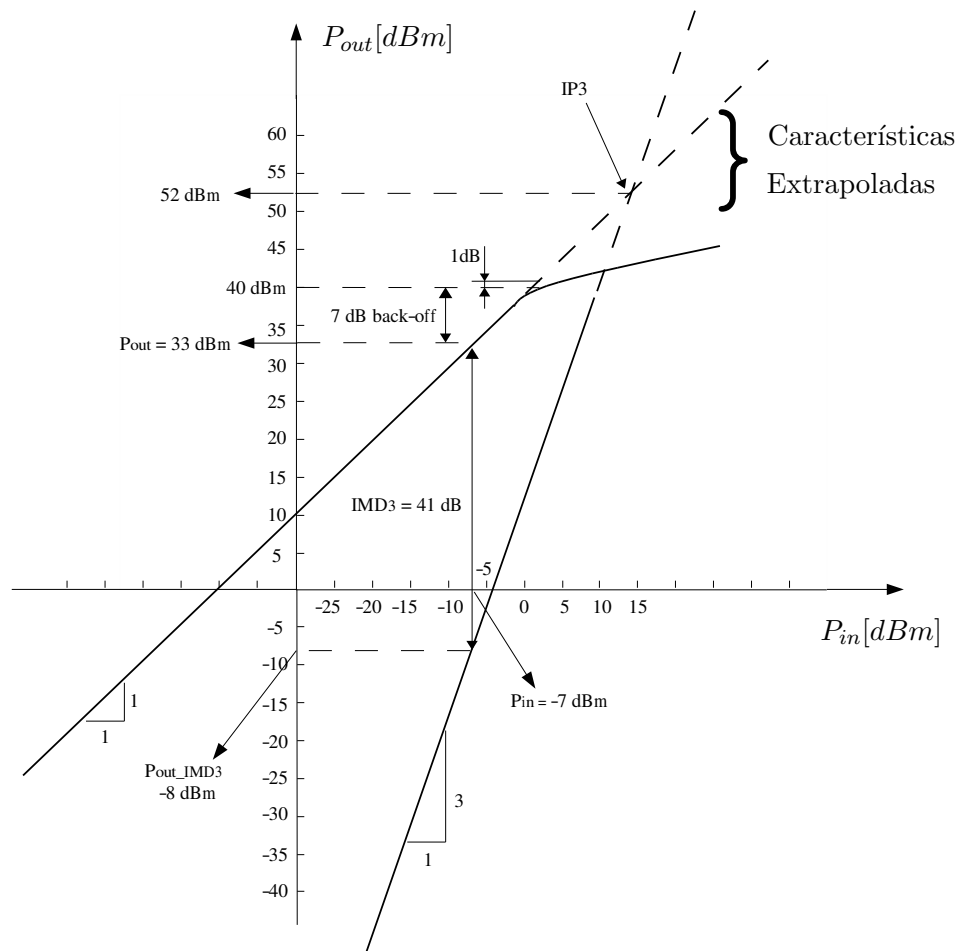


Figura 1.13: Ponto de Interceptação de Terceira Ordem (IP3) e Conceito de "Back-off"

($P_{out_IMD_3} = -8$ dBm), a diferença é a $IMD_3 = 41$ dB. A Figura 1.14 apresenta o espectro do sinal na saída do dispositivo em estudo, onde é visto ao nível de IMD_3 que fora obtido através da Figura 1.13.

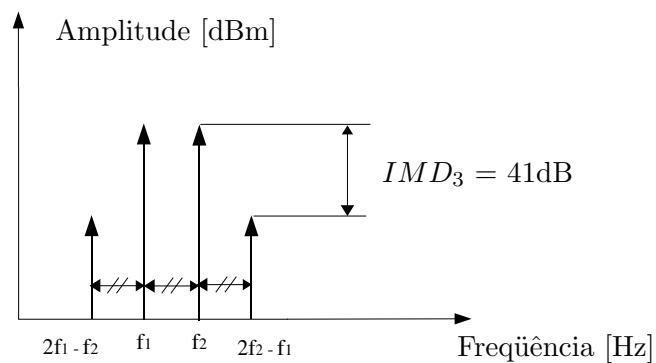


Figura 1.14: Nível de Intermodulação (IMD_3) Encontrada com IP3

Neste modelo de IMD_3 , é suposto que os dois tons na entrada possuem o mesmo nível.

1.7 Conceito de "back-off"

Um dos fatores preponderantes na degradação do sinal em um sistema de transmissão são os produtos de intermodulação que aparecem dentro da banda de transmissão. Diferentemente da distorção harmônica, esses produtos não podem ser eliminados com filtros passivos. Para reduzir esses efeitos indesejáveis, uma alternativa consiste em reduzir o nível de sinal transmitido em relação ao ponto de saturação do amplificador. Este processo é denominado na literatura de operação em "back-off" [5].

Esta operação, entretanto, uma vez que reduz a eficiência do amplificador não é muito recomendada.

A Figura 1.13 ilustra este conceito onde houve uma redução de 7dB em relação do ponto de compressão de 1dB.

1.8 ACPR ("Adjacent Channel Protection Ratio")

Os pontos de compressão de 1 dB (P_{1dB}) e o ponto de interceptação de terceira ordem (IP3) permitem caracterizar o comportamento não-linear de um dispositivo excitado por uma portadora singelo (P_{1dB}) ou por dois tons de teste não-modulados (IP3).

Quando o sinal aplicado na entrada é modulado ou é multiportadoras, não é mais possível medir estes dois parâmetros analógicos. Com sinais digitais, os limites aceitáveis para o comportamento não-linear do dispositivo é feito pela medida do ACPR, ou seja, pela taxa de proteção do canal adjacente. Como a ação das não-linearidades produz um espectro que se espalha continuamente por todo o canal principal e pelos adjacentes, é medida a diferença entre o nível de potência da portadora e o nível dos espúrios à uma distância $\Delta\omega$ estabelecida pela regulamentação legal. Com valores medidos em dB relativo à potência da portadora, a unidade usada é o dBc (dB em relação a portadora - "carrier").

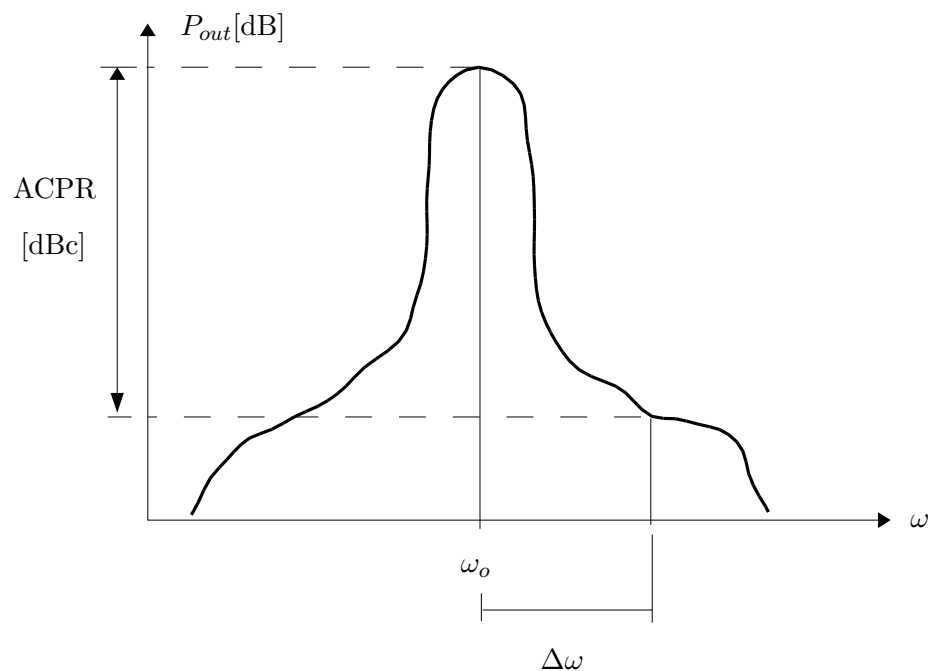


Figura 1.15: Medida de ACPR - taxa de proteção do canal adjacente.

1.9 Objetivo do Trabalho

O objetivo deste trabalho foi apresentar um estudo fundamentado sobre a integração de duas técnicas de linearização de amplificadores de potência em RF: pré-distorção e alimentação direta.

A principal intenção deste trabalho é oferecer ferramentas matemáticas e numéricas ao projeto de linearizadores aplicados em amplificadores de potência em RF. O interesse futuro é implementar dispositivos capazes de atender entre outras aplicações a transmissão de TV digital, em que são empregadas técnicas de modulação com alta taxa de bits.

1.10 Metodologia Empregada

Inicialmente foi feito um levantamento meticuloso de toda bibliografia sobre as técnicas de linearização empregadas em amplificadores de RF, buscando-se principalmente livros específicos sobre o assunto. Os conhecimentos adquiridos foram condensados e permitiram decidir por uma abordagem que enfatizou a pesquisa em técnicas de linearização, a pré-distorção e a alimentação direta (*"feedforward"*).

A principal referência foi a obra de Peter B. Kenington [1]. O princípio destas duas técnicas foram resumidos no capítulo 2 deste trabalho.

A análise da eficiência das duas técnicas apoiou-se em simulações numéricas com o software ADS (*Advanced Design System - Agilent Technologies*) [6].

Em seguida, foi feito um estudo dos métodos de otimização de Hooke e Jeeves [7] para minimização dos coeficientes empregados nas duas técnicas de linearização. Trata-se de um método robusto e de implementação simples, classificado como um algoritmo de busca direta, estável e de baixa carga computacional.

Elaborado o programa de otimização no software Matlab[®], dois programas, um para cada técnica de linearização, foram implementados. Com este suporte computacional foi possível simular cada etapa do linearizador no Matlab. Em seguida, com as simulações complementares realizadas no software ADS para cada linearizador, foram levantados resultados posteriormente comparados com publicações científicas.

1.11 Revisão Bibliográfica

No artigo de Stapleton [8] foi apresentado um estudo da técnica de pré-distorção analógica em RF de forma polinomial, que procura minimizar as intermodulações de terceira e quinta ordem empregando coeficientes complexos através de duas funções de trabalho quadráticas. Utilizando o algoritmo adaptativo de Hooke e Jeeves [7], encontra-se os coeficientes ótimos das funções de trabalho que representam as características inversa AM/AM e AM/PM do amplificador de RF e, assim, efetua-se a pré-distorção.

Stapleton [9] utiliza o mesmo princípio proposto em [8], mostrando a pré-distorção analógica em RF com base em funções de trabalho retangulares otimizadas pelo gradiente. O circuito linearizador empregado foi simulado no software "*Advance Design System*" (ADS).

Stapleton [10] mostra a técnica de pré-distorção digital que mapeia vetores complexos e trabalha com realimentação cartesiana, tentando compensar as distorções nas curvas características AM/AM e AM/PM do amplificador de potência mapeando vetores numa tabela de consulta ("*look-up table*"). A simulação deste linearizador foi realizada no software "*Advance Design System*" (ADS).

No trabalho de Laert [11] são abordadas as diversas técnicas de linearização existentes, e justificada a escolha pela técnica de pré-distorção em suas simulações. Seu estudo usa o modelamento matemático exponencial proposto por Clarke-Hess [12] para amplificadores em grandes sinais que utilizam dispositivos BJT. Após o modelamento matemático foram realizadas simulações com o software Matlab e em seguida ensaios numéricos usando o software ADS ("*Advanced Design System*") para comparar os resultados obtidos com o modelo proposto por Clarke-Hess.

Na dissertação de Tupynamba [5] é apresentado um estudo comparando diversas técnicas de linearização, justificando em seguida a escolha pela pré-distorção, empregando um diodo *Schottky* e transistores de efeito de campo. Tratou-se apenas da redução da intermodulação de terceira ordem. Após um estudo com diversas configurações de circuitos para a técnica de pré-distorção, realizou ensaios práticos, obtendo redução da intermodulação de terceira ordem.

Lima [2] utiliza a técnica de pré-distorção para linearizar transmissores de sinais de TV em UHF usando transistores LDMOS. Nos ensaios realizados, mostrou o funcionamento de pré-corretores implementados com amplificadores operacionais modernos, gerando intermodulação de terceira ordem "reversa" por meio de um diodo *Schottky*.

A obra de Massara [7] apresenta métodos de otimização aplicáveis à engenharia eletrônica. Sua abordagem inicial considera pontos estacionários de máximos e mínimos desenvolvendo alguns métodos clássicos de otimização. Em seguida, mostra alguns processos de otimização por busca direta, entre eles o algoritmo de Hooke e Jeeves. Nessa obra também é citado o método de otimização do gradiente. No final, há aplicações da otimização em circuitos eletrônicos.

Henkes [13] mostra a distorção de intermodulação de terceira ordem associada ao ponto de interceptação de terceira ordem ($IP3$). O $IP3$ é um nível fictício da potência de saída do amplificador que permite, por procedimento geométrico, estabelecer a característica de intermodulação da terceira ordem do dispositivo. Define-se então uma região que o autor denomina como faixa dinâmica livre de espúrio ($SFDR$). A $SFDR$ é determinada por ensaio onde dois tons senoidais são aplicados na entrada, amplificados e é medida as intermodulações de terceira ordem existentes, através de um analisador de espectro.

O trabalho de Stephen [14] empregou a linearização por alimentação direta ("*feedforward*"), em que o controle dos coeficientes dos laços de erro e de correção é realizado por meio de um DSP, programado para adaptá-los conforme o método do gradiente.

Cho [15] mostrou a melhor eficiência do amplificador *Doherty* comparando-o com um amplificador classe AB, ambos empregados como amplificador principal num linearizador por alimentação direta. A versão *Doherty* utiliza LDMOS associado em contra-fase. Os resultados também foram obtidos por simulações numéricas por meio do software ADS, comparados com valores experimentais medidos em um protótipo do linearizador.

Jeong [16] apresentou um novo controle adaptativo analógico em um linearizador por alimentação direta e que não requer nenhum sinal piloto ou perturbação intencional para auxiliar na redução da ACPR (*Adjacent Channel Protection Ratio*). No laço de erro do linearizador o sinal de erro é obtido na saída do somador subtraindo-se as magnitudes do sinal de entrada e as fases são controladas para

garantir a defasagem necessária para se obter apenas o sinal de erro. No laço de correção, o sinal de saída é constantemente controlado para fornecer fase e ganho constantes. Os resultados foram obtidos com um protótipo ensaiado com sinal CDMA IS-95 composta de três portadoras com frequência central 2,14 GHz.

Kin [17] apresenta um linearizador por pré-distorção analógica concebido para reduzir as não linearidades do amplificador de potência por meio de geração e controle individual dos tons de intermodulação. A intermodulação de terceira ordem é gerada usando um transistor bipolar e as intermodulações de ordens superiores são geradas com uma estrutura híbrida composta por dois diodos *Shottky*, em conexão anti-paralelo. O controle das intermodulações na saída do amplificador de potência é realizado por blocos de controle que atuam como atenuadores variáveis nos circuitos geradores das intermodulações. Este sinal, em seguida, é combinado com o sinal original de entrada e pré-distorcido antes de ser aplicado aos amplificador de potência.

Wan-Jong Kin [18] descreve a implementação com linearizador por pré-distorção digital aplicado a um amplificador *Doherty*. A solução emprega um gerador de sinal eletrônico (ESG), um amplificador de potência (PA) e um analisador vetorial de sinal (VSA). A pré-distorção digital utiliza um DSP alimentado por tabelas de consulta (LUT - *Look-Up Table*) que fornecem os coeficientes iterativamente, atualizados por um algoritmo adaptativo.

1.12 Composição da Dissertação

A dissertação compõe-se de sete capítulos.

A Introdução apresenta definições e conceitos básicos, essenciais para estabelecer o objetivo do trabalho, delimitá-lo e destacar a importância das técnicas de linearização em amplificadores de potência em RF.

O Capítulo 2^o resume os fundamentos teóricos das duas técnicas de linearização, principais objetos de estudo desta dissertação. Na técnica de pré-distorção são analisados as formas de efetuar a pré-distorção em RF, FI ou banda básica. Na alimentação direta descreve-se seu funcionamento, os problemas decorrentes quando há combinação inadequada das fases nos laço de erro e correção, bem como as possíveis soluções. Apresenta-se um resumo das duas técnicas de linearização baseado na obra de Peter B. Kenington [1].

O Capítulo 3^o apresenta o método de adaptação que foi empregado neste trabalho. Apresenta-se a teoria de pontos de máximos e mínimos estacionários de uma função, um método de otimização para a busca de um mínimo da função unidimensional ou de uma superfície, denominada busca unidirecional. Finalmente é visto o método de Hooke e Jeeves, que foi empregado no trabalho para encon-

trar os coeficientes ótimos das funções que irão minimizar as intermodulações na saída do amplificador de potência em RF. Neste capítulo apresentou-se também um exemplo prático para comprovar o funcionamento do programa desenvolvido para esse método de otimização.

O Capítulo 4^o apresenta os linearizadores estudados neste trabalho. No modelo da pré-distorção é apresentada as funções de trabalho que representam as características AM/AM e AM/PM inversa do amplificador a ser linearizado. Na alimentação direta foi usado um modelo com dois circuitos de monitoramento, um em cada laço, buscando-se, na saída, uma redução das intermodulações produzidas. Finalmente, a combinação das duas técnicas é analisada.

O Capítulo 5^o apresenta o amplificador com características não-lineares, a ser linearizado. Essas características foram levantadas com auxílio do software ADS, empregando-se séries de potência para aproximar, por mínimos quadrados, as curvas características AM/AM e AM/PM do amplificador.

O Capítulo 6^o são realizadas as simulações numéricas com Matlab e ADS a partir dos modelos propostos no Capítulo 4^o.

O Capítulo 7^o compara os resultados obtidos e apresenta a conclusão do trabalho.

Capítulo 2

Técnicas de Linearização

2.1 Linearização de Pré-distorção em RF

As técnicas de pré-distorção empregadas em amplificadores de RF são conceitualmente simples, consistem na criação de não linearidades, usando uma pré-distorção, com características contrárias àquelas do amplificador de RF. Cascadeando o amplificador e o dispositivo pré-distorcido as linearidades tendem a anular-se. Com isso pode-se obter uma réplica aceitável amplificada do sinal de entrada na saída do amplificador de RF. A técnica de pré-distorção é dividida em três categorias, conforme o sinal de entrada usado pelo sistema. São elas:

1. *Pré-distorção em RF* — A pré-distorção opera com o sinal final na frequência da portadora.
2. *Pré-distorção em FI* — A pré-distorção opera com sinal na frequência intermediária, possibilitando que o mesmo sinal seja utilizado para diferentes frequências de portadoras. A pré-distorção em FI pode ser também empregada em casos em que a pré-distorção não opera na frequência da portadora que o amplificador de RF irá trabalhar.
3. *Pré-distorção em banda básica* — Antes do advento do processamento digital de sinal (*DSP*), esta técnica era pouco usada. Ela consiste no armazenamento do sinal ainda em banda básica numa tabela com valores de magnitude e fase (sinais em quadratura e fase) dentro do processador digital de sinal. Com estes valores armazenados é possível modificá-los para gerar as não linearidades necessárias na pré-distorção.

2.2 Pré-distorção em RF e FI

2.2.1 Introdução

As técnicas de pré-distorção em RF e FI são similares.

Uma vantagem da pré-distorção em RF e FI é a habilidade de linearizar a banda inteira do amplificador ou de sistemas simultâneos, o que é ideal para sistemas multi-portadoras, tais como amplificadores de satélites e estações rádio base de celulares.

A forma básica do esquema de linearização por pré-distorção é mostrada na Figura 2.1. A função de pré-distorção, $\beta(V_i)$, opera de tal forma no sinal de entrada, à produzir a distorção necessária que irá compensar a distorção do amplificador de RF, $F(V_{pd})$. O sinal na saída é amplificado, mas agora sem alterações das características do sinal de entrada.

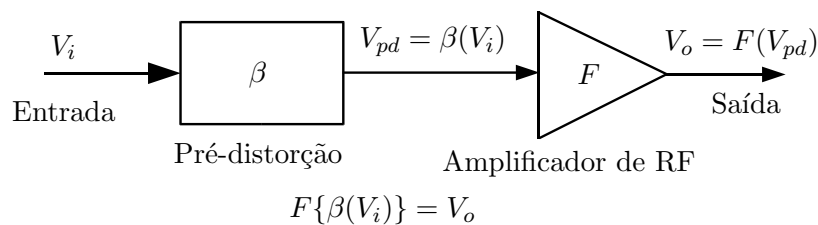


Figura 2.1: Circuito em Bloco do amplificador de RF e da pré-distorção

O problema é como chegar nas características requeridas na pré-distorção e como construir um circuito com uma função de transferência que se aproxime da função requerida (Figura 2.2).

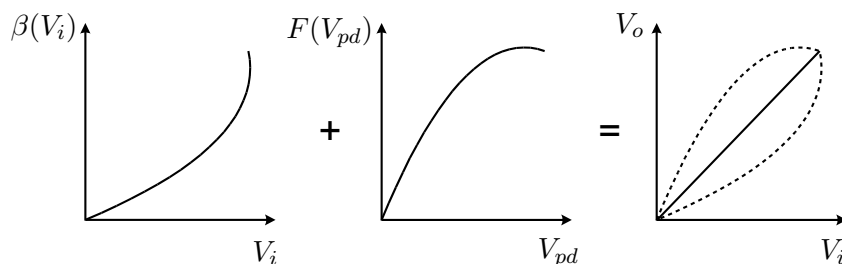


Figura 2.2: Curvas do amplificador de RF e da pré-distorção

A Figura 2.2, mostra que foi gerada a característica inversa do amplificador de RF, que é a pré-distorção, e que ambas somados produzem na saída uma perfeita transferência do sinal de entrada. Na prática é difícil a reprodução exata da característica inversa do amplificador devido à ordem dos polinômios empregados.

2.2.2 Pré-distorção Cúbica

O objetivo da pré-distorção cúbica é diminuir a distorção de terceira ordem para níveis iguais ou pouco menores aos das ordens superiores, como a quinta ordem. Estes ajustes podem ser feitos por meio de correções de fase das componentes cúbicas no sinal de entrada. Este tipo de linearização combinado a outras técnicas, como por exemplo a alimentação direta, produz bons resultados.

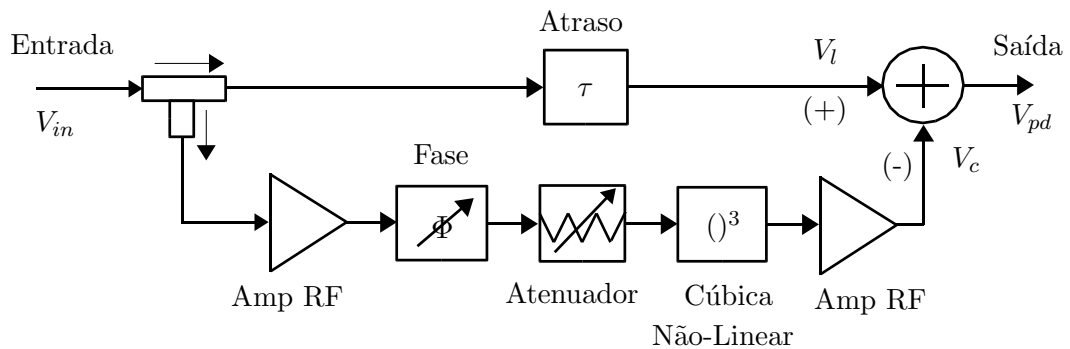


Figura 2.3: Pré-distorção cúbica de RF e FI

Como mostrado na Figura 2.3, trata-se de uma forma de criar uma pré-distorção cúbica, em que o sinal passa por um acoplador direcional e divide-se por dois caminhos. O caminho principal é composto apenas de um atraso, para compensar o atraso dos componentes do caminho secundário. No caminho secundário há elementos para gerar a não linearidade cúbica requerida e dois amplificadores (*buffer*) de pequenos sinais, cujas não linearidades podem ser consideradas desprezíveis. Na saída ambos sinais são somados de forma escalar. O caminho secundário encontra-se defasado de tal forma a ser subtraído do sinal do caminho principal.

2.2.3 Pré-distorção baseada em Diodo

Este tipo de pré-distorção usa um diodo *Schottky* (Figura 2.4) com um capacitor em paralelo (C_p). Este tipo de pré-distorção não resulta em uma excelente melhora na linearização, mas é simples de ser empregado e possui baixo custo.

2.2.4 Pré-distorção baseado em Diodos Anti-paralelo

Uma outra solução utilizada diodos em anti-paralelo, como mostra na Figura 2.5. Esta configuração parte do princípio que os diodos estão perfeitamente casados para que possam gerar apenas distorções de terceira ordem. Se os diodos não estiverem perfeitamente casados, estarão injetando também distorções indesejadas

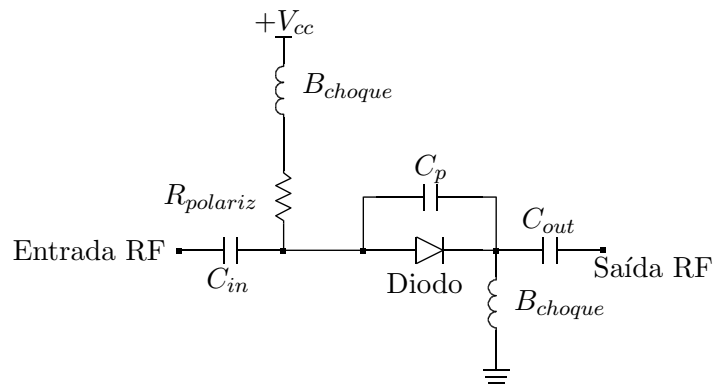


Figura 2.4: Pré-distorção de RF com diodo em série

de segundo ordem no circuito, irão produzir assim intermodulações adicionais.

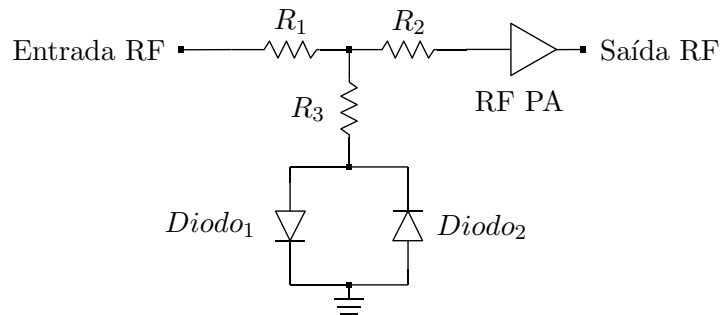


Figura 2.5: Pré-distorção de RF empregando diodos em anti-paralelo

2.2.5 Pré-distorção de FI

Uma das vantagens da pré-distorção de FI é que ela pode ser usada em amplificadores similares com diferentes frequências de operação. Outra vantagem a sua construção, que pode ser feita em frequências abaixo da região de microondas.

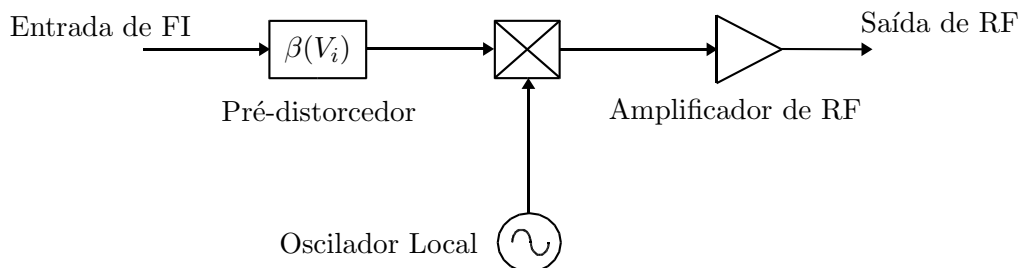


Figura 2.6: Pré-distorção de FI com conversão para RF

Três possíveis configurações são mostradas a seguir. Na Figura 2.6, a entrada encontra-se em frequência de FI e sofre conversão para a frequência de

RF logo após a pré-distorção. Na Figura 2.7, a entrada é na frequência de RF, sofre conversão para a frequência de FI e ao passar pela pré-distorção retorna a frequência de RF. A Figura 2.8 mostra uma alternativa quando a entrada está na frequência de RF. Nesta configuração o caminho principal está livre e a conversão para frequência de FI e a pré-distorção ocorrem num caminho secundário. A vantagem nesta configuração é que provê uma ampla faixa dinâmica de frequência.

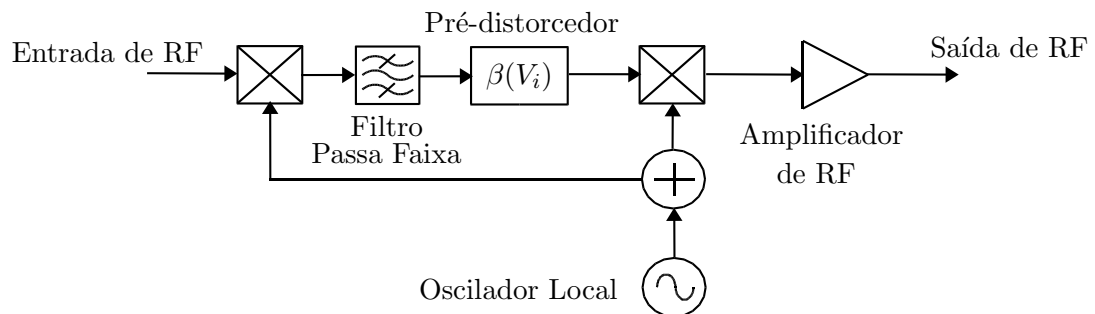


Figura 2.7: Pré-distorção de FI com dupla conversão

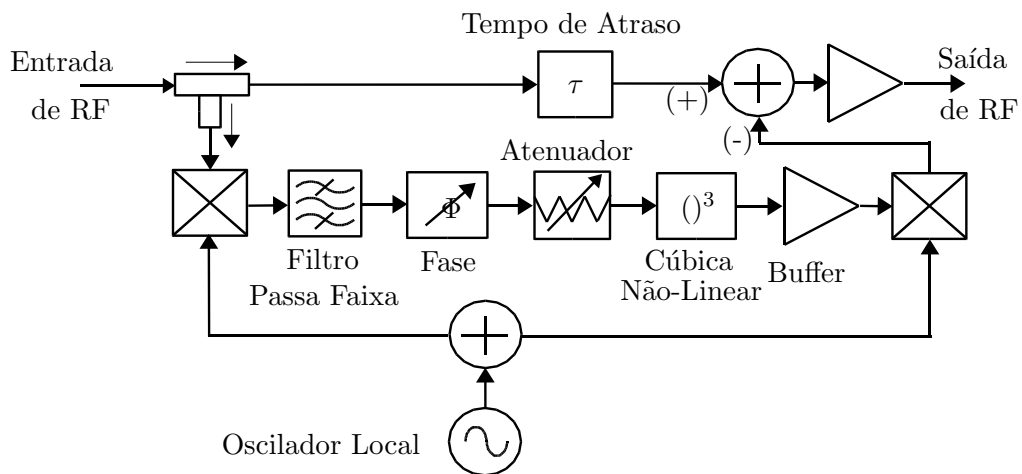


Figura 2.8: Pré-distorção de FI com dupla conversão e com ampla faixa dinâmica de frequência

2.2.6 Pré-distorção Linear por Parte

Um modo flexível de implementar uma pré-distorção é por meio de um circuito "linear" por partes, como ilustra a Figura 2.9. Esta linearização usa componentes discretos, como mostra na Figura 2.10, e gera uma não linearidade com base na função de transferência inversa ao do amplificador de RF. A principal desvan-

tagem desta técnica esta relacionada à complexidade do ajuste dos componentes.

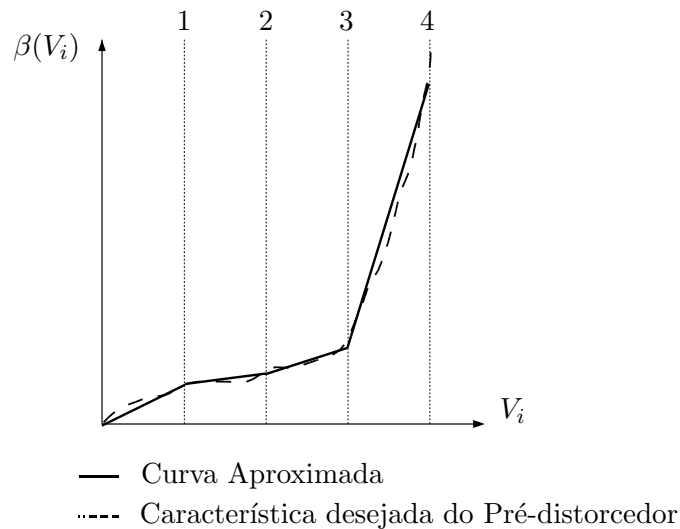


Figura 2.9: Curva característica da pré-distorção linear por parte

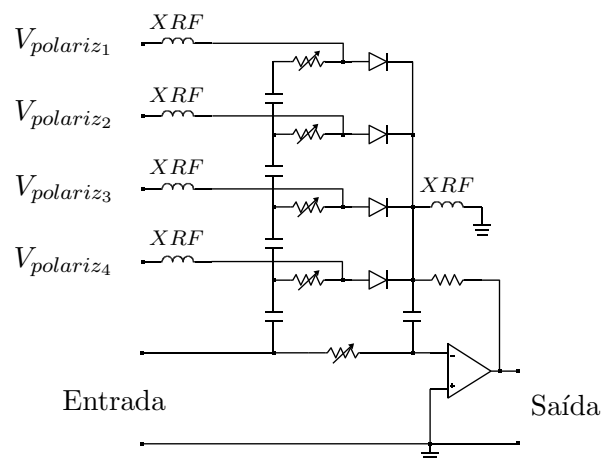


Figura 2.10: Pré-distorção linear por parte baseada em arranjo de diodos

A Figura 2.9 mostra a curva aproximada da pré-distorção com quatro segmentos.

Na Figura 2.10 mostra o circuito de pré-distorção baseado num amplificador operacional, que emprega diodos, usados como chaves. Os pontos de polarização determinam a ordem de chaveamento dos diodos.

2.2.7 Técnicas de pré-distorção complexas

A técnica de pré-distorção complexa atende às características AM/AM e AM/PM de um amplificador.

A Figura 2.11 mostra um diagrama em blocos de um sistema cartesiano que pode ser usado em RF e FI. O sinal é dividido em dois, de forma ortogonal, que são trabalhados separadamente na fase (AM/PM) e na amplitude (AM/AM). Ao serem combinados, simulam o complemento da função de transferência do amplificador de RF a ser linearizado.

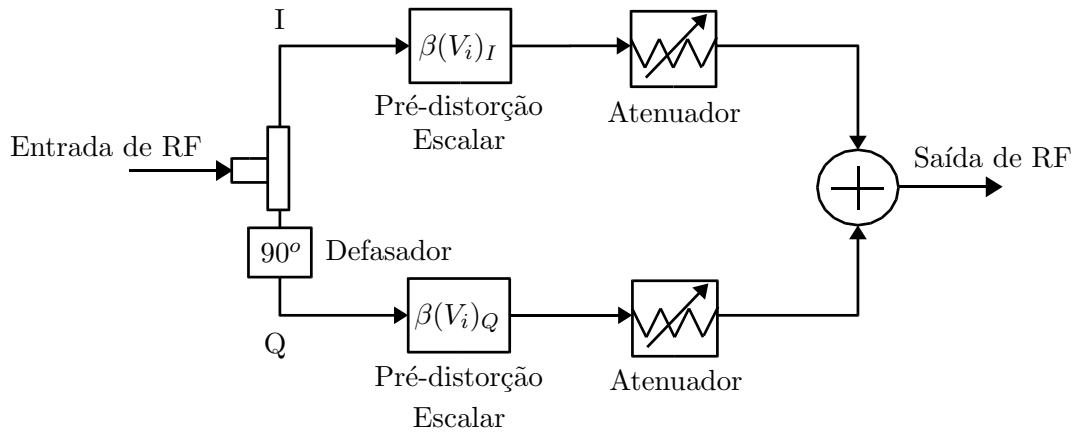


Figura 2.11: *Pré-distorção Cartesiana*

Na Figura 2.12 mostra um diagrama em blocos de uma pré-distorção polar. Neste caso a amplitude do sinal é alterada usando técnicas que só pré-distorcem a magnitude. A pré-distorção de fase é realizada por um modulador de fase.

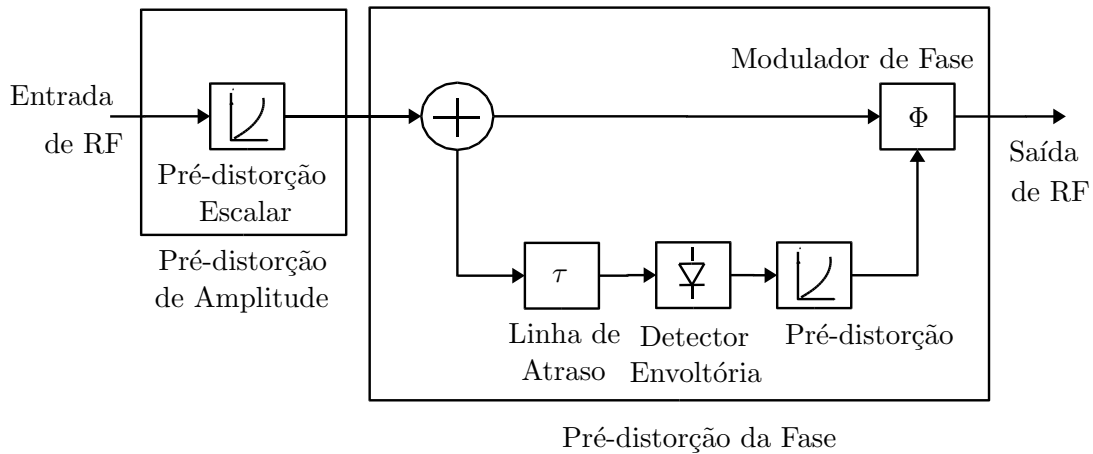


Figura 2.12: *Pré-distorção Polar*

2.2.8 Vantagens de Desvantagens da Pré-distorção de RF e FI

As principais vantagens da pré-distorção de RF e FI são:

- 1º A simplicidade de implementação deste tipo de pré-distorção, em que são requeridos poucos componentes, o que significa menor custo.
- 2º Estabilidade incondicional, ou seja, esta técnica de pré-distorção em laço aberto não possui problemas de estabilidade.
- 3º Facilidade de trabalhar em altas frequências, uma vez que é possível converter as frequências de RF para uma FI escolhida e implementar a pré-distorção neste trecho. Isso facilita trabalhar em amplificadores de microondas.
- 4º Linearização numa ampla largura de banda

As principais desvantagens da pré-distorção de RF e FI são:

- 1º Relativamente modesta melhora da linearização.
- 2º Dificuldade em melhorar ordens da distorção de IMD, acima da 3ª e 5ª ordens.

Em geral, a técnica de pré-distorção de RF e FI pode ser considerada como complementar de outras técnicas como a alimentação direta, por exemplo.

2.3 Pré-distorção em Banda Básica

2.3.1 Introdução

Para fornecer a não linearidade na pré-distorção em RF e FI, foram usados modelos complexos não lineares para gerar a função de transferência desejada na pré-distorção. É possível gerar esta mesma não linearidade usando elementos em banda básica, que na maioria dos casos, são mais simples de serem realizados. A Figura 2.13 mostra o diagrama em blocos que ilustra este conceito.

Como exemplos de pré-distorção em banda básica, foram mostradas a Figura 2.10, onde, usando um amplificador operacional convencional de áudio, é possível criar um linearizador por parte, e a Figura 2.11, que usa a pré-distorção cartesiana, para gerar as funções não lineares em quadratura (Q) e fase (I).

2.3.2 Pré-distorção Adaptativa

A pré-distorção adaptativa tem sido uma promissória técnica para linearização em banda estreita de amplificadores de RF. Esta técnica de adaptação utiliza

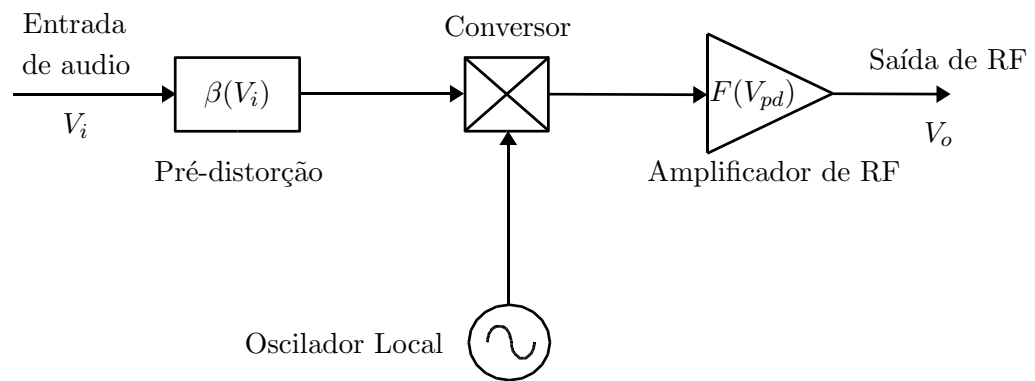


Figura 2.13: Esquema do pré-distorção simples em banda básica

dois coeficientes para cada caminho em quadratura, que podem ser atualizados conforme os dados fornecidos pelo algoritmo adaptativo utilizado.

O uso do processamento digital de sinal usado no elemento de pré-distorção tem sido muito sugerido em muitas propostas de pré-distorção. O dispositivo DSP (Processador Digital de Sinal) é capaz de efetuar as multiplicações complexas requeridas nas operações usando uma tabela de consulta (*look-up table*), onde estes valores são atualizados e empregados para reduzir as intermodulações (IMD) na saída do amplificador.

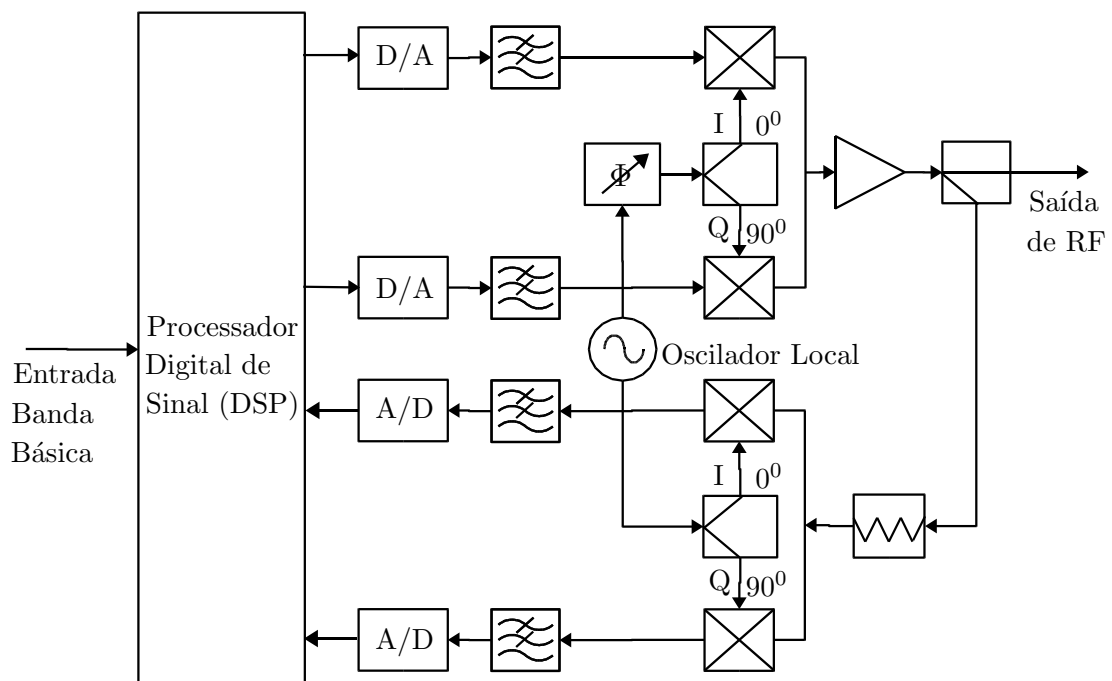


Figura 2.14: Pré-distorção em banda básica adaptativo usando componentes cartesianos

A Figura 2.14 mostra uma pré-distorção em banda básica em quadratura.

Este processador digital de sinal (DSP) contém sinais separados em quadratura e fase e funções complexas importantes. Tipicamente dentro do DSP é formado uma tabela de consulta (*look-up table*) de coeficientes complexos de vários níveis de amplitude. Estes valores são acessados por um algoritmo que recebe os valores obtidos da saída do amplificador de potência em RF, e comparados com o sinal de entrada, gerando um vetor diferença que atualiza os dados da tabela para correção da não linearidade do amplificador de RF. Este algoritmo adaptativo tem sido muito explorado, pois, melhorando a velocidade e precisão, a técnica de pré-distorção adaptativa ficará mais eficiente.

2.4 Linearizador por Alimentação Direta ("Feedforward")

Um linearizador por alimentação direta consiste em dois laços distintos, um responsável por obter o maior sinal de erro possível proveniente dos espúrios emitidos pelo amplificador de potência em RF, e um segundo laço responsável por minimizar as intermodulações geradas pelo amplificador de RF. Sua operação pode ser vista na Figura 2.15 aplicando-se um sinal de dois tons senoidais em sua entrada e analisando sua evolução ao longo do linearizador.

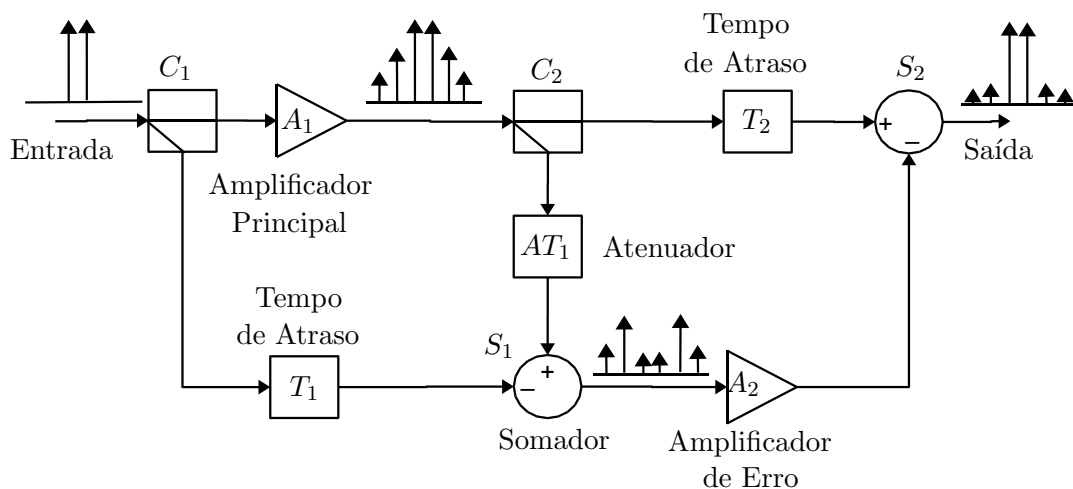


Figura 2.15: Configuração do Amplificador por Alimentação Direta ("Feedforward")

No primeiro laço é inserido um sinal de dois tons senoidais que segue no caminho principal e é amplificado pelo amplificador principal onde suas não linearidades geram intermodulações e distorções harmônicas que são adicionadas ao sinal original. O acoplador direcional, C_1 , separa uma amostra do sinal original e alimenta o somador, S_1 , passando pelo tempo de atraso, T_1 , que compensa o atraso gerado pelo amplificador principal. O acoplador direcional, C_2 , separa uma amostra da saída do amplificador principal e alimenta o somador, S_1 , passando pelo atenuador, AT_1 , que tem a função de reduzir os níveis do sinal gerado pelo amplificador principal de modo que este seja proporcional ao nível do sinal separado pelo acoplador C_1 . A soma dos dois sinais no somador S_1 é realizada com uma defasagem de 180° , e o resultado deste processo gera um sinal de erro contendo apenas as intermodulações e distorções do amplificado principal. No segundo laço este sinal de erro é amplificado de forma linear pelo amplificador de erro, A_2 , com um nível necessário para cancelar as distorções do amplificador principal. Este sinal de erro, agora amplificado, é aplicado ao somador S_2 junto com o sinal de saída do amplificador principal, e sua soma é realizada com de-

fasagem de 180° . O sinal do caminho principal, neste segundo laço, passa pelo tempo de atraso, T_2 , para compensar o tempo de atraso do amplificador de erro, A_2 . Com esta configuração do amplificador de alimentação direta, há na saída o sinal de entrada amplificado, com o menor nível de intermodulações possível.

Equacionando a configuração do amplificador de alimentação direta ao aplicar-se um sinal de entrada $V_{in}(t)$, o sinal de saída do amplificador principal, $V_{A_1}(t)$, é mostrado na seguinte expressão:

$$V_{A_1}(t) = A_{A_1} \cdot V_{in}(t) \cdot e^{-j\omega\tau_{A_1}} + V_d(t) \quad (2.1)$$

onde:

τ_{A_1} é o tempo de atraso do amplificador com frequência angular ω .

A_{A_1} é o ganho do amplificador principal.

$V_d(t)$ é a distorção adicionada pelo amplificador principal.

A amostra do sinal de saída do amplificador que chega no somador S_1 é determinada pelo fator de acoplamento do acoplador C_2 e pelo atenuador AT_1 . Estes fatores são $\frac{1}{C_2}$ e $\frac{1}{C_{AT_1}}$. O sinal que chega em uma das entradas do somador pode ser expresso por:

$$V_{AT_1}(t) = \frac{A_{A_1}}{C_{AT_1} \cdot C_{C_2}} \cdot V_{in}(t) \cdot e^{-j\omega\tau_{A_1}} + \frac{V_d(t)}{C_{AT_1} \cdot C_{C_2}} \quad (2.2)$$

O sinal que chegando na outra entrada do somador, S_1 , passando pelo elemento de atraso, T_1 , pode ser expresso como:

$$V_{T_1}(t) = \frac{V_{in}(t) \cdot e^{-j\omega\tau_{T_1}}}{C_{C_1}} \quad (2.3)$$

onde: τ_{T_1} é o tempo de atraso do elemento de atraso, T_1 .

Desta forma na saída do somador S_1 , o sinal de erro $V_{err}(t)$ é expresso como:

$$\begin{aligned} V_{err}(t) &= V_{Som_1}(t) - V_{Som_2}(t) \\ &= \frac{A_{A_1}}{C_{AT_1} \cdot C_{C_2}} \cdot V_{in}(t) \cdot e^{-j\omega\tau_{A_1}} + \frac{V_d(t)}{C_{AT_1} \cdot C_{C_2}} - \frac{V_{in}(t) \cdot e^{-j\omega\tau_{T_1}}}{C_{C_1}} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Considerando as condições mostradas a seguir, pode-se simplificar a equação 2.4 do sinal de erro $V_{err}(t)$.

$$\begin{aligned}\tau_{T_1} &= \tau_{A_1} \\ C_{C_1} &= C_{C_2} \\ A_{A_1} &= C_{AT_1}\end{aligned}$$

Desta forma o sinal de erro, $V_{err}(t)$, pode ser expresso como:

$$V_{err}(t) = \frac{V_d(t)}{C_{AT_1} \cdot C_{C_2}} \quad (2.5)$$

No segundo laço, também chamado laço de correção, é efetuado um processo semelhante no somador, S_2 .

O sinal de saída do amplificador principal passa pelo elemento de atraso T_2 e pode ser expresso como:

$$V_{T_2}(t) = A_{A_1} \cdot V_{in}(t) \cdot e^{-j\omega[\tau_{A_1} + \tau_{T_2}]} + V_d(t) \cdot e^{-j\omega\tau_{T_2}} \quad (2.6)$$

onde: τ_{T_2} é o tempo de atraso do elemento de atraso, T_2 .

Este sinal, $V_{T_2}(t)$, vai para o somador, S_2 , junto com o sinal de erro, $V_{A_2}(t)$, que passa pelo amplificador de erro, que pode ser expresso por:

$$V_{A_2}(t) = \frac{V_d(t)}{C_{AT_1} \cdot C_{C_2}} \cdot A_{A_2} \cdot e^{-j\omega\tau_{A_2}} \quad (2.7)$$

O sinal de saída o somador S_2 será a soma, com defasagem de 180° , de $V_{T_2}(t)$ e $V_{A_2}(t)$, e pode ser expresso por:

$$\begin{aligned}V_{out}(t) &= V_{T_2}(t) - V_{A_2}(t) \\ &= A_{A_1} \cdot V_{in}(t) \cdot e^{-j\omega[\tau_{A_1} + \tau_{T_2}]} + V_d(t) \cdot e^{-j\omega\tau_{T_2}} - \\ &\quad \frac{V_d(t)}{C_{AT_1} \cdot C_{C_2}} \cdot A_{A_2} \cdot e^{-j\omega\tau_{A_2}}\end{aligned} \quad (2.8)$$

Para cancelar as distorções geradas pelo amplificador principal serão consideradas as seguintes condições:

$$\begin{aligned}\tau_{T_2} &= \tau_{A_2} \\ A_{A_2} &= C_{AT_1} \cdot C_{C_2}\end{aligned}$$

O sinal de saída do somador S_2 ou do linearizador por alimentação direta pode ser expresso da seguinte forma:

$$V_{out}(t) = A_{A_1} \cdot V_{in}(t) \cdot e^{-j\omega[\tau_{A_1} + \tau_{A_2}]} \quad (2.9)$$

Então, há na saída do linearizador por alimentação direta o sinal de entrada amplificado somando o atraso do amplificador principal, A_1 , e do amplificador de erro, A_2 , teoricamente sem nenhuma distorção de A_1 , considerando o amplificador de erro linear.

Se considerarmos o amplificador de erro como um amplificador não-linear, para um caso prático, devemos considerar na equação de saída do linearizador a distorção provocada por A_2 . Desta forma o sinal de saída do amplificador de erro mostrada na equação 2.7 será expressa da seguinte forma:

$$V_{A_2}(t) = \frac{V_d(t)}{C_{AT_1} \cdot C_{C_2}} \cdot A_{A_2} \cdot e^{-j\omega\tau_{A_2}} + V_{d_2}(t) \quad (2.10)$$

onde: V_{d_2} é a distorção adicionada pelo amplificador de erro A_2 .

Desta forma o sinal de saída do amplificador por alimentação direta é o da equação 2.9, ou considerando a distorção adicional do amplificador de erro V_{d_2} , o da equação 2.11.

$$V_{out}(t) = A_{A_1} \cdot V_{in}(t) \cdot e^{-j\omega[\tau_{A_1} + \tau_{A_2}]} - V_{d_2}(t) \quad (2.11)$$

2.5 Monitoramento e Laços Adicionais no Linearizador por Alimentação Direta

Como visto no equacionamento do linearizador por alimentação direta, é previsto que os somadores S_1 e S_2 tenham um casamento perfeito em relação à fase requerida na soma dos sinais para os dois laços do linearizador. Para este modelo apresentado, também não foram previstos as mudanças de temperaturas e envelhecimento dos dispositivos, que alteram constantemente a performance do linearizador.

Uma grande parte dos esforços de projetos em amplificadores por alimentação direta foram feitos nos últimos 20 anos [1], com a preocupação nas técnicas para assegurar sua boa performance ao longo do tempo. Visto que o ganho e a fase combinam características do amplificador por alimentação direta, que são críticos para esta performance, a escolha de uma técnica que garanta um bom desem-

penho do linearizador são pontos principais nas decisões de projetos de alguns sistemas de alimentação direta. Algumas técnicas são, a estabilização ambiental, circuitos adicionais para monitorar da performance dos laços e a utilização de laços adicionais.

2.5.1 Estabilização Ambiental

Especialistas em estabilização ambiental, normalmente consideram impraticável este método devido ao custo e tamanho dos equipamentos necessários [1]. Para certos ambientes, a estabilidade pode ocorrer naturalmente, tal como em aplicações de cabos submarinos onde a temperatura no fundo do oceano em grande profundidade permanece constante durante todo o ano. Contudo, sempre nestes casos, os efeitos do envelhecimento dos componentes não são considerados e, portanto a performance do sistema é provavelmente degradada com o tempo.

2.5.2 Monitoramento do Desempenho

A idéia do monitoramento de desempenho é permitir o sistema monitorar seu próprio funcionamento, e então, efetuar a correção necessária que implica a implementação de um sistema de realimentação negativa (*feedback*) em torno do laço de alimentação no sentido direto (*feedforward*). Existem numerosas configurações de patentes para realizar estas funções e solucionar estes problemas [1]. Este sistema de realimentação negativa é requerido para controlar o ganho e a fase, combinando as duas metades do laço do linearizador, conhecidos como laço de erro e laço de correção, mostrados na Figura 2.16. Assim é evidente que os dois sistemas de realimentação negativa são necessários: um para corrigir o ganho e a fase mal combinado no laço de erro para minimizar a componente do sinal de entrada no sinal de erro, $V_{err}(t)$, na saída do somador S_1 , e o segundo para corrigir o ganho e a fase mal combinada no laço de correção para minimizar a distorção presente no sinal de saída do linearizador, $V_{out}(t)$. Este circuito com realimentação negativa é mostrado na Figura 2.17.

2.5.3 Laços Adicionais

A utilização de um único laço requer um melhor desempenho devido à limitação do linearizador, em solucionar o problema de combinação da fase e do ganho nos laços e a não linearidade do amplificador de erro. Em alguns casos é possível melhorar o desempenho do linearizador utilizando múltiplos laços para alcançar um nível adequado na redução das intermodulações no sinal de saída. Estes

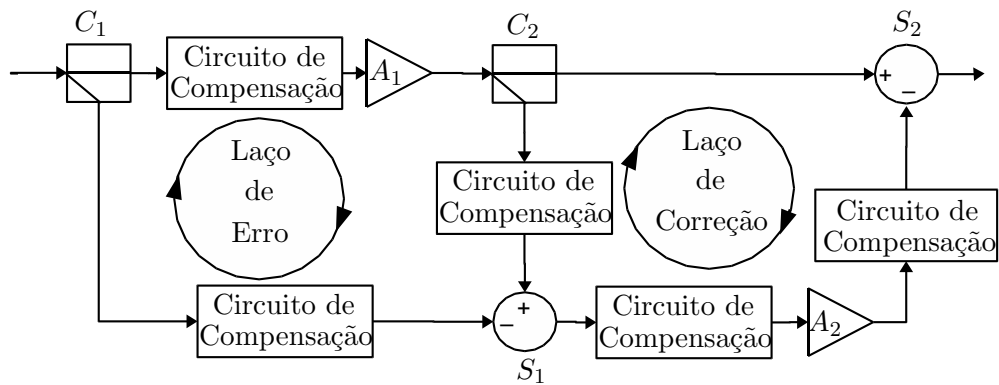


Figura 2.16: *Locais Disponíveis para Ajustes dos Componentes de Ganho e Fase nos Laços de Erro e Compensação*

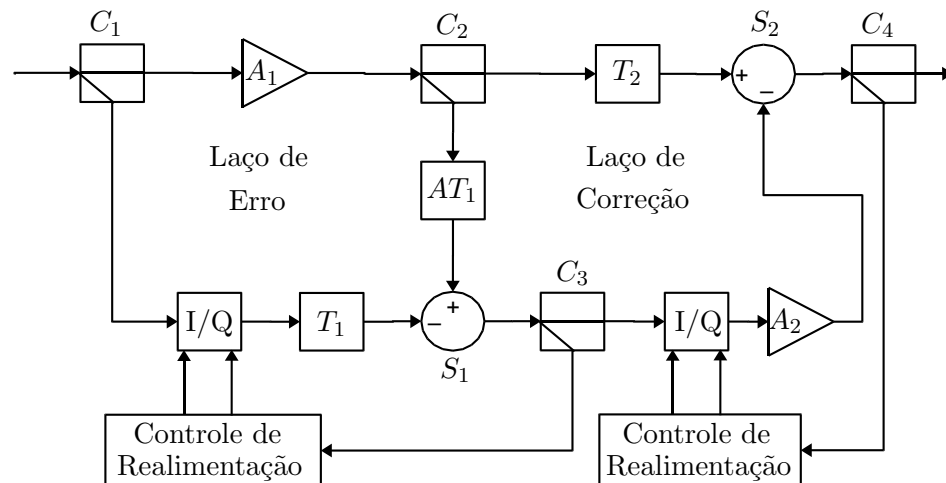


Figura 2.17: *Controle de Realimentação Aplicado num Amplificador de Alimentação Direta*

níveis de redução podem ser alcançados, conhecendo a especificação requerida e a rejeição de distorção que um laço consegue fornecer.

Como exemplo, considere um sistema em que o amplificador principal está linearizando com a distorção de intermodulação 25 dB abaixo do sinal requerido, enquanto a especificação do sistema desejado é para produzir no mínimo 50 dB abaixo (-50 dB). Se cada laço no sistema de múltiplos laços pode ser considerado para reduzir a distorção em -6 dB, então, no mínimo, cinco laços no total devem ser suficientes para chegar a especificação.

Esta técnica é frequentemente aplicada em sistemas em que é extremamente alto o nível requerido de confiabilidade como no caso dos cabos submarinos. O gasto adicional é justificável em termos de grande confiabilidade e desempenho garantido. O sistema de realimentação negativa, por exemplo, pode em algum momento falhar se qualquer um de seus componentes falharem. Já com o linea-

rizador de alimentação direta, apenas um laço poderá falhar. Com a falha de um dos componentes, ocorre a degradação no desempenho na distorção de intermodulação (IMD), mas não há instabilidade e nem a completa falha do sistema.

As Figuras 2.18 e 2.19 mostram as configurações de laços duplos num linearizador por alimentação direta.

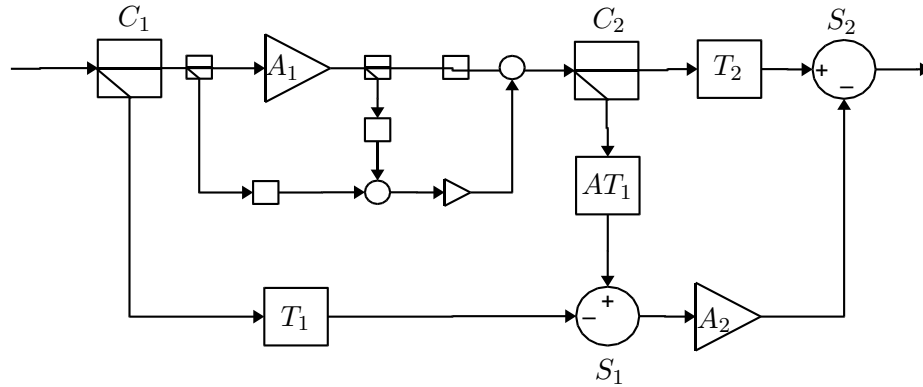


Figura 2.18: Configuração do Linearizador por Alimentação Direta de Laço Duplo

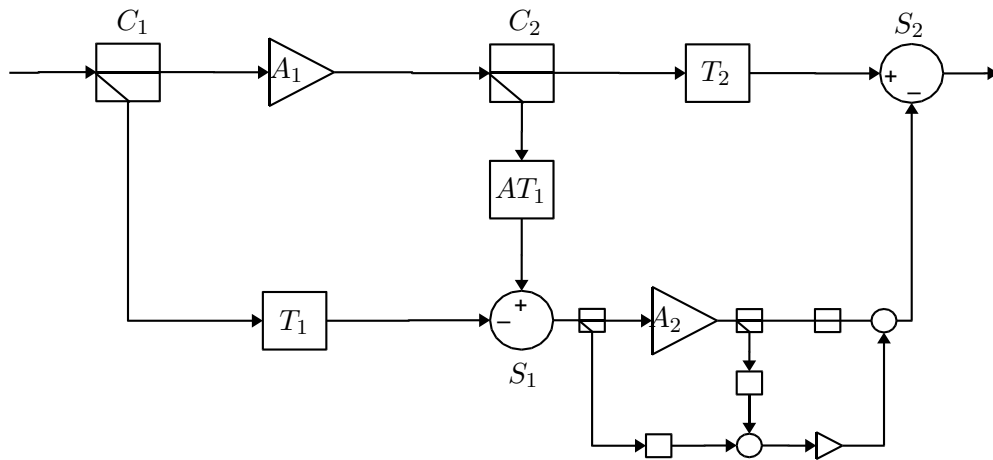


Figura 2.19: Configuração Alternativa do Linearizador por Alimentação Direta de Laço Duplo

Capítulo 3

Método de Adaptação

3.1 Introdução

3.1.1 Funções e pontos estacionários

Os algoritmos de otimização usados para soluções dos problemas em projetos de engenharia são usados para localizar o menor ponto numa superfície representada por uma função.

A Figura 3.1 mostra a função $f(x)$ de uma variável que exhibe vários pontos estacionários. Pontos estacionários são os que satisfazem a condição:

$$\frac{df}{dx} = 0 \quad (3.1)$$

Estes pontos podem ser classificados como ponto de **máximo** (na figura para $x = x_c$ e x_d), ponto de **mínimo** (para $x = x_b$, $x = x_g$, e no período de $x = x_e$ até x_f), e pontos de **inflexão** (para $x = x_a$).

Se $x = x_m$ corresponde para um mínimo da função $f(x)$ então pode-se dizer que $f(x)$ aumenta nas imediações vizinhas de $f(x_m)$, isto é:

$$f(x_m + \Delta x) \geq f(x_m) \quad (3.2)$$

onde Δx : pequeno incremento.

Se a desigualdade na equação 3.2 for satisfeita, isto é, se a função $f(x)$ aumenta com incremento de Δx nas vizinhanças, então obtém-se um **forte mínimo local**. Se a função $f(x)$ não aumenta com alguns valores de Δx , obtém-se um **fraco mínimo local**, como pode ser visto na Figura 3.1.

Em aplicações de otimização para projetos a preocupação não é apenas en-

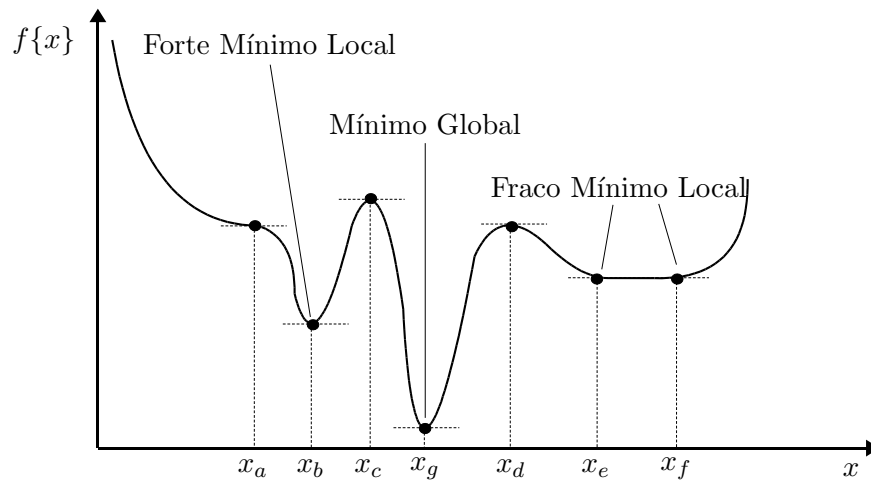


Figura 3.1: Função com uma variável mostrando vários pontos estacionários

contrar o mínimo local, mas o mínimo correspondente ao menor valor da função. Este ponto é conhecido como **mínimo global** e na figura 3.1 corresponde ao ponto $x = x_g$ da função $f(x)$.

Esta definição pode ser estendida para mais de uma variável. A Figura 3.2 mostra os contornos gerados com duas variáveis.

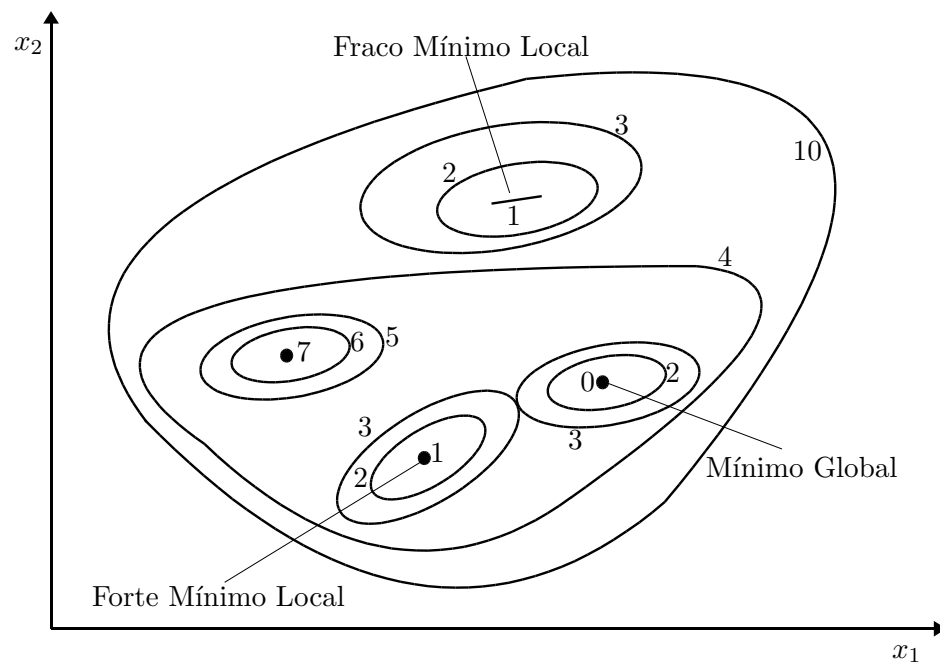


Figura 3.2: Função com duas variáveis mostrando vários pontos estacionários

Para o exemplo de uma variável foram identificados pontos estacionários de

mínimo se, atendidas as equações 3.1 e 3.3:

$$\frac{d^2 f}{d^2 x} > 0 \quad (3.3)$$

A definição do mínimo global (x_g) é dada por:

$$f(x_g) < f(x), \text{ para todo } x \neq x_g \quad (3.4)$$

3.1.2 Busca Unidirecional

A maior parte dos métodos de otimização tem como objetivo investigar uma função dimensional $n+1$ para encontrar o mínimo de uma superfície pela aplicação de um algoritmo de busca, como ilustra a Figura 3.3. Para ilustrar este procedimento, considere um sistema com duas variáveis x_1 e x_2 . Como especificação inicial, sejam os valores de x_1^0 e x_2^0 . Depois de uma iteração da escolha do algoritmo de otimização, o novo valor do resultado é x_1^1 e x_2^1 .

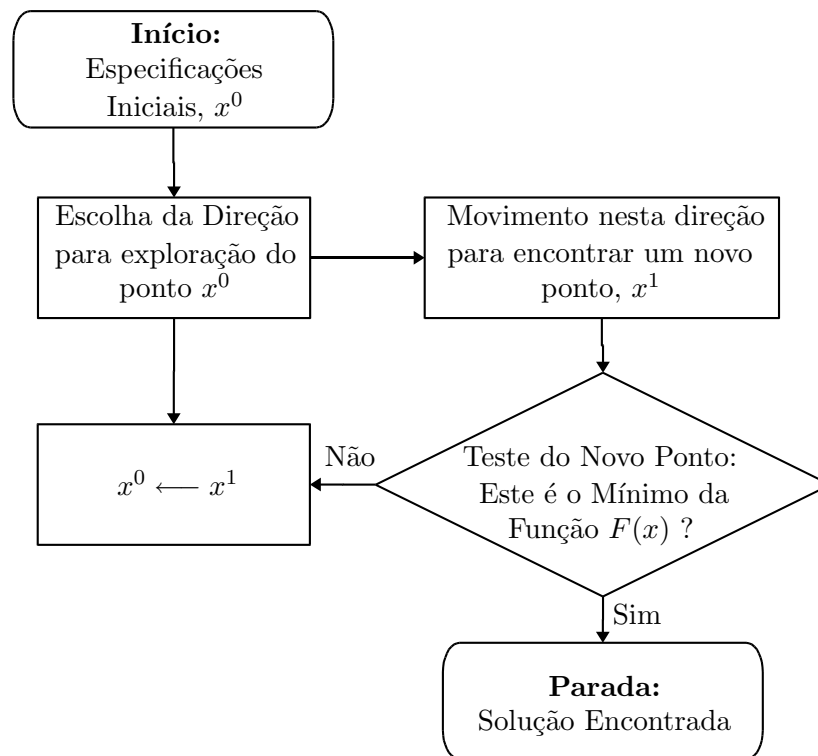


Figura 3.3: *Estratégia da Busca Unidirecional*

A Figura 3.4(a) ilustra o modo da forma hipotética com argumentos de duas

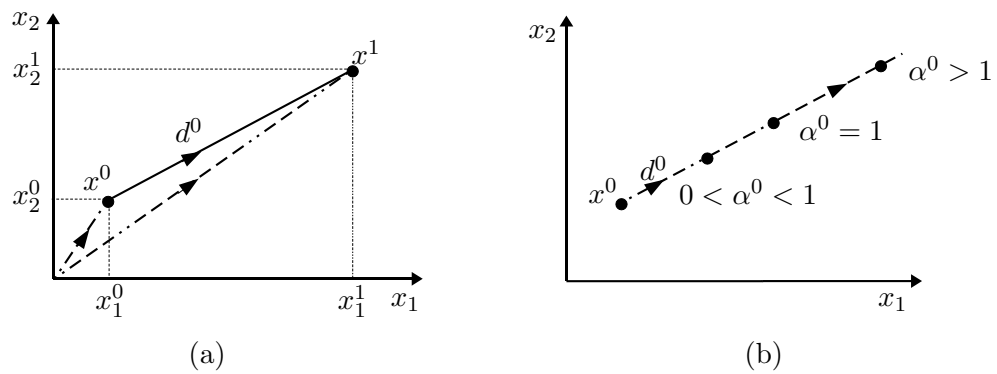


Figura 3.4: (a) Busca Unidirecional, (b) Efeito da Variação α^0

variáveis no espaço. Destas figuras a algebra do vetor básico é dado:

$$x^1 = x^0 + d^0 \quad (3.5)$$

Em (3.5), d^0 poder ser interpretado como um **vetor direção**, que indica a direção e distância do novo ponto x^1 em relação ao ponto anterior x^0 .

Pode-se obter várias distâncias na direção indicada por d^0 . Isto é realizado somando um valor escalar α^0 ao vetor direção d^0 . Assim a equação (3.5) torna-se:

$$x^1 = x^0 + \alpha^0 d^0 \quad (3.6)$$

A Figura 3.4(b) mostra o efeito da variação de α^0 . O novo ponto x^1 pode ser em qualquer lugar na linha que passa através de x^0 na direção de d^0 , simplesmente escolhendo um valor adequado de α^0 . A Figura 3.5 ilustra a exploração de uma superfície hipotética usando a equação 3.6.

O método de escolha de uma direção adequada para exploração é o que distingue os vários algoritmos de otimização. A questão de como investigar a escolha da direção é fundamental para todo algoritmo de otimização. Tal otimização multidimensional usualmente procede como sugerido na Figura 3.3, por repetidas aplicações recursivas.

$$x^{r+1} = x^r + \alpha^r d^r \quad (3.7)$$

A convergência para um mínimo é usualmente garantida se a cada iteração, α^r for escolhido para minimizar o valor da função na direção d^r .

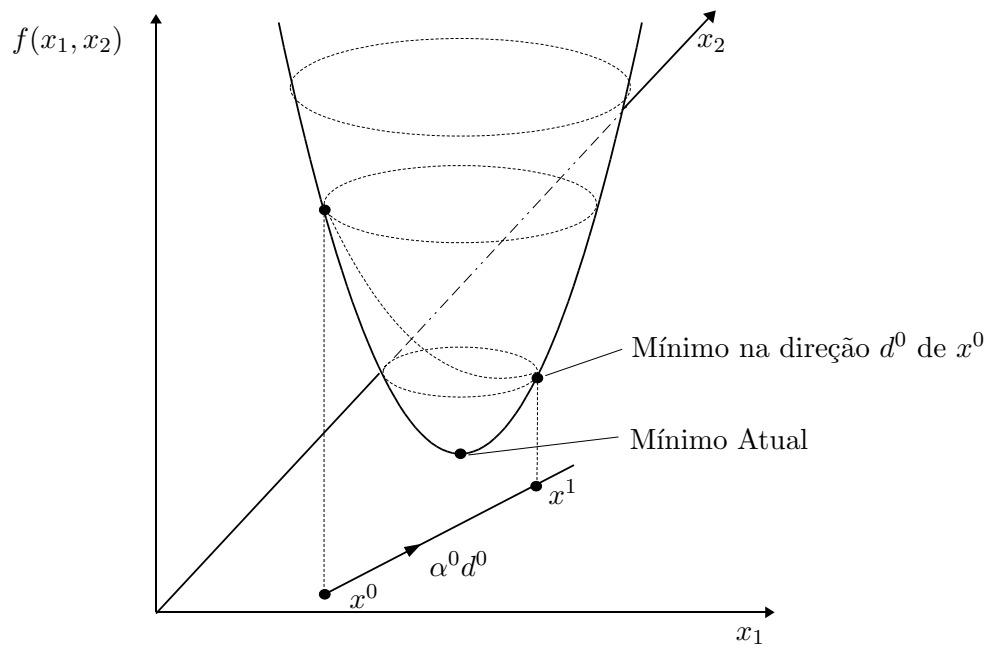


Figura 3.5: Busca Unidirecional numa superfície de duas variáveis

3.2 Método de Hooke e Jeeves

O algoritmo de Hooke e Jeeves [9] é um algoritmo robusto e simples de ser implementado e é classificado como um algoritmo de busca direta que oferece uma boa estabilidade e baixa carga computacional, a custo de uma convergência lenta se comparado com o método gradiente.

O algoritmo de Hooke e Jeeves trabalha com dois tipos de movimentos chamados movimento exploratório e movimento padrão, que funcionam da seguinte maneira:

Inicialmente são definidos alguns parâmetros, tais como, ponto inicial (x^0), valor inicial de incremento do movimento exploratório (Δx) e fator de escala de redução dos incrementos (Δx).

Movimento Exploratório: tendo o ponto inicial escolhido x^0 é adicionado o valor do incremento Δx para encontrar o primeiro ponto x_1^0 . Se a função $F(x_1^0)$ não reduz, Δx deve ser subtraído e logo em seguida reduzido de x_1^0 . Se o valor da função $F(x_1^0)$ ainda não tiver redução, o valor do ponto x_1^0 deve retornar ao valor original x^0 . Estes sucessivos incrementos são realizados até encontrar um novo e melhor ponto x^1 , em que o valor da função obtenha redução. Se a redução sucessiva não ocorre é evidente que o valor do incremento Δx possui passos largos, então é efetuada a redução do incremento usado o fator de escala pré-definido. A Figura 3.6 ilustra como é realizado este movimento exploratório.

Movimento Padrão: a cada movimento exploratório bem sucedido é seguido de um movimento padrão no qual seus passos possuem distâncias iguais tomando

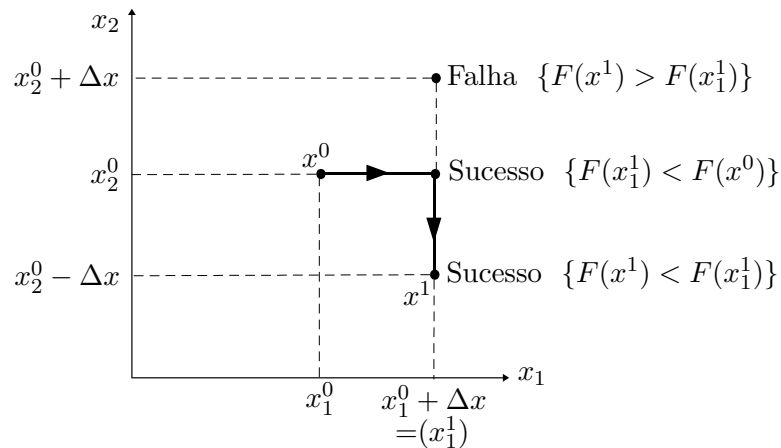


Figura 3.6: Movimento Exploratório de Hooke e Jeeves

como referência o comprimento do vetor entre x^0 e x^1 . A Figura 3.7 ilustra como é realizado o movimento padrão.

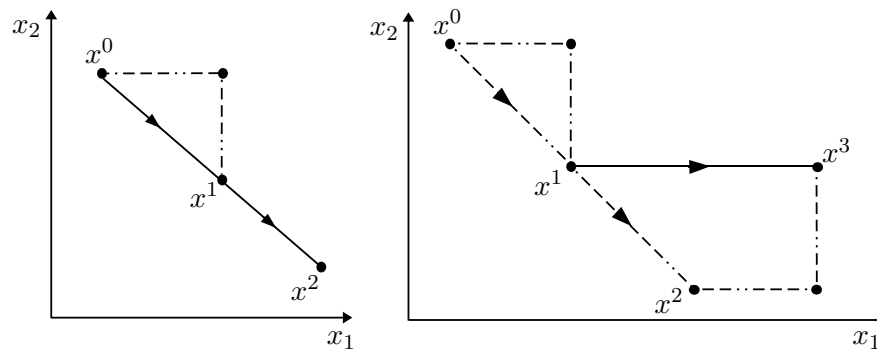


Figura 3.7: Movimento Padrão de Hooke e Jeeves

Note que os vetores possuem tamanhos iguais, podem ser escritos como:

$$x^2 - x^1 = x^1 - x^0 \quad (3.8)$$

Então o novo ponto x^2 pode ser equacionado como:

$$x^2 = 2x^1 - x^0 \quad (3.9)$$

Em seguida é realizado mais um movimento exploratório, a partir do ponto x^2 , que produzirá um novo ponto x^3 , onde este é testado como possível novo ponto.

Se a função $F(x^3) < F(x^1)$ o movimento padrão teve sucesso, se a função $F(x^3) \geq F(x^1)$ o movimento padrão falhou.

3.3 Implementação do Método de Hooke e Jeeves

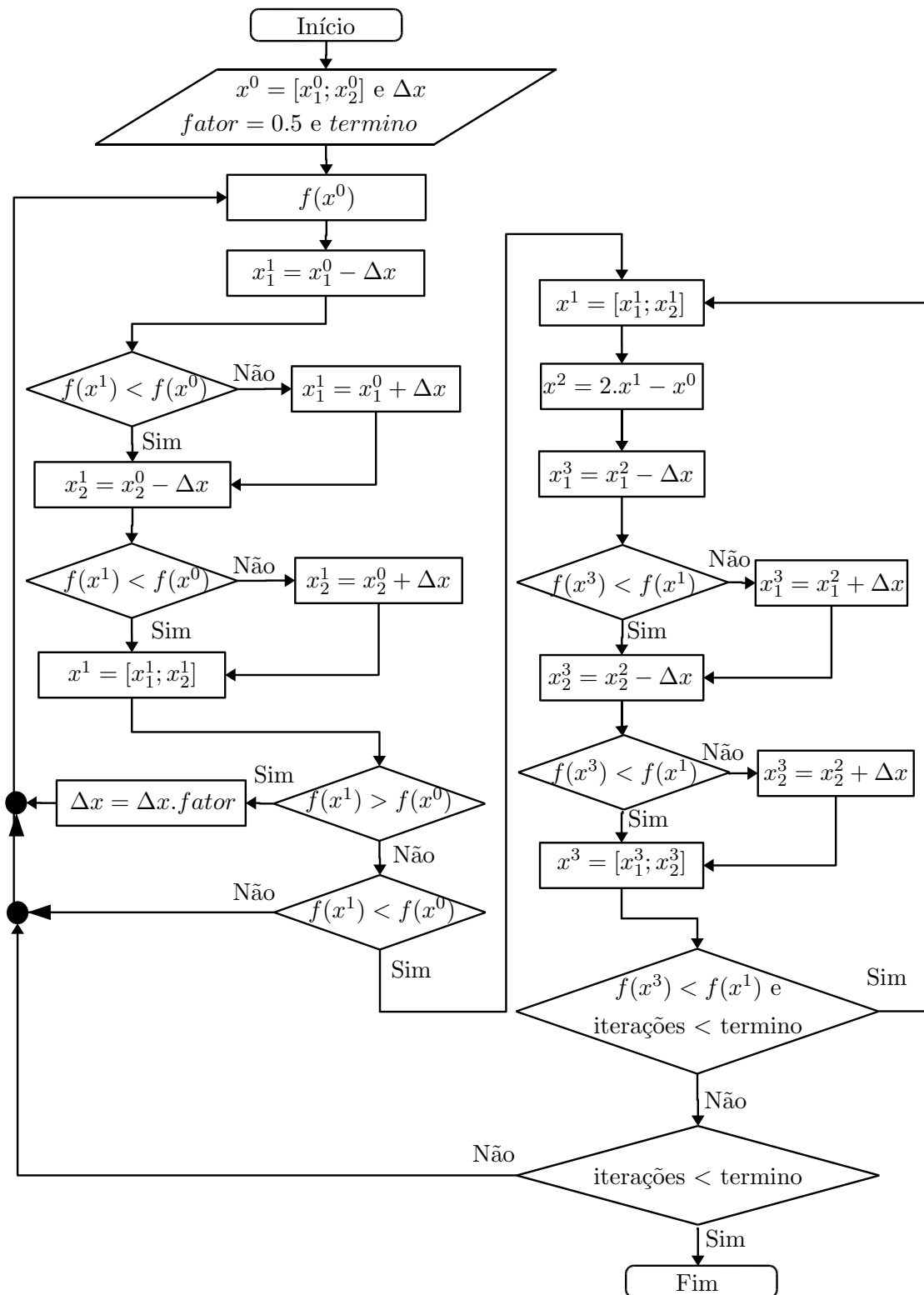


Figura 3.8: Fluxograma do Algoritmo de Hooke e Jeeves para Duas Variáveis

Para verificar a eficiência deste método inicialmente foi elaborado um algo-

ritmo para encontrar o mínimo de qualquer função de duas variáveis. O fluxograma desta implementação é mostrado na Figura 3.8.

A descrição deste programa consta do Anexo D.1, que utiliza a função com duas variáveis dada a seguir.

$$y = x_1 \cdot e^{\{-(x_1)^2 - (x_2)^2\}} \quad (3.10)$$

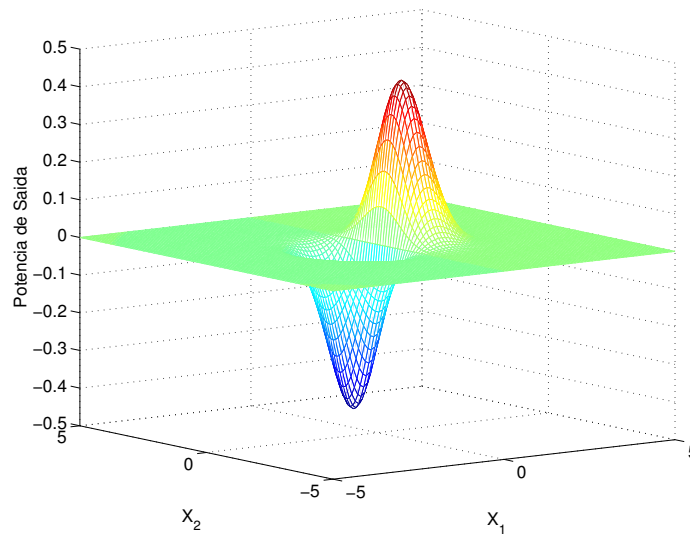


Figura 3.9: Superfície da Função $y = x_1 \cdot e^{\{-(x_1)^2 - (x_2)^2\}}$

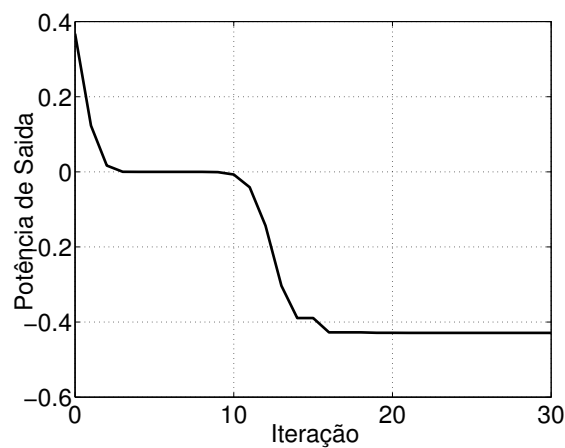


Figura 3.10: Valores de Saída da Função $y = x_1 \cdot e^{\{-(x_1)^2 - (x_2)^2\}}$ pelo Número de Iterações

Começando os teste foi escolhido os parâmetros iniciais como: valores de $x_1 = 1$ e $x_2 = 0$, $\Delta x = 0.5$ e o fator de redução do Δx igual a $fator = 0.5$.

Outro parâmetro importante a ser escolhido no início do programa é o número de iterações que o algoritmo deve efetuar para alcançar o menor valor da função.

Na Figura 3.9 pode-se observar a superfície da função gerada pela equação 3.10. Observe que a superfície possui um ponto de máximo e mínimo. Como foi mencionado, foram escolhidos como pontos iniciais da função $x_1 = 1$ e $x_2 = 0$. O ponto de máximo da função está próximo de $+0,4$, como mostram as Figura 3.9 e 3.10.

As Figuras 3.10 e 3.11 mostram a eficiência do algoritmo, onde vemos a evolução dos coeficientes x_1 e x_2 e a redução do valor da função até o seu mínimo esperado.

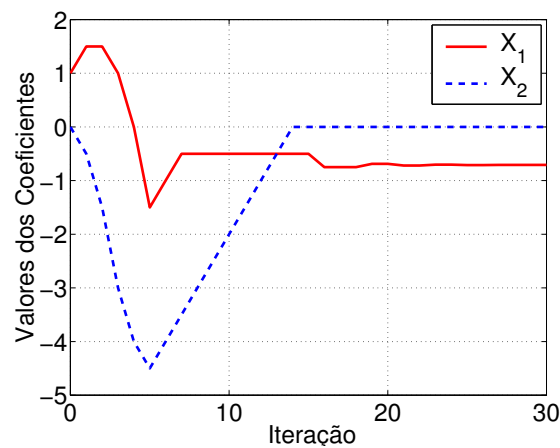


Figura 3.11: Ajuste dos Coeficientes x_1 e x_2 na Função $y = x_1 \cdot e^{\{-(x_1)^2 - (x_2)^2\}}$ ao longo das Iterações

Efetuada uma nova simulação, agora foram escolhidos novos valores iniciais com $x_1 = -16$ e $x_2 = 9$. Observe que o algoritmo encontra o mínimo da função esperado com um pouco mais de iterações, como pode ser visto nas Figuras 3.12 e 3.13.

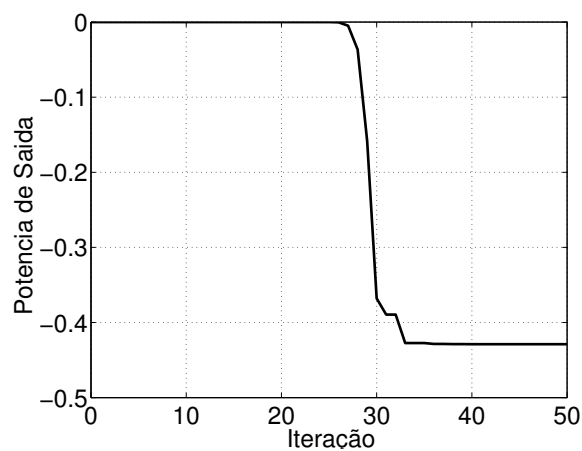


Figura 3.12: Valores de Saída da Função $y = x_1 \cdot e^{\{-(x_1)^2 - (x_2)^2\}}$ com Valores Iniciais Diferentes

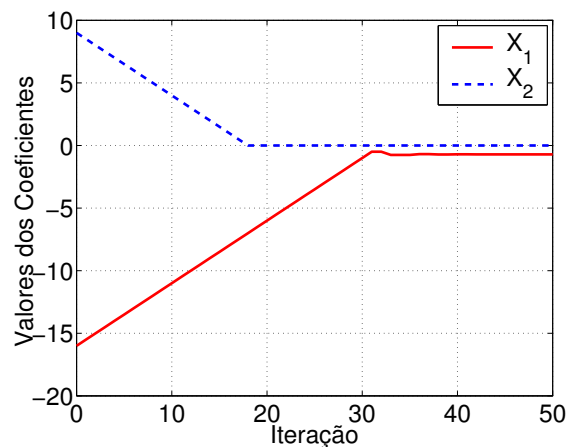


Figura 3.13: Ajuste dos Coeficientes x_1 e x_2 como Valores Iniciais Diferentes

3.4 Conclusão da Implementação do Método de Hooke e Jeeves

Após entender o funcionamento deste método [9] [7], foi elaborado o algoritmo, no software Matlab, para verificar seu desempenho na busca do mínimo local de uma função qualquer de duas variáveis.

Este algoritmo é empregado nos linearizadores, com objetivo de reduzir os produtos de intermodulações gerados pela não linearidade do amplificador de potência em RF.

Este estudo inicial utiliza um algoritmo que busca mínimos locais das funções de trabalho em questão. Para melhorar o desempenho dos resultados da otimização, novas técnicas que buscam o mínimo global das funções de trabalho podem ser utilizadas, como por exemplo o Algoritmo Genético (Anexo A).

Capítulo 4

Linearizador Proposto

4.1 Linearizador por Pré-distorção em RF

Como foi visto na teoria sobre linearização por pré-distorção, há muitas técnicas que podem ser empregadas em RF, FI e banda básica.

Nesta dissertação será utilizada uma pré-distorção de RF adaptativa, cujo objetivo é reduzir os produtos de intermodulação gerados por amplificadores de potência em RF.

Este método de adaptação é menos complexo que os métodos de linearização adaptativos que empregam técnicas de pré-distorção digital com feedback [1].

A pré-distorção adaptativa em RF emprega uma técnica de pré-distorção baseada em duas funções de trabalho adaptativas, formadas por polinômios quadráticos que representam as não-linearidades inversas do amplificador de potência em RF compostas da amplitude e fase do sinal de saída, que são equivalentes às curvas AM/AM e AM/PM inversas do amplificador, respectivamente.

Este tipo de pré-distorção é capaz de ajustar continuamente mudanças na característica do amplificador devido às mudanças de temperatura, degradação do transistor e variações de potência. Uma das vantagens neste tipo de pré-distorção em RF é que independe do tipo de modulação [8] [9].

4.1.1 Introdução

O circuito linearizador empregado é mostrado na Figura 4.1. Nesta técnica será inserido um modelo não linear que gera produtos de intermodulação com mesma amplitude, porém em anti-fase (180°) com os produtos de intermodulação gerados pelo amplificador de potência em RF.

Este modelo não linear consiste numa pré-distorção cartesiano de ajuste de ganho complexo que controla amplitude e fase do sinal de entrada.

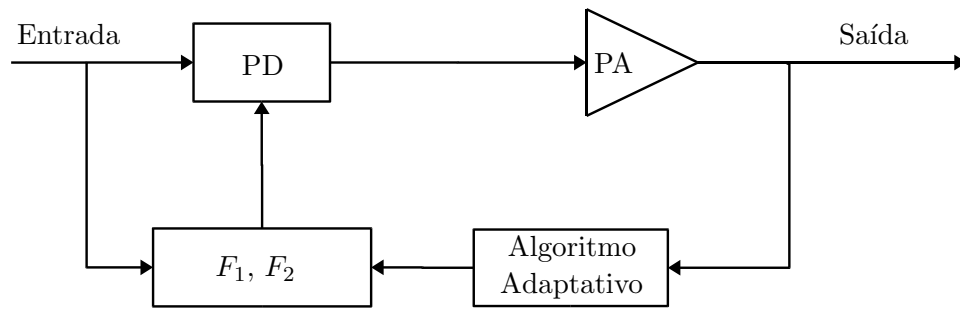


Figura 4.1: Diagrama em blocos do pré-distorcedor de RF

4.1.2 Modelo Matemático para a Pré-distorção em RF

A Figura 4.2 mostra o diagrama em blocos do linearizador por pré-distorção em RF em detalhes [8]. O sinal de pré-distorção $v_{pd}(t)$ é obtido pela multiplicação das componentes em fase (I) e quadratura (Q), que são formadas pelo sinal em banda passante de entrada $v_{in}(t)$ e pelas duas funções não lineares de segunda ordem (F_1 e F_2).

As duas funções não lineares de segunda ordem F_1 e F_2 interpolam a potência de não linearidades AM/AM e AM/PM inversas do amplificador de potência. Os coeficientes das funções F_1 e F_2 são ajustados com auxílio de um algoritmo adaptativo que utiliza como referência uma amostra do sinal de saída do amplificador $v_{out}(t)$. Este sinal chega ao algoritmo contendo o valor dos níveis dos produtos de intermodulação de terceira e quinta ordem.

Monitorando a potência fora da banda do amplificador, é possível ajustar os coeficientes das funções F_1 e F_2 para minimizar os valores de potência das intermodulações.

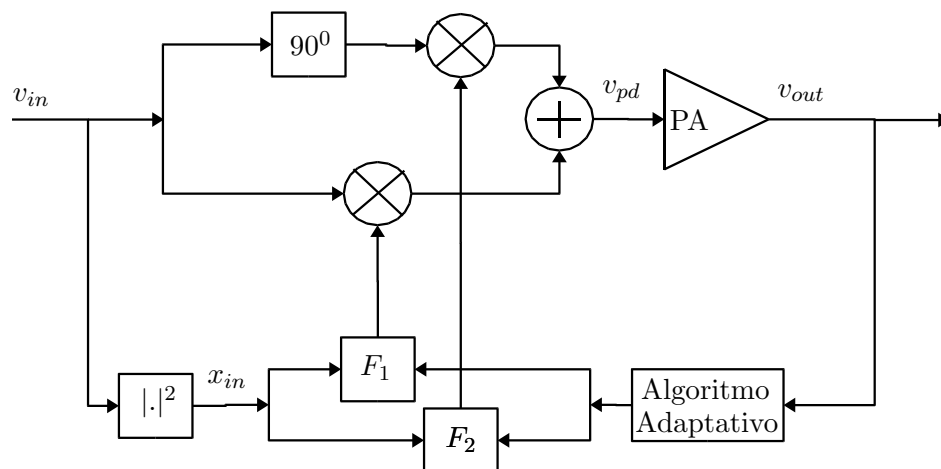


Figura 4.2: Diagrama em blocos da pré-distorção em RF com detalhes

As duas funções de segunda ordem (F_1 e F_2) são geradas a partir da magni-

tude ao quadrado do sinal de entrada. Então fazendo $x_{in}(t) = |v_{in}|^2(t)$, pode-se escrever as duas funções como:

$$\begin{aligned} F1\{x_{in}(t)\} &= f_{11} + f_{13} x_{in}(t) + f_{15} x_{in}^2(t) \\ F2\{x_{in}(t)\} &= f_{21} + f_{23} x_{in}(t) + f_{25} x_{in}^2(t) \end{aligned} \quad (4.1)$$

onde os coeficientes f_{ij} são grandezas complexas. Os coeficientes de ordem zero controlam o sinal da fundamental entrando no amplificador de potência. Os outros coeficientes controlam os produtos de intermodulação de terceira e quinta ordem.

Somando as duas funções de segunda ordem (F_1 e F_2), o ganho complexo da pré-distorção $F\{x_{in}(t)\}$ pode ser expresso como:

$$\begin{aligned} F\{x_{in}(t)\} &= F1\{x_{in}(t)\} + j F2\{x_{in}(t)\} \\ &= F(|v_{in}(t)|^2) \\ &= (f_{11} + j f_{21}) + (f_{13} + j f_{23}) x_{in}(t) + (f_{15} + j f_{25}) x_{in}^2(t) \\ &= f_1 + f_3 x_{in}(t) + f_5 x_{in}^2(t) \end{aligned} \quad (4.2)$$

O sinal na saída da pré-distorção, $v_{pd}(t)$, é representado pela multiplicação de $F\{x_{in}(t)\}$ com o sinal de entrada v_{in} , que pode ser escrito como:

$$\begin{aligned} v_{pd}(t) &= v_{in}(t) \cdot F\{x_{in}(t)\} \\ &= f_1 v_{in}(t) + f_3 v_{in}(t) x_{in}(t) + f_5 v_{in}(t) x_{in}^2(t) \\ &= f_1 v_{in}(t) + f_3 v_{in}(t) |v_{in}|^2(t) + f_5 v_{in}(t) |v_{in}|^4(t) \end{aligned} \quad (4.3)$$

Na equação 4.3 pode-se notar a dependência do sinal pré-distorcido (v_{pd}) do sinal de entrada (v_{in}), que descreve a saída da pré-distorção. As componentes de terceira (f_3) e quinta ordem (f_5), podem ser manipuladas por estes coeficientes e assim reduzir os produtos de intermodulação do amplificador de potência.

O sinal de saída do amplificador de potência, v_{out} , pode ser encontrado de forma similar à pré-distorção. Primeiro, definindo a envoltória do sinal pré-distorcido como:

$$\begin{aligned} x_{pd}(t) &= |v_{pd}(t)|^2 \\ &= x_{in}(t) \cdot |F\{x_{in}(t)\}|^2 \end{aligned} \quad (4.4)$$

Similarmente como realizado na pré-distorção, podemos modelar o ganho com-

plexo do amplificador como:

$$\begin{aligned}
A\{x_{pd}(t)\} &= A1\{x_{pd}(t)\} + j A2\{x_{pd}(t)\} \\
&= A(|v_{pd}(t)|^2) \\
&= (a_{11} + j a_{21}) + (a_{13} + j a_{23}) x_{pd}(t) + (a_{15} + j a_{25}) x_{pd}^2(t) \\
&= a_1 + a_3 x_{pd}(t) + a_5 x_{pd}^2(t)
\end{aligned} \tag{4.5}$$

onde os coeficientes a_1 , a_3 e a_5 representam a série de potência complexa do amplificador, e as funções $A1\{x_{pd}(t)\}$ e $A2\{x_{pd}(t)\}$ representam as não linearidades AM/AM e AM/PM respectivas. Então, o sinal de saída do amplificador pode ser escrito como:

$$\begin{aligned}
v_{out}(t) &= v_{pd}(t) \cdot A\{x_{pd}(t)\} \\
&= v_{pd}(t) \cdot A(|v_{pd}(t)|^2)
\end{aligned} \tag{4.6}$$

Pode-se observar que ambas funções $F(|v_{in}(t)|^2)$ e $A(|v_{pd}(t)|^2)$ dependem apenas da potência do sinal de entrada e não de sua fase.

Combinando as equações 4.3, 4.4 e 4.6, pode-se reescrever o sinal de saída do amplificador como:

$$\begin{aligned}
v_{out}(t) &= v_{in}(t) \cdot F\{x_{in}(t)\} \cdot A\{x_{pd}(t)\} \\
&= v_{in}(t) \cdot F\{x_{in}(t)\} \cdot A\{x_{in}(t) \cdot |F(x_{in}(t))|^2\}
\end{aligned} \tag{4.7}$$

O ganho complexo total do sistema pode ser encontrado como:

$$G\{x_{in}(t)\} = \frac{v_{out}(t)}{v_{in}(t)} = F\{x_{in}(t)\} \cdot A\{x_{in}(t) \cdot |F(x_{in}(t))|^2\} \tag{4.8}$$

Com base no ganho complexo total, pode-se modelar todo sistema por uma série de potência complexa truncada na quinta ordem:

$$\begin{aligned}
G\{x_{in}(t)\} &= G1\{x_{in}(t)\} + j G2\{x_{in}(t)\} \\
&= (g_{11} + j g_{21}) + (g_{13} + j g_{23}) x_{in}(t) + (g_{15} + j g_{25}) x_{in}^2(t) \\
&= g_1 + g_3 x_{in}(t) + g_5 x_{in}^2(t)
\end{aligned} \tag{4.9}$$

E o sinal de saída agora pode ser dado por:

$$\begin{aligned}
 v_{out}(t) &= v_{in}(t) \cdot G\{x_{in}(t)\} \\
 &= g_1 v_{in}(t) + g_3 v_{in}(t) x_{in}^2(t) + g_5 v_{in}(t) x_{in}^4(t) \\
 &= g_1 v_{in}(t) + g_3 v_{in}(t) |v_{in}|^2(t) + g_5 v_{in}(t) |v_{in}|^4(t) \quad (4.10)
 \end{aligned}$$

Para encontrar a relação entre os coeficientes do ganho total do sistema ($G\{x_{in}(t)\}$) em relação ao ganho do amplificador ($A\{x_{pd}(t)\}$) e da pré-distorção ($F\{x_{in}(t)\}$) é feita a igualdade das equações 4.7 e 4.10:

$$\begin{aligned}
 G\{x_{in}(t)\} &= F\{x_{in}(t)\} \cdot A\{x_{pd}(t)\} \\
 \{g_1 + g_3 x_{in}(t) + g_5 x_{in}^2(t)\} &= \\
 \{f_1 + f_3 x_{in}(t) + f_5 x_{in}^2(t)\} \cdot \\
 \{a_1 + a_3 x_{in}(t) |F\{x_{in}(t)\}|^2 + a_5 x_{in}^2(t) |F\{x_{in}(t)\}|^2\} \quad (4.11)
 \end{aligned}$$

Efetuando a relação entre os coeficientes (cálculos no Anexo B) e re-ordenando os termos de ordens zero, primeira e segunda, resulta a seguinte relação:

$$\begin{aligned}
 g_1 &= f_1 a_1 \\
 g_3 &= f_3 a_1 + f_1 a_3 |f_1|^2 \\
 g_5 &= f_5 a_1 + f_3 a_3 |f_1|^2 + f_1 a_5 |f_1|^4 + 2f_1 a_3 \Re(f_1 f_3^*) \quad (4.12)
 \end{aligned}$$

onde f_3^* denomina o conjugado complexo de f_3 .

Agora, conhecendo a relação entre os coeficientes de pré-distorção $F\{x_{in}(t)\}$, do amplificador de potência $A\{x_{pd}(t)\}$, e da saída total do sistema $G\{x_{in}(t)\}$, pode-se escolher os coeficientes f_1 , f_3 e f_5 da pré-distorção capazes de reduzir ou eliminar os produtos de intermodulação de terceira (a_3) e quinta ordem (a_5) do amplificador de potência. A Figura 4.2 mostra o laço que alimenta o algoritmo adaptativo para efetuar os ajustes dos coeficientes da pré-distorção.

4.2 Linearizador por Alimentação Direta

Como visto na teoria sobre o linearizador por alimentação direta, o sinal de saída é uma réplica do sinal de entrada amplificado, apenas com os atrasos dos dispositivos, e de forma ideal, sem nenhuma distorção do amplificador principal como mostrado na equação 2.9, considerando o amplificador de erro linear. Este equacionamento desenvolvido na seção 2.4 mostra o funcionamento deste linearizador de forma ideal pois não prevê os problemas dos sinais mal combinados nas entradas dos somadores S_1 e S_2 do circuito.

4.2.1 Modelo Matemático para a Alimentação Direta

O modelo proposto do linearizador por alimentação direta é baseado em dois sistemas de realimentação negativa (*feedback*) [1] que controlam os sinais de entrada antes de cada somador, corrigindo sua amplitude e sua fase mal combinada nos laços de erro e de correção.

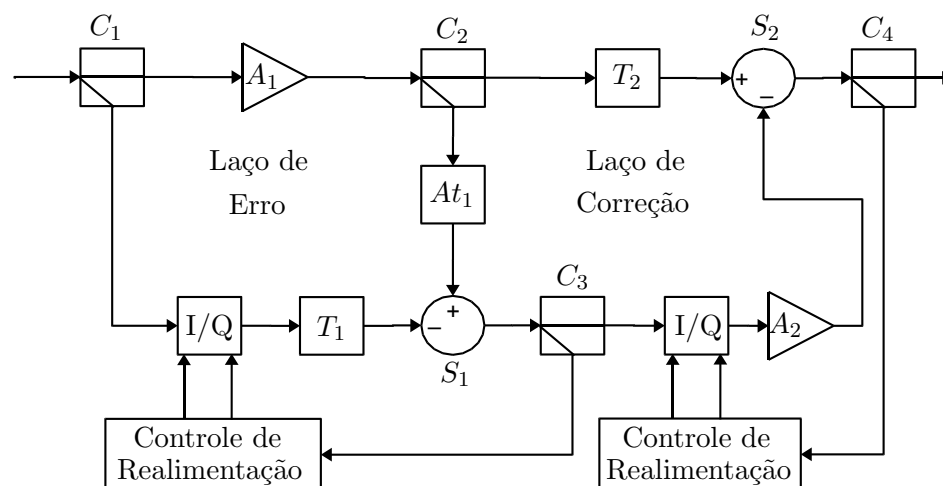


Figura 4.3: Modelo Proposto do Linearizador por Alimentação Direta

Esta configuração é mostrada na Figura 4.3, onde o primeiro controle de realimentação atua no laço de erro que retira uma amostra na saída do somador S_1 e com auxílio de um algoritmo adaptativo realiza o ajuste dos coeficientes em quadratura (Q) e fase (I), tomando como referência os tons fundamentais. O objetivo do laço de erro é obter na saída deste somador, apenas o sinal de distorção gerado pelo amplificador principal, minimizando os tons das fundamentais. No segundo laço, outro controle de realimentação atua antes do amplificador de erro, também para corrigir a fase e o ganho na entrada no somador S_2 . Sua referência para o controle de realimentação do laço de correção é retirada da amostra do sinal de saída do linearizador. Também com auxílio de um algoritmo adaptativo

atua na minimização dos produtos de intermodulação de terceira e quinta ordem.

O algoritmo empregado neste trabalho é o método de Hooke e Jeeves [7] que se mostrou ideal para atuar em situações em que não é exigida uma rápida convergência por parte do algoritmo.

O modelo cartesiano de ajuste de ganho complexo é um dispositivo que corrige os problemas de amplitude e fase mal combinados nos laços. Este modelo cartesiano é mostrado na Figura 4.4. Seu sinal de saída pode ser representado pela equação 4.13, tendo um sinal cossenoidal na entrada.

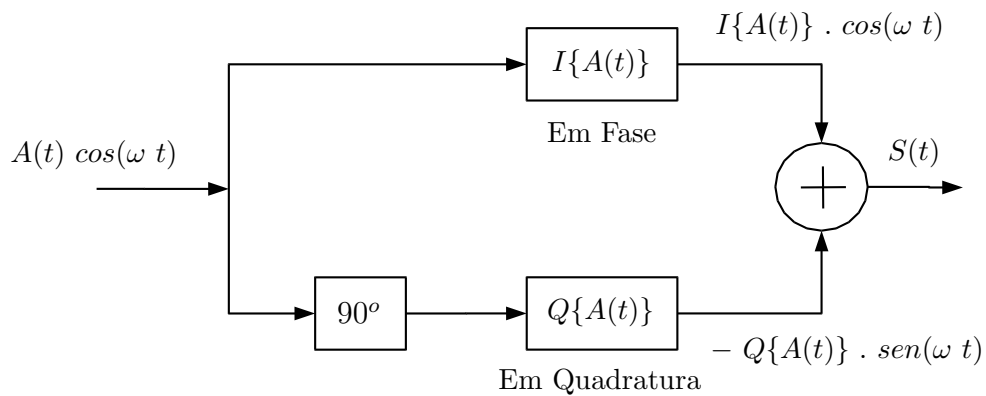


Figura 4.4: Modelo Cartesiano de Ajuste de Ganho Complexo

$$S(t) = I\{A(t)\} \cdot \cos(\omega t) - Q\{A(t)\} \cdot \sin(\omega t) \quad (4.13)$$

Este modelo mostrado na Figura 4.4 será usado para implementar o modelo cartesiano de forma computacional, usando a equação 4.13. E consta do anexo D.3.4, juntamente com os programas usados para simular o linearizador.

4.3 Linearizador Composto: Pré-distorção com Alimentação Direta

Como vista na técnica por alimentação direta, os dois laços do linearizador possuem controles de realimentação para reduzir os problemas de má combinação das fases de seus componentes, para que o sinal de saída possa reduzir os níveis de intermodulação gerados pelo amplificador de potência em RF.

O linearizador proposto nesta seção sugere que antes de efetuar a linearização por alimentação direta, sejam reduzidos os níveis de intermodulação do amplificador principal, sem precisar modificar seu ponto de operação (*back-off*), para se obter na saída um sinal com os níveis de distorções mais reduzidos.

Esta redução pode ser realizada utilizando o linearizador por pré-distorção antes do linearizador por alimentação direta.

A Figura 4.5 mostra o linearizador proposto com estas duas técnicas, combinando a pré-distorção com alimentação direta (*"feedforward"*).

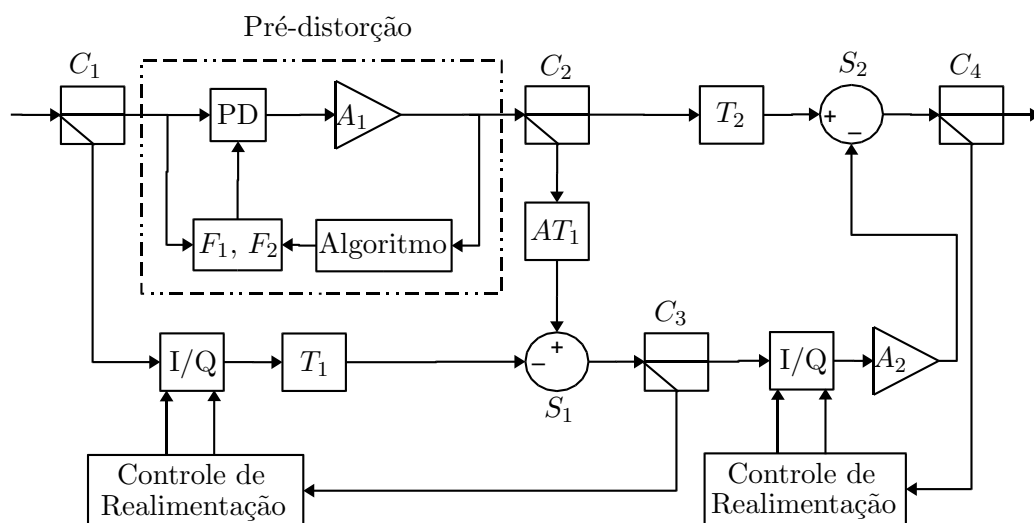


Figura 4.5: Modelo do Linearizador Combinando a Pré-distorção com Alimentação Direta

Então, empregando as teorias vistas dos linearizadores propostos nestas duas técnicas, pode-se obter na saída, um sinal com menos distorção e baixos níveis de intermodulações.

Capítulo 5

Simulação do Amplificador Não Linear

O amplificador de potência em RF a ser linearizado é um modelo usado pelo software ADS que utiliza um transistor MOSFET cujas medidas são similares ao comportamento do dispositivo MRF9742 da Motorola®.

Para se obter as características deste amplificador usado nos exemplos do ADS foram realizadas dois tipos de simulações. Primeiro foram levantados as curvas características AM/AM e AM/PM do amplificador, utilizando um sinal com um tom senoidal de potência de entrada variável. Depois, usando dois tons senoidais de mesma potência, foi possível verificar os níveis dos produtos de intermodulações, no sinal de saída do amplificador de potência.

Em seguida, com os dados obtidos no ADS foram realizadas simulações no Matlab para retirar os coeficientes, (Anexo D.4.7), que representam o amplificador de RF em teste no ADS. Obtidos os coeficientes, foram feitas simulações com os mesmo coeficientes no Matlab e verificado se o sinal de saída mostrava-se parecido ao obtido no ADS.

O objetivo destes ensaios foi mostrar que mesmo sem conhecer o comportamento não linear do amplificador de potência em RF, podemos representá-lo através de séries de potência com valores extraídos de suas curvas características AM/AM e AM/PM.

É importante mencionar que os valores destes coeficientes são aproximações dos mínimos quadrados. Então ao efetuar a simulação no Matlab, tem-se um sinal de saída próxima ao encontrado no ADS, pois neste é utilizado um método numérico do balanço harmônico (MBH). Para modelar com precisão as características deste amplificador e obter-se valores mais aproximados do amplificador em teste, do ADS, seria preciso uma análise do modelo empregado e a utilização de métodos de análise mais precisos como, por exemplo, as Séries de Volterra,

para representar o amplificador de potência de forma analítica.

5.1 Simulações no ADS do Amplificador de Potência

No ADS são realizados primeiramente as medidas para traçar as curvas características AM/AM e AM/PM do amplificador de potência em RF.

Com o sinal de entrada, com tom senoidal, é realizado uma varredura na potência disponível da fonte, e medido ponto a ponto os valores da potência de saída, tanto em amplitude como em fase. Estes valores podem ser vistos na Tabela 5.1 e suas curvas AM/AM e AM/PM nas respectivas Figuras 5.1 e 5.2.

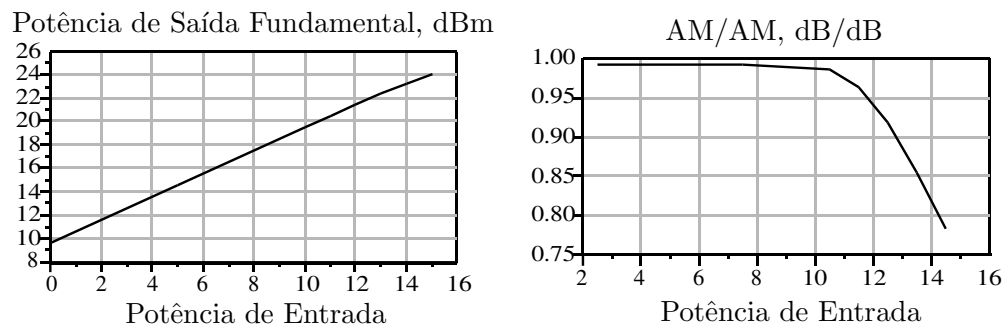


Figura 5.1: Curva Característica AM/AM do amplificador em teste

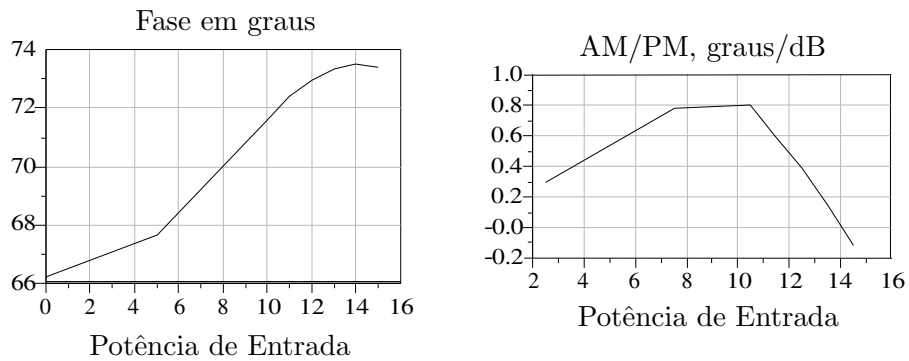


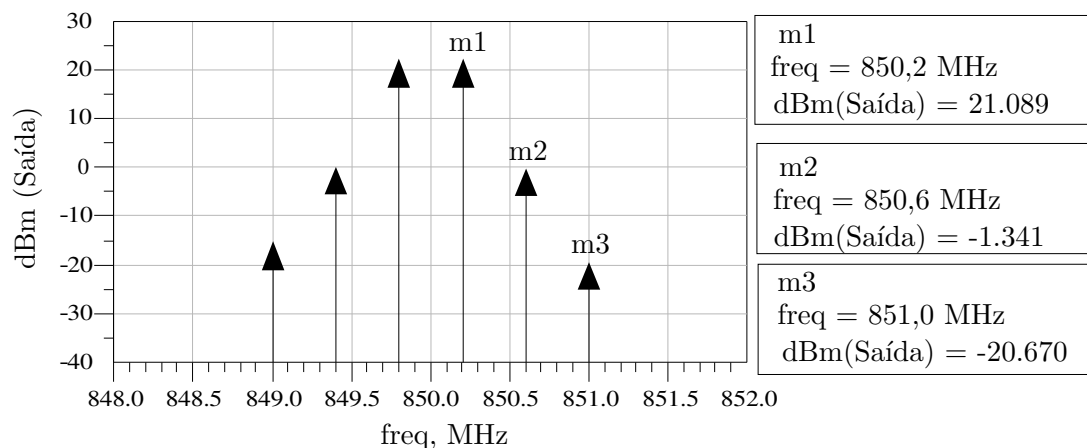
Figura 5.2: Curva Característica AM/PM do amplificador em teste

Tabela 5.1: Valores de Saída em Amplitude e Fase Variando-se a Potência de Entrada

| Potência da Fonte disponível, dBm | Potência de Saída da fundamental, dBm | Delta Fase de Saída, graus |
|-----------------------------------|---------------------------------------|----------------------------|
| 0.000 | 9.616 | 0.000 |
| 5.000 | 14.579 | 1.463 |
| 10.000 | 19.540 | 5.387 |
| 11.000 | 20.526 | 6.191 |
| 12.000 | 21.489 | 6.788 |
| 13.000 | 22.406 | 7.173 |
| 14.000 | 23.262 | 7.316 |
| 15.000 | 24.045 | 7.198 |

A Figura 5.1 mostra dois gráficos de características AM/AM, um com a variação da potência de saída pela potência de entrada e outro gráfico com uma relação em dB/dB, que possibilita verificar melhor a compressão da potência de saída. O ideal seria obter esta relação constante ao longo da variação da potência de entrada.

A Figura 5.2 mostra dois gráficos de características AM/PM, um com a variação da fase de saída pela potência de entrada, o outro gráfico com a relação graus/dB, em que o ideal seria uma relação linear ao longo da variação da potência de entrada.

**Figura 5.3:** Sinal de Saída do Amplificador de Potência em RF, Não Linear, no ADS

Levantadas as características do amplificador de potência em RF é realizado um ensaio aplicando um sinal de entrada no amplificador com dois tons senoidais de mesma potência com níveis de +13dBm, e realizando medidas na saída do amplificador, verificando os níveis de potência dos produtos de intermodulações de terceira e quinta ordem, conforme Figura 5.3.

Com estes ensaios no ADS é possível, de forma similar, efetuar no Matlab as

mesmas simulações, para verificar se o modelo do amplificador usado pode ser utilizado nos linearizadores.

5.2 Simulações no Matlab do Amplificador de Potência

Utilizando um programa no Matlab (Anexo D.2) e com os dados na tabela 5.1, pode-se descrever as características do amplificador obtidas com os coeficientes da série de potência que representam o amplificador em teste usado no ADS. Estes coeficientes são usados nas equações de segundo grau, que representam as características aproximadas, AM/AM e AM/PM, do amplificador de potência:

$$\begin{aligned} A1\{x_{in}(t)\} &= a_{11} + a_{13} x_{in}(t) + a_{15} x_{in}^2(t) \\ A2\{x_{in}(t)\} &= a_{21} + a_{23} x_{in}(t) + a_{25} x_{in}^2(t) \end{aligned} \quad (5.1)$$

Os gráficos gerados pelo Matlab nas Figuras 5.4 e 5.5, representam em azul e pontilhado a curva do ADS e em vermelho contínuo o resultado da aproximação dos mínimos quadrados após simulações, com programa no Anexo D.4.7, com os coeficientes do amplificador.

Os coeficientes gerados após as simulações são mostrados na Tabela 5.2.

Tabela 5.2: *Coefficientes das características do amplificador de RF*

| Coeficientes Complexos | | | |
|------------------------|---------|-----|---------|
| a11 | 9.5727 | a21 | -0.3816 |
| a13 | 1.0489 | a23 | 0.5832 |
| a15 | -0.0051 | a25 | -0.0021 |

Com os coeficientes das séries de potência que representam as características do amplificador é possível obter o sinal de saída com Matlab e em seguida comparar os resultados com ADS.

Como visto na teoria da seção 4.1.2, o amplificador foi modelado da mesma forma que na pré-distorção. Então, usando um programa no Matlab, Anexo (D.2), pode-se gerar o gráfico do sinal de saída do amplificador de potência. Aplicando um sinal de entrada com dois níveis senoidais de mesma potência, de +13 dBm nas frequências de 849,8 MHz e 850,2 MHz, seus gráficos pode ser vistos nas Figuras 5.6 e 5.7.

O sinal de entrada com dois tons pode ser representado, de forma matemática,

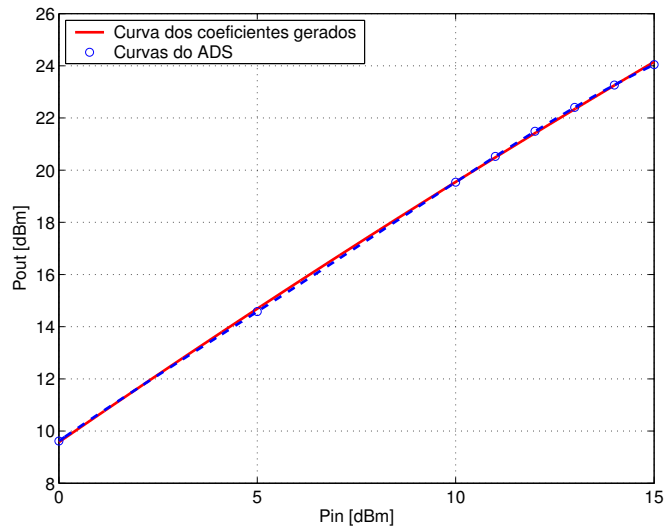


Figura 5.4: Curva Característica AM/AM do amplificador no Matlab

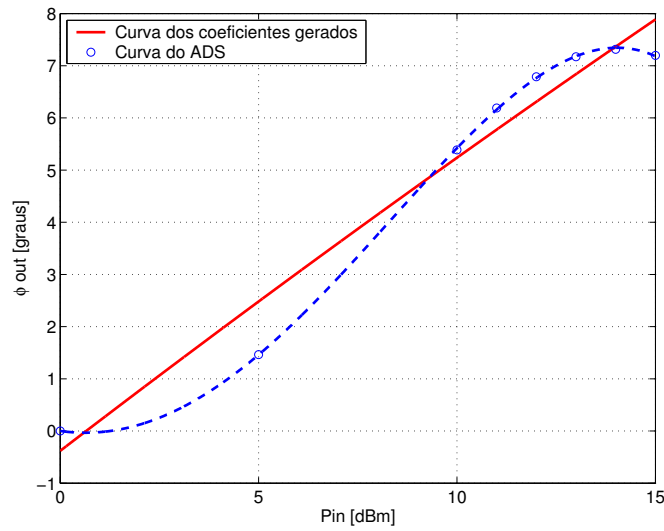


Figura 5.5: Curva Característica AM/PM do amplificador no Matlab

pela equação:

$$v_{in}(t) = V \cos(\omega_1 t) + V \cos(\omega_2 t) \quad (5.2)$$

O modelamento do amplificador será representado da mesma forma que na pré-distorção, com seus coeficientes complexos, como mostrada na equação:

$$\begin{aligned} A\{x_{in}(t)\} &= (a_{11} + j a_{21}) + (a_{13} + j a_{23}) x_{in}(t) + (a_{15} + j a_{25}) x_{in}^2(t) \\ &= a_1 + a_3 x_{in}(t) + a_5 x_{in}^2(t) \end{aligned} \quad (5.3)$$

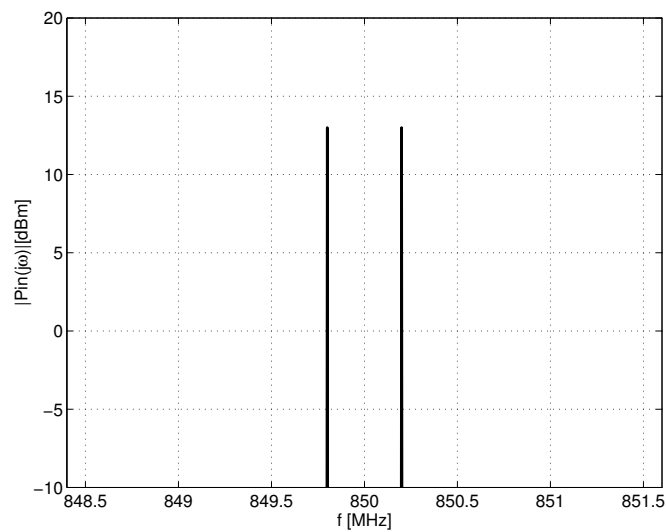


Figura 5.6: *Sinal de Entrada do Amplificador com dois tons Senoidais*

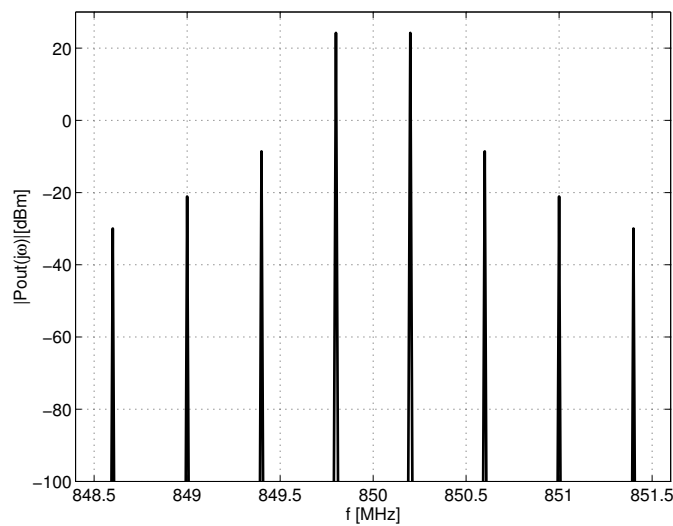


Figura 5.7: *Sinal de Saída do Amplificador sem Linearização*

Então o sinal de saída do amplificador pode ser representada pela equação:

$$\begin{aligned}
 v_{out}(t) &= v_{in}(t) \cdot A\{x_{in}(t)\} \\
 &= a_1 v_{in}(t) + a_3 v_{in}(t) x_{in}(t) + a_5 v_{in}(t) x_{in}^2(t) \\
 &= a_1 v_{in}(t) + a_3 v_{in}(t) |v_{in}|^2(t) + a_5 v_{in}(t) |v_{in}|^4(t) \quad (5.4)
 \end{aligned}$$

Substituindo a equação 5.2 em 5.4, e considerando apenas os termos fundamentais e das intermodulações de terceira e quinta ordem, pode-se reescrever a

equação da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 v_{out}(t) = & \left[a_1 V + a_3 \frac{9V^3}{4} + a_5 \frac{50V^5}{8} \right] \cos(\omega_1 t) + \\
 & \left[a_1 V + a_3 \frac{9V^3}{4} + a_5 \frac{50V^5}{8} \right] \cos(\omega_2 t) + \\
 & \left[a_3 \frac{3V^3}{4} + a_5 \frac{25V^5}{8} \right] \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t] + \\
 & \left[a_3 \frac{3V^3}{4} + a_5 \frac{25V^5}{8} \right] \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t] + \\
 & \left[a_5 \frac{5V^5}{8} \right] \cos[(3\omega_1 - 2\omega_2)t] + \\
 & \left[a_5 \frac{5V^5}{8} \right] \cos[(3\omega_2 - 2\omega_1)t] \tag{5.5}
 \end{aligned}$$

Comparando as Figuras 5.3 e 5.7, pode-se verificar que os valores dos níveis de potências da fundamental, terceira e quinta ordem de intermodulação se aproximam, mas não são precisamente idênticos, já que o método usado para encontrar os coeficientes é uma aproximação, usando séries de potência.

Desta forma foi possível representar um amplificador desconhecido usando série de potência para que posteriormente seja linearizado.

Capítulo 6

Simulação do Linearizador Proposto

6.1 Simulação do Linearizador por Pré-distorção em RF

De início foram realizadas simulações empregando o ADS na técnica de pré-distorção para verificar a linearização do sinal na saída do amplificador de potência em RF.

Em seguida foram feitas simulações usando o Matlab. Neste modelo de pré-distorção foram usados dois programas. O primeiro modelo é baseado na simulação numérica estudada, usando uma equação que representa o sinal de saída do amplificador, Anexo (D.4). O segundo modelo é também baseado nas funções de trabalho estudadas, mas seus parâmetros de otimização são obtidos dos níveis de magnitude do sinal na saída do amplificador, Anexo (D.2.1), o que será adotado nos demais programas que requerem a pré-distorção.

6.1.1 Simulações no ADS com a Pré-distorção

O software ADS possui um conjunto de exemplos de diversos métodos de linearizadores. Na pré-distorção está sendo usado um modelo que utiliza um algoritmo de minimização pelo método gradiente e emprega as mesmas funções de trabalho vistas na teoria da seção 4.1.2,[8] e [9], cujo o objetivo é ajustar os coeficientes que atuam nas intermodulações de terceira e quinta ordem. No modelo do ADS, mostrado na Figura 6.1, a pré-distorção é feita por um bloco chamado **Ajuste de Ganho Complexo**, que utiliza o princípio da pré-distorção cartesiana mostrada

na Figura 2.11, separando a fase e a magnitude do sinal, trabalhando com os valores das curvas características AM/AM e AM/PM retiradas da saída do amplificador de potência.

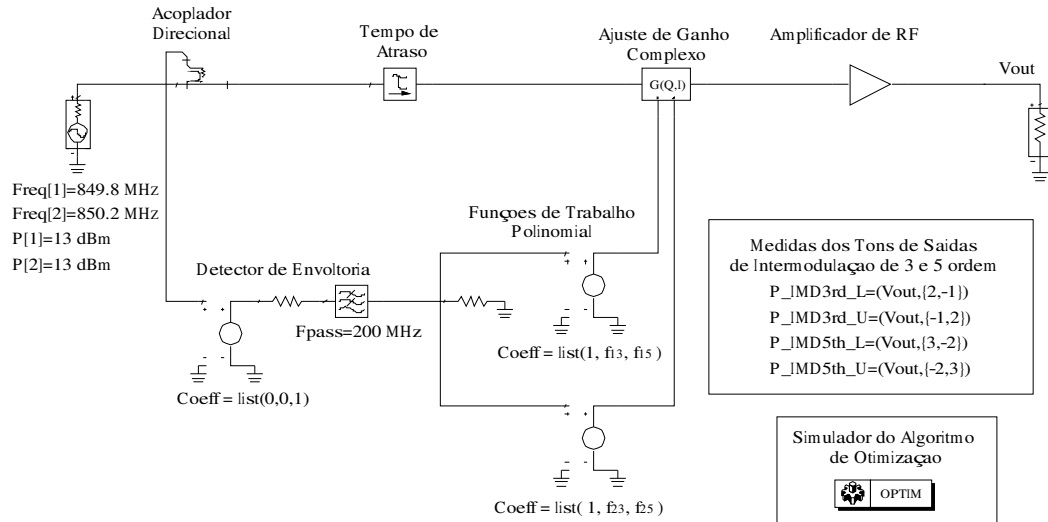


Figura 6.1: Circuito no ADS Empregando a Linearização por Pré-distorção

A simulação deste linearizador por pré-distorção é realizado aplicando um sinal de entrada de dois tons senoidais de mesma amplitude de + 13 dBm, nas frequências de 849,8 MHz e 850,2 MHz.

Após realizar a simulação por pré-distorção no ADS, pode-se verificar a redução dos níveis de intermodulação de terceira e quinta ordem, vista na Figura 6.2, se comparado com o sinal de saída do amplificador mostrada na Figura 5.3.

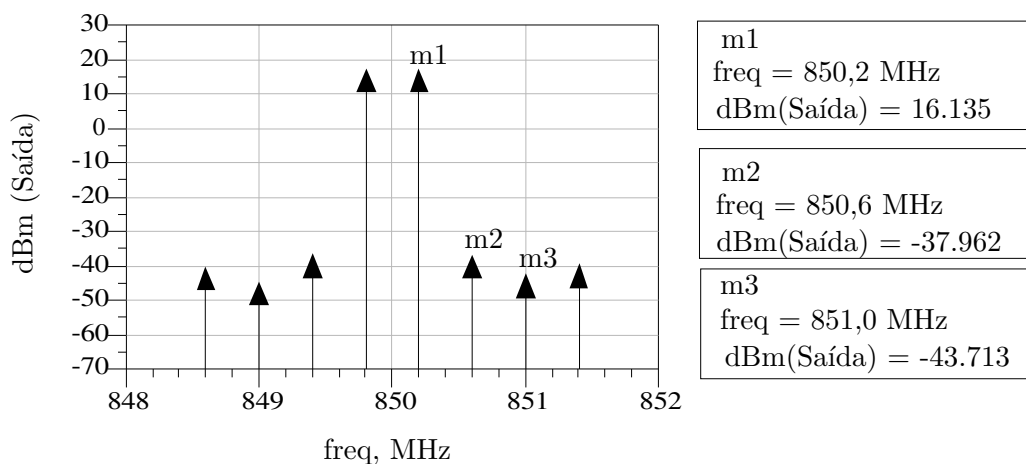


Figura 6.2: Sinal de Saída do Amplificador com Pré-distorção no ADS

Na Figura 6.3 pode-se acompanhar a evolução dos coeficientes das funções de trabalho adaptativas ao longo das iterações realizadas no ADS.

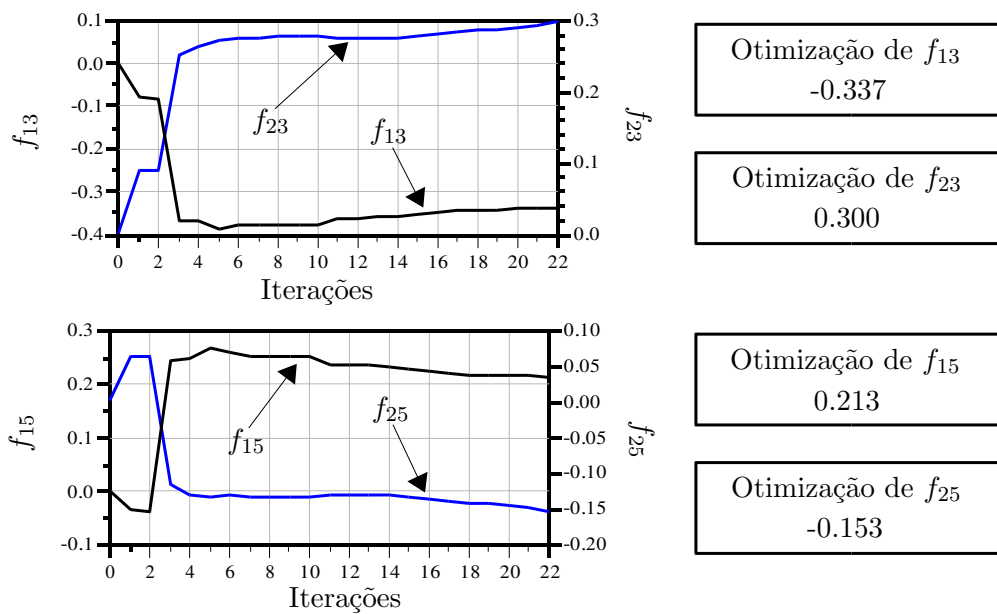


Figura 6.3: Coeficientes das Funções de Trabalho Adaptativas na Pré-distorção no ADS

Os resultado do ADS foram uma redução de -37 dB nos produtos de intermodulação de terceira ordem e -27 dB na de quinta ordem.

6.1.2 Primeiro Modelo Utilizado nas Simulações do Matlab na Pré-distorção

Usando o modelo do amplificador de potência em RF, visto na seção 4.1.2, obtido através de série de potência com os dados das curvas características AM/AM e AM/PM do amplificador em teste, pode-se agora utilizar a teoria do linearizador proposta para reduzir os níveis das intermodulações utilizando o Matlab.

Novamente será usado o mesmo nível na entrada, dois tons senoidais de mesma potência, + 13dBm e frequências de 849,8 MHz e 850,2 MHz, como mostra a Figura 5.6. Este sinal de entrada é representado, de forma matemática, pela equação 5.2.

Na saída do amplificador de potência em RF, obtém-se o efeito da combinação da pré-distorção e do amplificador Com isso, nosso sinal de saída pode ser reescrito

da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
 v_{out}(t) = & \left[g_1 V + g_3 \frac{9V^3}{4} + g_5 \frac{50V^5}{8} \right] \cos(\omega_1 t) + \\
 & \left[g_1 V + g_3 \frac{9V^3}{4} + g_5 \frac{50V^5}{8} \right] \cos(\omega_2 t) + \\
 & \left[g_3 \frac{3V^3}{4} + g_5 \frac{25V^5}{8} \right] \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t] + \\
 & \left[g_3 \frac{3V^3}{4} + g_5 \frac{25V^5}{8} \right] \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t] + \\
 & \left[g_5 \frac{5V^5}{8} \right] \cos[(3\omega_1 - 2\omega_2)t] + \\
 & \left[g_5 \frac{5V^5}{8} \right] \cos[(3\omega_2 - 2\omega_1)t]
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

É possível observar que os níveis do sinal da fundamental e os de intermodulação dependem do ganho complexo total do sistema $G\{x_{in}(t)\}$.

Conhecendo a relação dos coeficientes do ganho total da pré-distorção e do amplificador, mostrada na equação 4.12, mais a equação 6.1, que representa o sinal de saída do amplificador, é utilizado o algoritmo adaptativo de Hooke e Jeeves, atuando nos coeficientes complexos da pré-distorção de terceira (f_{13} e f_{23}) e quinta ordem (f_{15} e f_{25}), de tal forma a minimizar as intermodulações na saída do amplificador.

O resultado desta simulação utilizando o Matlab pode ser vista na Figura 6.4, que mostra a redução dos produtos de intermodulação, se comparados com a Figura 5.7.

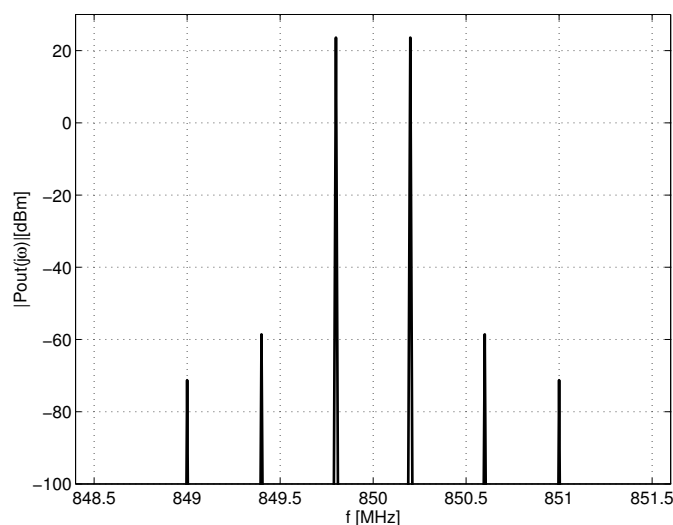


Figura 6.4: Sinal de Saída do Amplificador com Linearização

Na Figura 6.5 pode ser visto a evolução dos coeficientes complexos na pré-distorção.

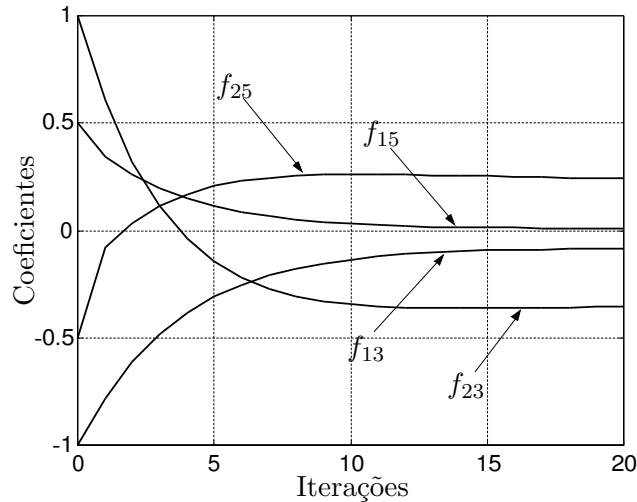


Figura 6.5: Coeficientes das Funções de Trabalho Adaptativas na Pré-distorção

A Tabela 6.1 mostra os valores encontrados pelo algoritmo de Hooke e Jeeves, na implementação do Matlab.

Tabela 6.1: Coeficientes Adaptativos na Implementação da Pré-distorção

| Coeficientes Complexos | | | |
|------------------------|---------|----------|---------|
| f_{13} | -0.0849 | f_{23} | -0.3551 |
| f_{15} | 0.0099 | f_{25} | 0.2429 |

Como resultado se obteve uma redução dos níveis de intermodulações em torno de -50 dB.

6.1.3 Segundo Modelo Utilizado nas Simulações do Matlab na Pré-distorção

No primeiro modelo da pré-distorção, seção 6.1.2, foi simulado, no Matlab, o programa do Anexo D.4, em que a referência para otimização dos coeficientes foi baseado em valores da função matemática da equação 6.1, que representam o sinal de saída do amplificador com a fundamental e as intermodulações de terceira e quinta ordem. Para uma primeira simulação houve bons resultados na redução dos níveis de intermodulação, Figura 6.4.

Neste segundo modelo, Anexo D.2.1, a referência para redução dos produtos de intermodulação de terceira e quinta ordem foram seus próprios níveis de

magnitude no sinal de saída do linearizador a cada iteração do programa, e não mais a equação 6.1. Este segundo modelo será usado ao longo deste trabalho, que mesmo com um nível de redução menor das intermodulações, aproxima-se mais de um linearizador usado em implementações reais.

Este primeiro modelo foi mantido neste trabalho, pois emprega a teoria vista do linearizador por pré-distorção e pode ser usado como base para trabalhos futuros e implementações. Este modelo foi empregado no artigo [20] (*Computational Result for Adaptive Predistortion Applied on Linearization of RF Power Amplifiers*).

Efetuada a simulação usando o segundo modelo, também são aplicados na entrada do linearizador dois tons senoidais de mesma potência, +13 dBm, e frequências de 849,2 MHz e 850,2 MHz.

A Figura 6.6 mostra o sinal de saída do amplificador de potência em RF sem o linearizador por pré-distorção.

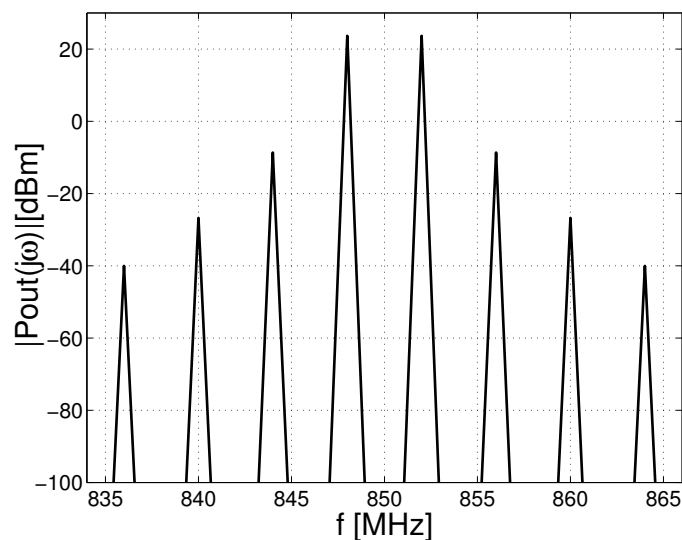


Figura 6.6: Sinal de Saída do Amplificador sem a Pré-distorção

Após a simulação do Matlab pode-se verificar a redução dos produtos de intermodulação na Figura 6.8 e acompanhar a evolução dos coeficientes da função de trabalho no linearizador na Figura 6.7.

A tabela 6.2 mostra os valores dos coeficientes após minimização.

Tabela 6.2: Coeficientes Ótimos na Técnica de Pré-distorção

| Coeficientes Complexos | | | |
|------------------------|---------|----------|---------|
| f_{13} | 0.0022 | f_{23} | -0.1189 |
| f_{15} | -0.0603 | f_{25} | -0.1306 |

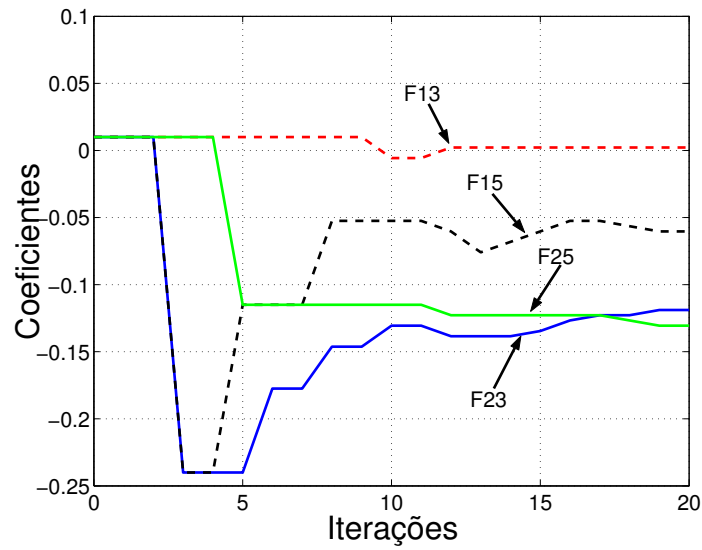


Figura 6.7: Coeficientes das Funções de Trabalho na Pré-distorção

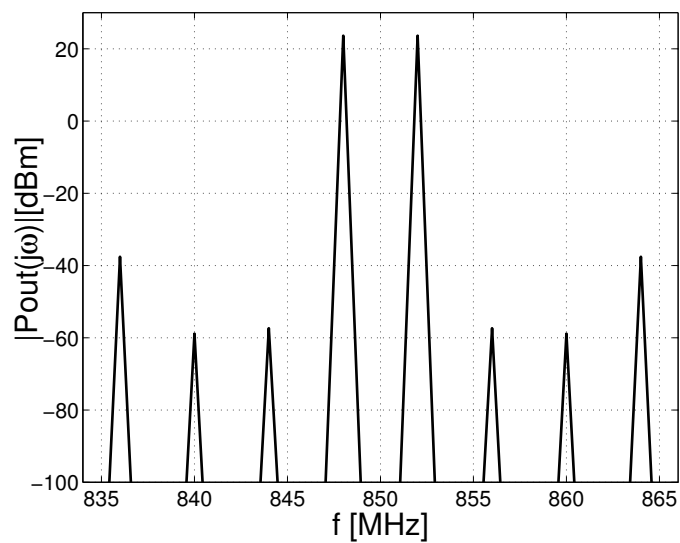


Figura 6.8: Sinal de Saída do Amplificador com a Pré-distorção

Como resultado pode-se verificar a redução nos níveis de intermodulação em -48 dB para a terceira ordem e -31 dB para o nível de quinta ordem.

6.1.4 Análise dos resultados obtidos nas Simulações da Pré-distorção

Analisando os dois modelos empregados na simulação usando o Matlab, pode-se observar que a redução nos níveis de intermodulação tiveram resultados difer-

entes. Isso ocorreu pelo fato que no primeiro caso a simulação foi feita apenas numericamente, sem a referência do sinal de saída do amplificador a cada iteração. Já no segundo caso, a minimização dos coeficientes ocorreu, efetuando a cada iteração medidas dos níveis de intermodulação. O maior problema numa implementação para este tipo de linearizador é ao efetuar as medidas dos tons de intermodulação. Uma solução seria utilizando um DSP (Processador Digital de Sinais), que emprega a FFT (*Fast Fourier Transform*) das amostras do sinal de saída do amplificador, para poder medir os níveis das intermodulações desejadas.

Os resultados obtidos no ADS, na linearização por pré-distorção, indicam que os resultados obtidos no Matlab obteram boa convergência com a utilização deste algoritmo empregado, onde este pode ser o caminho para uma futura implementação desta técnica num caso prático.

6.2 Simulação do Linearizador por Alimentação Direta ("Feedforward")

A primeira simulação usou o ADS, empregando o modelo proposto do linearizador por alimentação direta, com o mesmo amplificador de teste não linear usado. Os resultados obtidos usando o ADS foram comparados com os resultados do programa implementado usando o Matlab, Anexos D.2.2.

6.2.1 Simulações no ADS com Linearizador por Alimentação Direta

No software ADS foi montado o modelo proposto do linearizador por alimentação direta, como mostra na Figura 6.9.

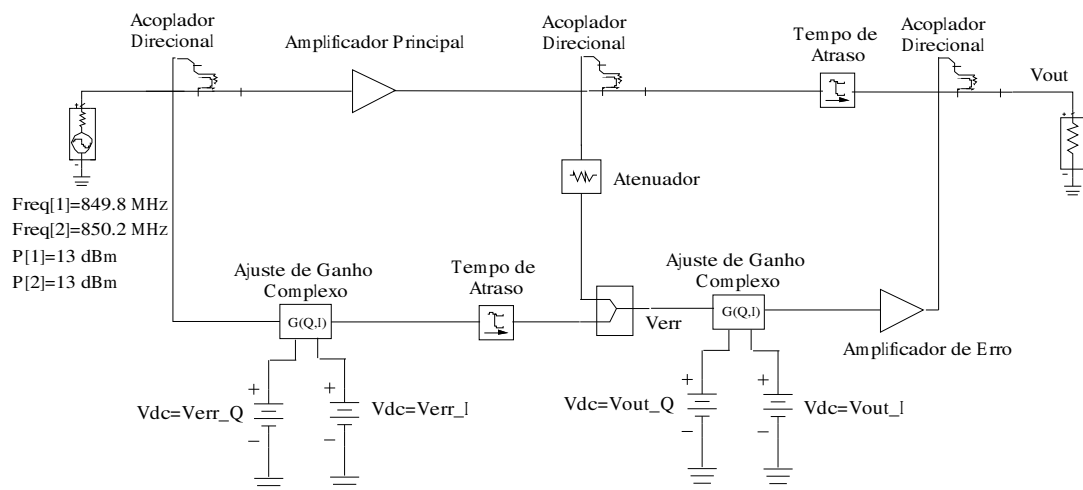


Figura 6.9: Linearizador de Alimentação Direta Proposto no ADS

A simulação usando o ADS foi feita em duas partes: a primeira analisou o laço de erro, com o objetivo de minimizar os tons fundamentais e manter apenas as intermodulações geradas pela não linearidade do amplificador principal. Na segunda parte, com o laço de correção, após encontrar os melhores coeficientes para o laço de erro, efetuou a simulação com o ajuste de ganho complexo para encontrar os coeficientes no laço de correção e assim poder minimizar os produtos de intermodulação na saída do linearizador.

Ao aplicar um sinal com dois tons senoidais de mesma amplitude, +13 dBm, nas frequências de 849,8 MHz e 850,2 MHz, obtém-se na saída do somador S_1 o sinal de erro com os coeficientes ideais de quadratura (Q) e fase (I) para a minimização.

Na Figura 6.10 pode-se verificar o sinal de erro na saída do somador S_1 sem a correção na fase feita pelo ajuste de ganho complexo.

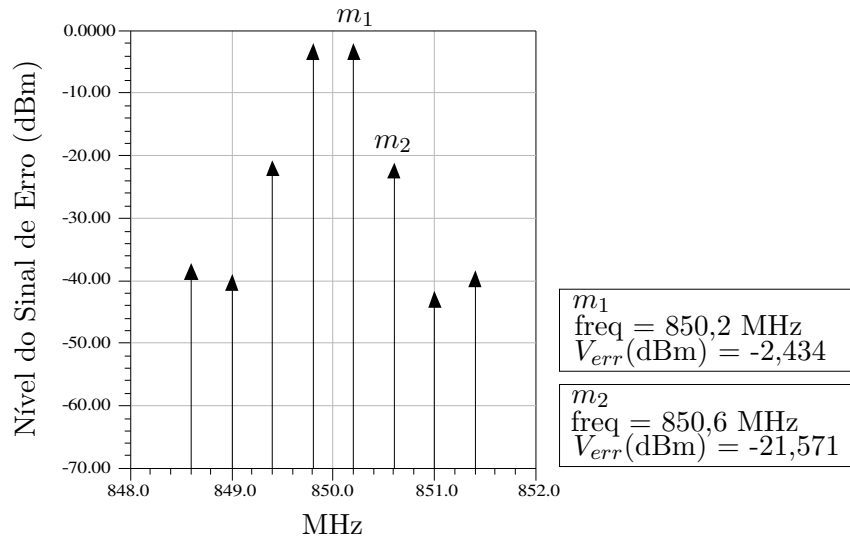


Figura 6.10: *Espectro do Sinal de Erro sem Correção de Fase e Ganho*

Após a simulação, foi possível verificar a redução dos dois tons fundamentais na ordem de -42 dB, com a correção da fase e do ganho necessário, feita pelo bloco do ajuste de ganho complexo.

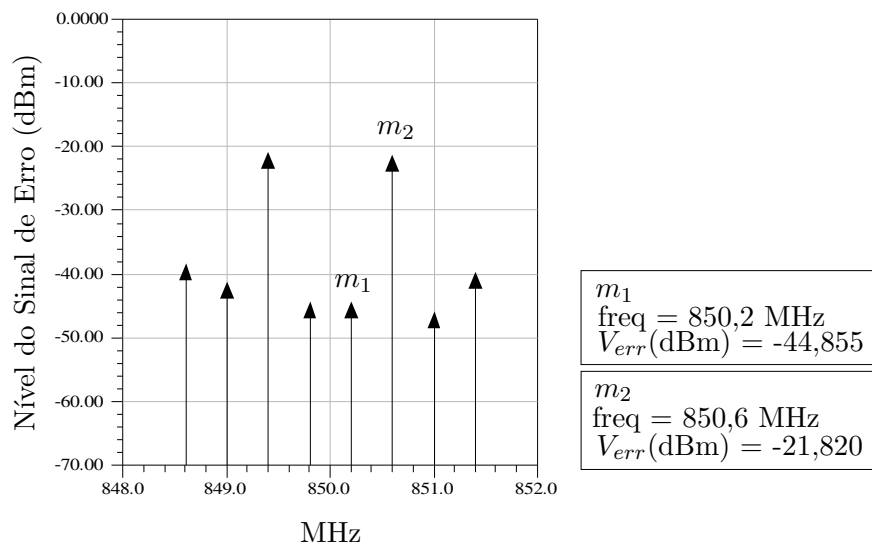


Figura 6.11: *Espectro do Sinal de Erro com Correção de Fase e Ganho*

Na Figura 6.12 também é possível verificar o ajuste dos coeficientes ao longo das iterações e a redução do nível da fundamental versus as iterações.

O sinal de erro obtido na saída do somador S_1 é aplicado em um outro amplificador chamado amplificador de erro, localizado o laço de correção, que amplifica

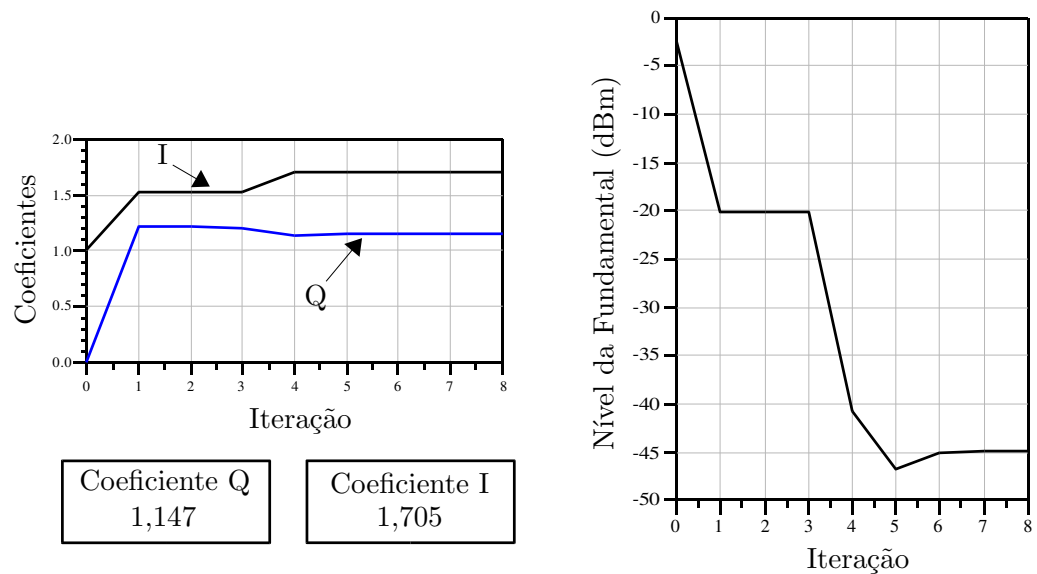


Figura 6.12: Coeficientes e Nível da Fundamental do Sinal de Erro versus Iterações no Laço de Erro

este níveis de intermodulação de modo a cancelar os níveis de intermodulação do sinal de saída do amplificador principal. Esta operação é realizada no somador S_2 , que consiste num bloco de ajuste de ganho e fase. O amplificador de erro adotado na simulação com o ADS é considerado linear, não introduzindo nenhum ruído adicional no sinal de erro.

A Figura 6.13 mostra os espectros na saída do linearizador por alimentação direta, sem e com a redução do produtos de intermodulação do sinal de saída. Pode-se verificar uma redução de -40 dB. Porém este sinal de saída, se comparado com o sinal de saída do amplificador, Figura 5.3, produz uma redução de -52 dB dos produtos de intermodulação de terceira ordem.

A Figura 6.14 mostra a atuação dos coeficientes de quadratura (Q) e Fase (I) otimizando o laço de correção e a evolução dos níveis de intermodulações de terceira e quinta ordem ao longo das iterações.

Tendo como referência estes dados obtidos no software ADS é possível agora verificar se a implementação realizada no software Matlab consegue alcançar valores próximos na redução dos produtos de intermodulações utilizando a mesma configuração do ADS.

6.2.2 Simulações no Matlab com Linearizador por Alimentação Direta

Após a verificação do desempenho do linearizador empregado no ADS, obteve-se parâmetros para comparar o desempenho do programa realizado no Matlab,

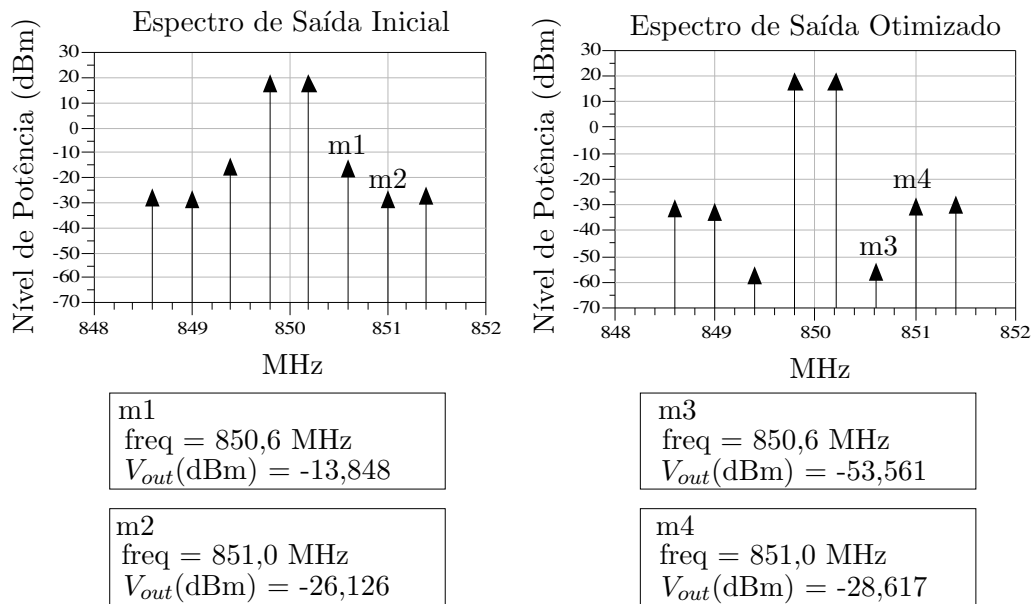


Figura 6.13: Espectro do Sinal de Saída do Linearizador de Alimentação Direta

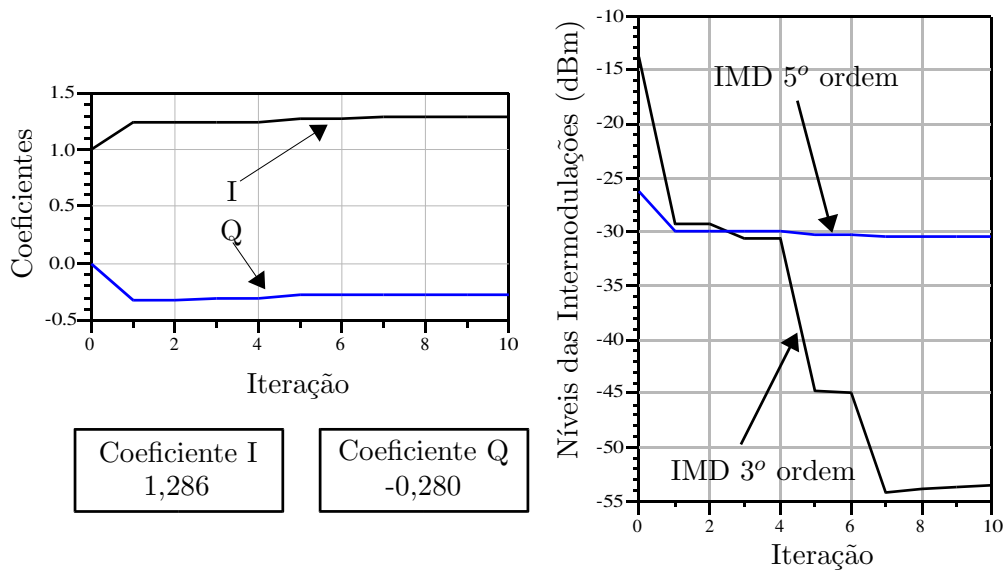


Figura 6.14: Coeficientes e Nível do Sinal de Saída dos Tons de Intermodulações versus Iterações no Laço de Correção

Anexo D.2.2.

No Matlab, foi empregado o modelo proposto mostrado na Figura 4.3, em que primeiramente são encontrados os coeficientes ótimos do laço de erro. Então ao inserir um sinal com dois tons senoidais de mesma amplitude, +13 dB, nas frequências de 849,8 MHz e 850,2 MHz, obtém-se inicialmente na saída do amplificador principal o sinal de entrada amplificado com as intermodulações geradas pela não linearidade, como mostra a Figura 6.15.

Deste sinal de saída do amplificador principal foi usada uma amostra para

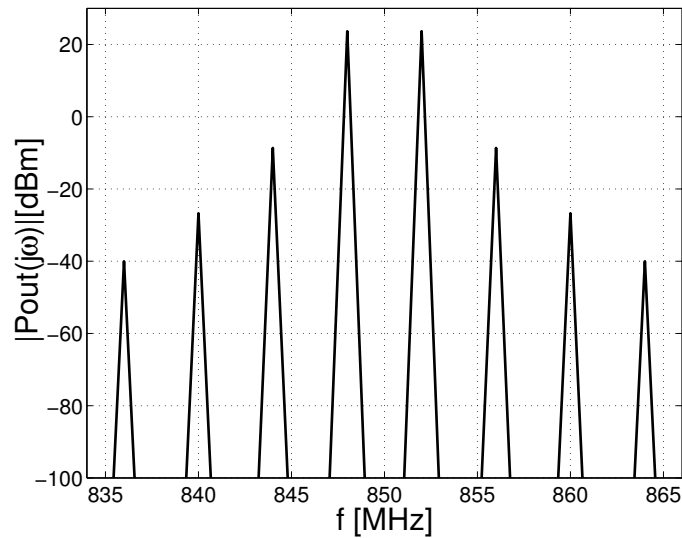


Figura 6.15: Sinal de Saída do Amplificador Principal sem Linearização

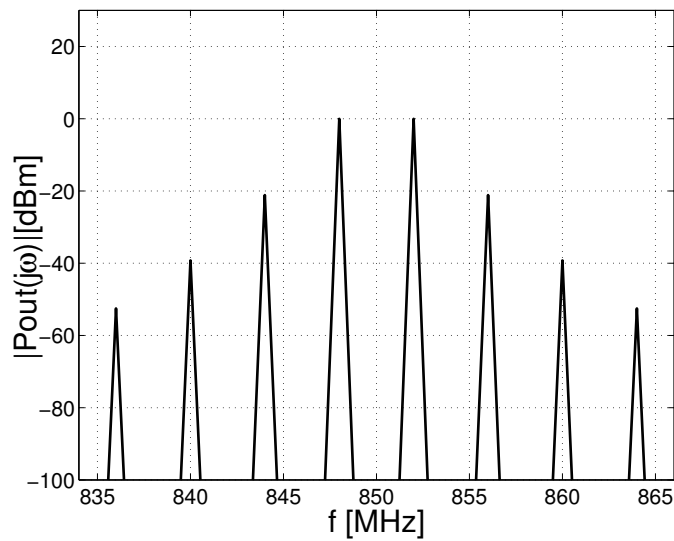


Figura 6.16: Sinal de Saída do Somador S_1 sem Ajuste de Ganho Complexo

o somador S_1 , junto com uma amostra do sinal de entrada, ambos atenuados para terem níveis aproximadamente iguais em magnitude. Num primeiro ensaio foi efetuado a soma destes dois sinais sem o bloco de ajuste de ganho complexo, somando ambos sinais, com defasagem de 180° , conforme mostrado na equação 4.13. Na saída do somador S_1 obteve-se o sinal mostrado na Figura 6.16

Observe que, ao ser efetuado esta operação no somador S_1 , teoricamente os tons fundamentais na sua saída seriam totalmente atenuados, mas devido a fase e o ganho mal combinado nas entradas deste somador isto não ocorre como mostrou

a Figura 6.16.

Efetuada o mesmo ensaio, com os dois sinais no somador S_1 , agora com o bloco de ajuste de ganho complexo, obteve-se seus coeficientes, em quadratura (Q) e fase (I), ajustado para minimizar os dois tons fundamentais na saída do somador S_1 (Figura 6.17).

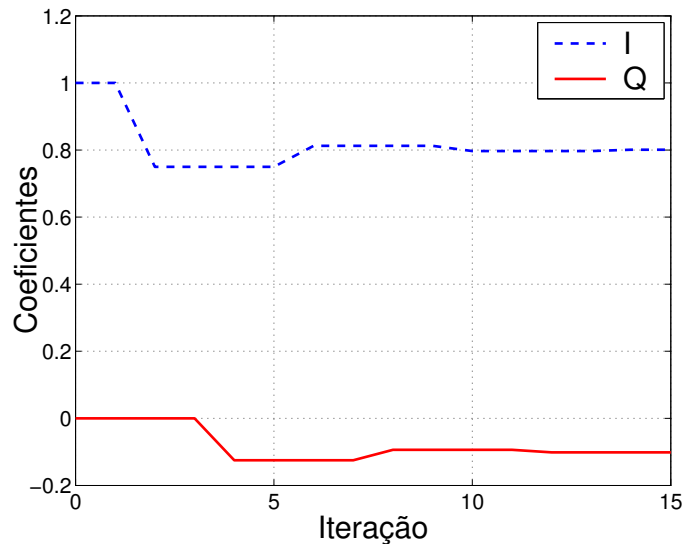


Figura 6.17: Coeficientes de Ajustando no Laço de Erro

A tabela 6.3 mostra os coeficientes ótimos (I) e (Q) do bloco de ajuste de ganho complexo.

Tabela 6.3: Coeficientes Ótimos do Ajuste de Ganho Complexo do Laço de Erro

| Coeficientes Complexos | | | |
|------------------------|--------|---|---------|
| I | 0.8008 | Q | -0.1016 |

A Figura 6.18 mostra o sinal de saída do somador S_1 após otimização dos coeficientes ótimos do laço de erro, com a redução dos níveis das fundamentais na ordem de -65 dB.

Após este ajuste dos coeficientes no laço de erro, o sinal de erro com a redução dos tons fundamentais passa pelo amplificador de erro, que para este modelo é considerado linear. Amplificado o sinal de erro, é somado com o sinal da saída do amplificador principal através do somador S_2 . Inicialmente é efetuado esta operação sem o bloco de ajuste de ganho complexo no laço de correção, tendo apenas a defasagem de 180° para que o sinal de erro possa efetuar o cancelamento das intermodulações gerada pelo amplificador principal. Na Figura 6.19 é possível observar o resultado na saída do somador S_2 , onde se percebe uma pequena redução dos produtos de intermodulação se comparada com a Figura 6.15.

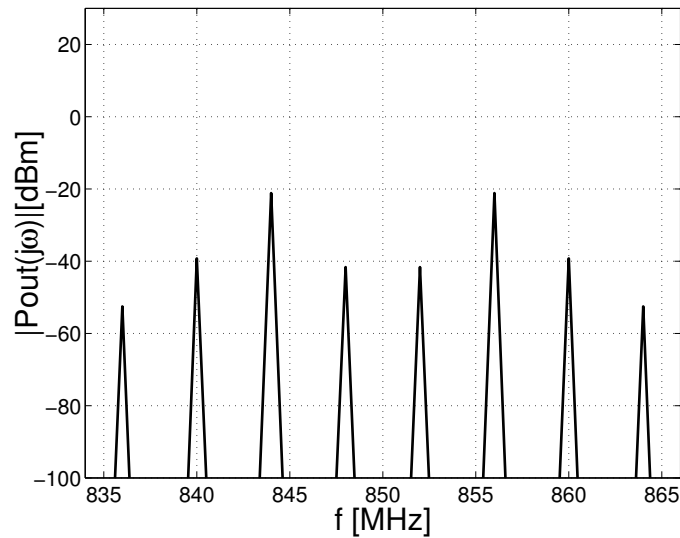


Figura 6.18: Sinal de Saída do Somador S_1 com Ajuste de Ganho Complexo

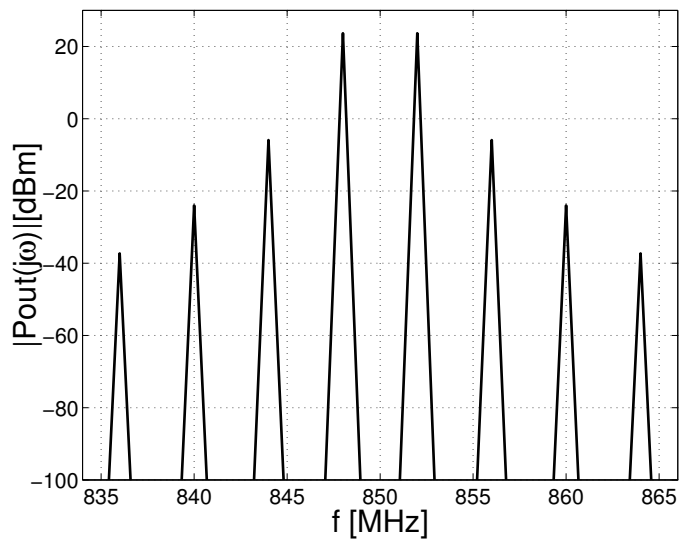


Figura 6.19: Sinal de Saída do Somador S_2 sem Ajuste de Ganho Complexo

Agora será efetuado o mesmo processo no somador S_2 , mas colocando no circuito do laço de correção o bloco de ajuste de ganho complexo. Na Figura 6.20 pode-se acompanhar a evolução do ajuste dos coeficientes, e após 20 iterações o mesmo encontra os coeficientes ótimos, tendo por base a redução dos produtos de intermodulação na saída do somador S_2 .

A tabela 6.4 mostra os coeficientes ótimos (I) e (Q) do bloco de ajuste de ganho complexo.

Na Figura 6.21 pode-se verificar a redução na ordem de -67 dB das intermo-

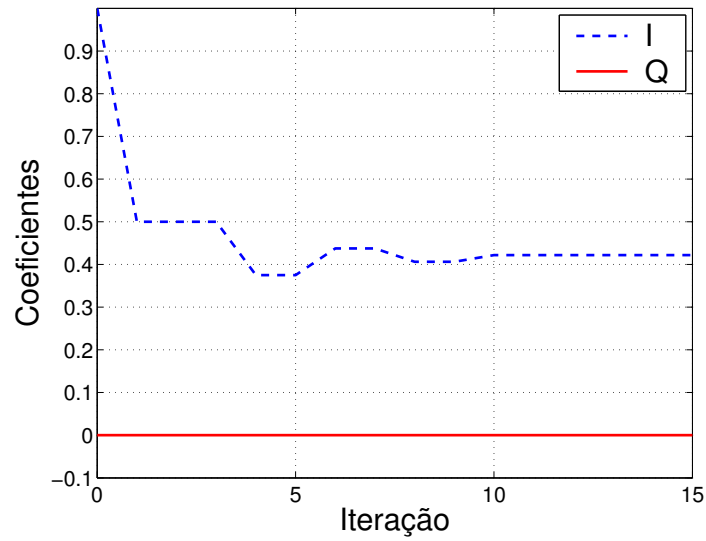


Figura 6.20: Coeficientes de Ajustando no Laço de Correção

Tabela 6.4: Coeficientes Ótimos do Ajuste de Ganho Complexo do Laço de Correção

| Coeficientes Complexos | | | |
|------------------------|--------|-----|--------|
| I | 0.4219 | Q | 0.0000 |

dulações de terceira e quinta ordem após o ajuste dos coeficientes, se comparada com o sinal de saída do amplificador principal na Figura 6.15.

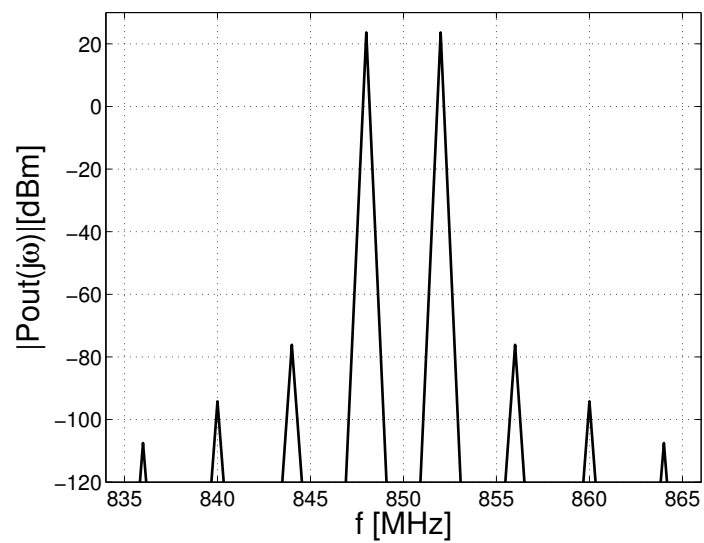


Figura 6.21: Sinal de Saída do Somador S_2 com Ajuste de Ganho Complexo

6.2.3 Análise dos Resultados obtidos nas Simulações do Linearizador por Alimentação Direto

Comparando os resultados do software ADS com os obtidos na simulação no Matlab, pode-se perceber a redução das intermodulações nos linearizadores. O ADS, usado como referência, alcançou uma redução de -52 dB na intermodulação de terceira ordem e -8 dB na de quinta ordem.

Com a simulação no Matlab pode-se obter uma redução de -67dB dos produtos de intermodulação de terceira e quinta ordem, usando o modelo proposto, onde os elementos principais foram os ajustes de ganho complexo e o algoritmo adaptativo para encontrar os coeficientes ótimos para a linearização.

É observado que os valores na redução dos produtos de intermodulação e os valores dos coeficientes nas duas simulações são bem diferentes. Isso se deve à complexidade do funcionamento interno do ADS. Outras divergências dos dois programas são os algoritmos de adaptação utilizados. No ADS foi usado o método gradiente de otimização e no Matlab foi empregado o método de Hooke e Jeeves de adaptação.

6.3 Simulação da Combinação da Pré-distorção com Alimentação Direta

Como realizado nas simulações de cada uma das técnicas já mostradas anteriormente, primeiro foram realizados os ensaios com o software ADS, efetuando a combinação da pré-distorção com alimentação direta (*feedforward*). Depois foram feitos os ensaios com o programa elaborado no Matlab, Anexo D.2.3, para comparar os resultados com ADS.

A Figura 4.5 mostra o circuito proposto com a combinação das duas técnicas de linearização.

Pode-se observar que o amplificador principal do linearizador por alimentação direta, é substituído pelo linearizador por pré-distorção, para melhorar a linearização na saída do amplificador.

6.3.1 Simulações com ADS dos Linearizadores Compostos

Este ensaio usando ADS foi realizado em três etapas. O início foi realizada a simulação apenas do linearizador por pré-distorção, da forma apresentada na seção 6.1. O resultado desta simulação é mostrado na Figura 6.2 com sinal de saída do amplificador após a linearização. A Figura 6.3 mostra a evolução dos coeficientes da função de trabalho, equação 4.1, na pré-distorção.

Encontrados os coeficientes ótimos da pré-distorção, eles são colocados no lugar do amplificador principal no circuito de alimentação direta. Inicialmente é realizada a simulação dos coeficientes ótimos do laço de erro para o primeiro bloco de ajuste de ganho complexo. O circuito no ADS desta simulação está mostrado na Figura 6.22.

Com a simulação deste circuito, tem-se na saída do somador S_1 a redução dos níveis dos tons fundamentais, restando apenas o sinal de erro correspondente as intermodulações geradas pela não linearidade do amplificador de potência em RF. A Figura 6.23 mostra o sinal de erro, primeiro sem a correção do bloco de ajuste de ganho complexo, e depois com a redução dos níveis dos tons fundamentais após o ajuste dos coeficientes ótimos em quadratura (Q) e fase (I).

A Figura 6.24 mostra os coeficientes do bloco de ajuste de ganho complexo, ajustando-se ao longo das iterações.

Em seguida, usando o circuito completo mostrado na Figura 6.27, obtém-se o sinal de saída após a combinação destas duas técnicas de linearização, efetuando o ajuste de ganho complexo do laço de correção. O resultado desta simulação é mostrado na Figura 6.25.

A Figura 6.26 mostra os coeficientes do bloco de ajuste de ganho complexo

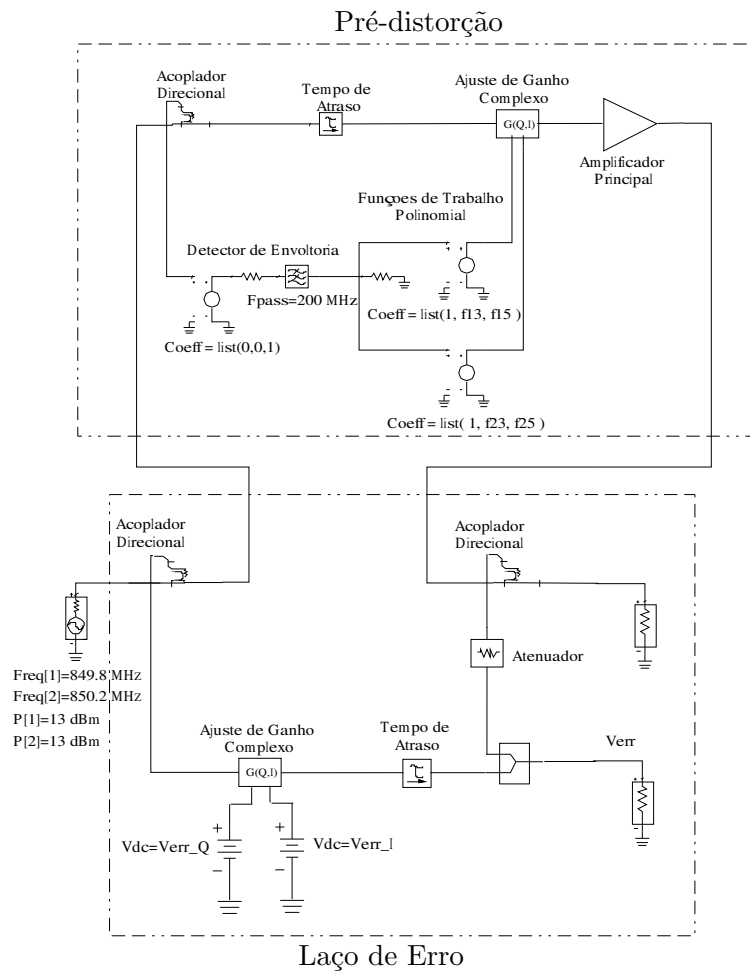


Figura 6.22: Simulação do Laço de Erro com Pré-distorção Proposto no ADS

do laço de correção ajustando-se ao longo das iterações.

A Figura 6.27 mostra o circuito usado no ADS com a combinação das duas técnicas de linearização.

Na simulação do software ADS pode-se verificar a redução dos produtos de intermodulação no sinal de saída da combinação dos linearizadores, comparando-se com o sinal do amplificador de RF sem os linearizadores, Figura 5.3. A redução da intermodulação de terceira e quinta ordem chega a -130 dB em média.

Com estes parâmetros adquiridos no ADS, é possível agora verificar o desempenho com o programa no Matlab, Anexo D.2.3, também combinando as duas técnicas de linearização propostas neste trabalho.

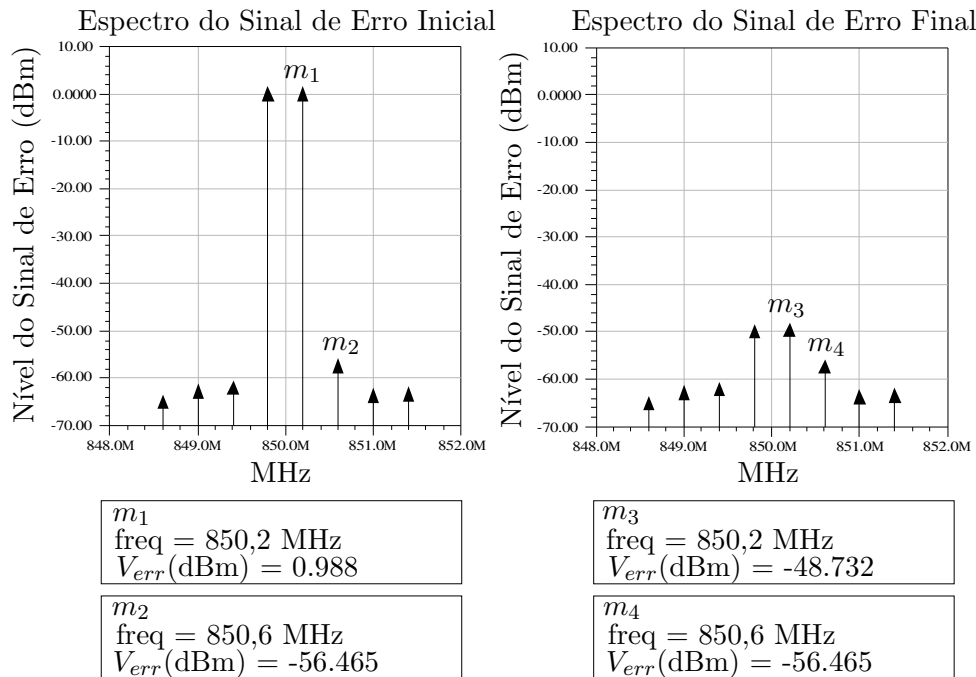


Figura 6.23: Espectro do Sinal de Erro da Combinação dos Linearizadores Proposto no ADS

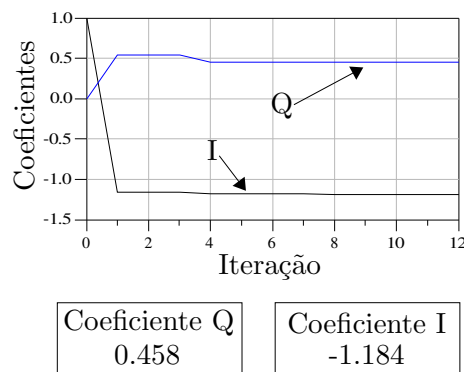


Figura 6.24: Coeficientes versus Iterações no Laço de Erro

6.3.2 Simulações com Matlab dos Linearizadores Compostos

Este programa no Matlab realiza as duas técnicas de linearização utilizando os programas dos Anexos D.2.1 e D.2.2, reunidos no Anexo D.2.3. Usando novamente um sinal de entrada senoidal, no linearizador, com dois tons iguais de +13dBm e frequências de 849,8 MHz e 850,2 MHz pode-se verificar o desempenho da combinação das duas técnicas.

De início, observa-se o sinal de saída do amplificador principal sem nenhuma linearização, conforme a Figura 6.6. Em seguida, este sinal é linearizado pela

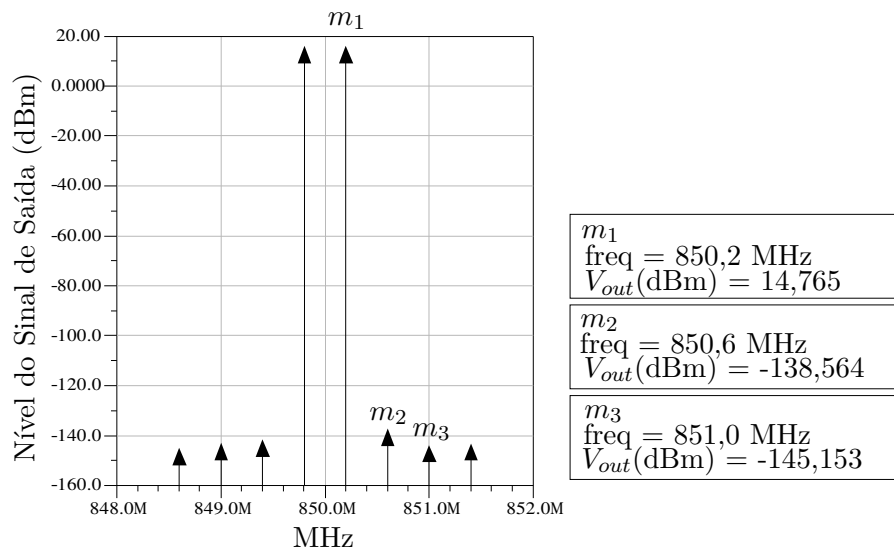


Figura 6.25: Espectro do Sinal de Saída da Combinação dos Linearizadores Proposto no ADS

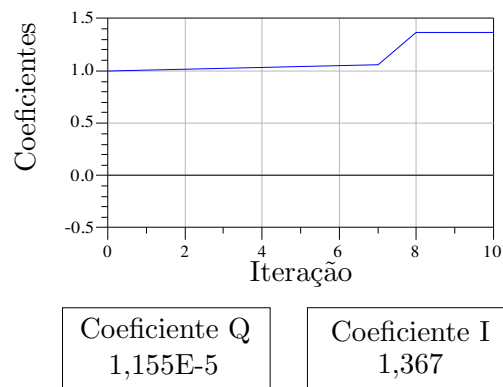


Figura 6.26: Coeficientes versus Iterações no Laço de Correção

técnica de pré-distorção, reduzindo as intermodulações de terceira e quinta ordem como mostra a Figura 6.8.

Este sinal da pré-distorção será usado no laço de erro, com o objetivo de obter na saída do somador S_1 um sinal de erro contendo apenas as intermodulações deste sinal. O circuito que emprega esta simulação é representado na Figura 6.22. Este sinal de erro pode ser visto na Figura 6.28, de início com sinal na saída do somador S_1 sem o bloco de ajuste de ganho complexo. Após o ajuste dos coeficientes em quadratura (Q) e fase (I) no laço de erro, (Figura 6.29) resulta o sinal apenas com as intermodulações mostrada na Figura 6.30.

A tabela 6.5 mostra os coeficientes ótimos I e Q para laço de erro.

Este sinal de erro, agora só com as não linearidades do amplificador principal, passa por um amplificador de erro linear, que aumenta os níveis das intermodulações para que estes sejam somados com defasagem de 180° no somador S_2 . Após

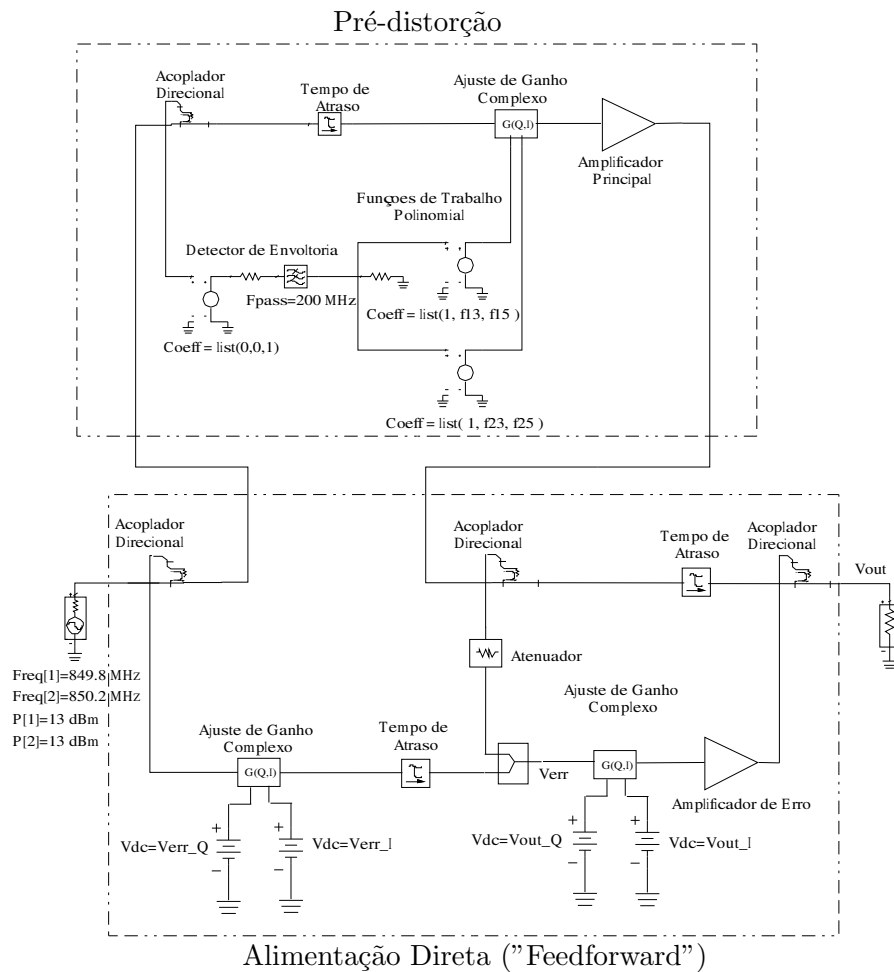


Figura 6.27: Combinação do Linearizador de Alimentação Direta com Pré-distorção Proposto no ADS

Tabela 6.5: Coeficientes Ótimos do Laço de Erro com a Combinação dos Linearizadores

| Coeficientes Complexos | | | |
|------------------------|--------|---|---------|
| I | 0.8027 | Q | -0.0371 |

o ajuste de ganho complexo, o sinal na saída do linearizador que combina as duas técnicas, apresenta uma redução considerável dos produtos de intermodulações, como mostra a Figura 6.31.

A Figura 6.32 mostra o ajuste dos coeficientes I e Q.

A tabela 6.6 mostra os coeficientes ótimos I e Q para laço de correção.

Com esta última simulação realizada no Matlab pode-se comprovar o ganho na linearização do amplificador de potência em RF quando são empregadas duas técnicas de linearização. A redução foi de -116 dB nos produtos de terceira ordem e -99 dB na de quinta ordem. Comparando os resultados obtidos no ADS, pode-se

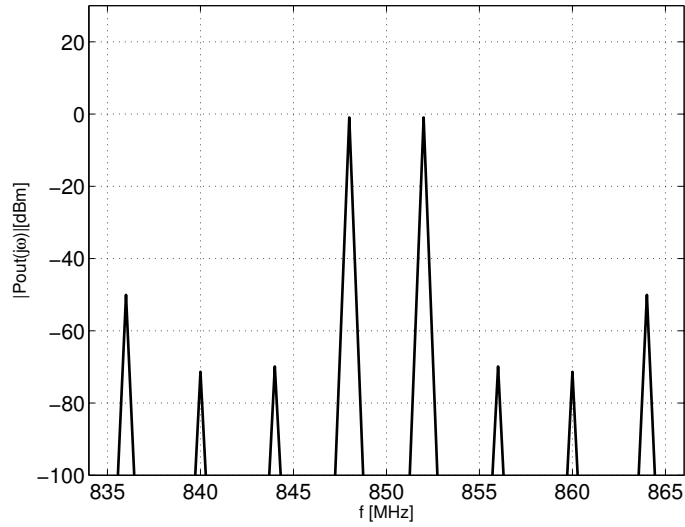


Figura 6.28: Sinal de Saída do Somador S_1 sem Ajuste de Ganho Complexo

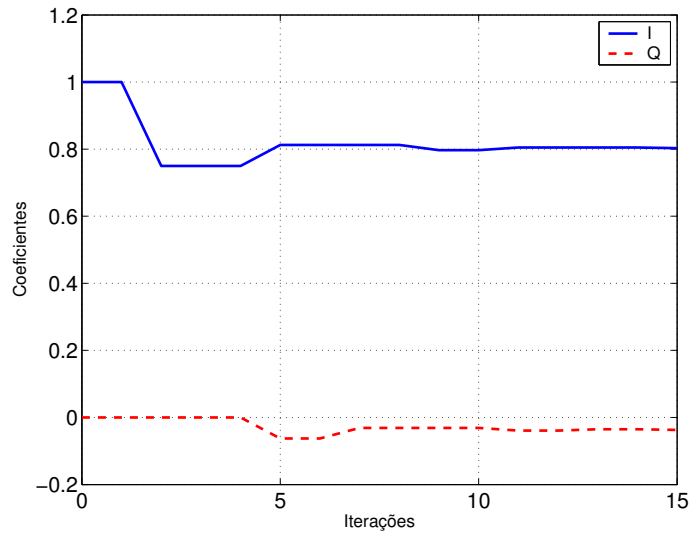


Figura 6.29: Minimização dos Coeficientes do Laço de Erro

Tabela 6.6: Coeficientes Ótimos do Laço de Correção com a Combinação dos Linearizadores

| Coeficientes Complexos | | | |
|------------------------|--------|-----|--------|
| I | 0.4219 | Q | 0.0000 |

verificar o desempenho do programa elaborado no Matlab.

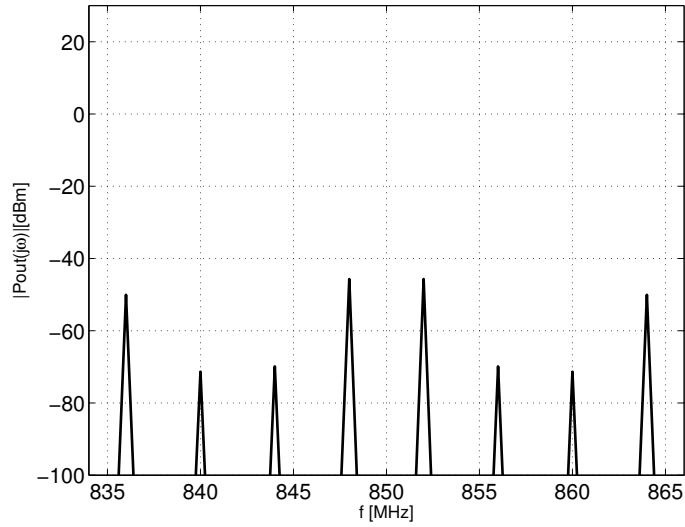


Figura 6.30: *Sinal de Saída do Somador S_1 com Ajuste de Ganho Complexo*

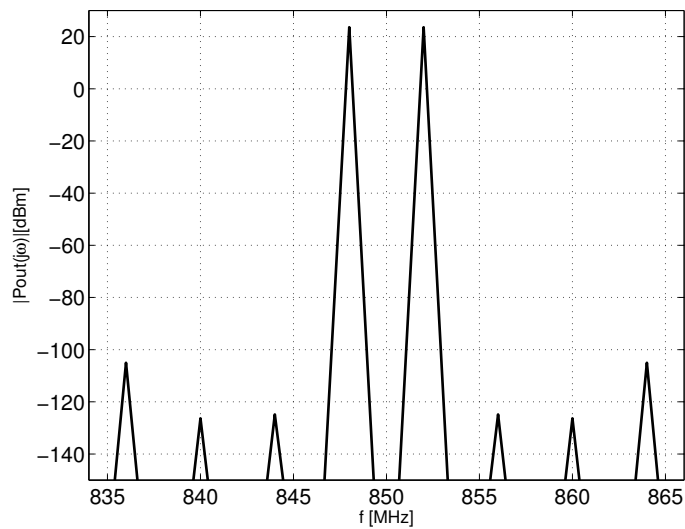


Figura 6.31: *Sinal de Saída do Somador S_2 com Ajuste de Ganho Complexo Combinando as duas Técnicas de Linearização*

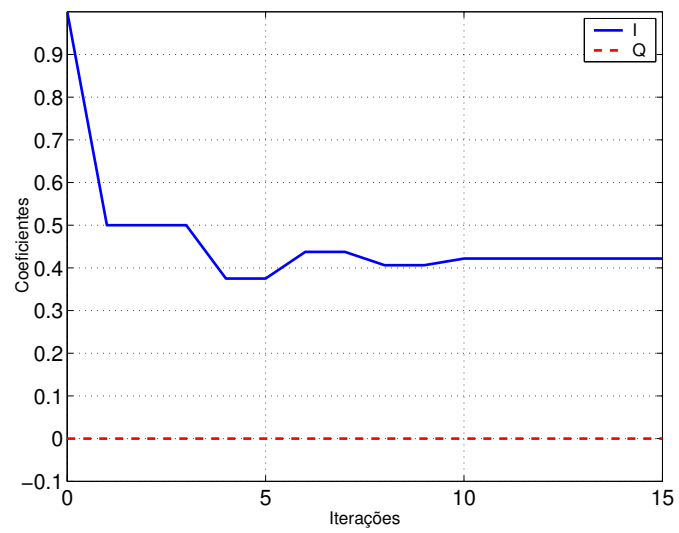


Figura 6.32: *Minimização dos Coeficientes do Laço de Correção*

Capítulo 7

Conclusão

7.1 Comparação dos Resultados

Com as simulações realizadas utilizando o software ADS em um amplificador de potência em RF, foram obtidos reduções dos produtos de intermodulações com as duas técnicas de linearização aplicadas separadamente e também com ambas combinadas. A Tabela 7.1 mostra os resultados obtidos com o ADS nas três configurações.

Tabela 7.1: Resultados obtido na redução dos níveis dos produtos de intermodulação dos linearizadores simulados no ADS.

| Produtos de Intermod. | Amplificador de RF (dBm) | Pré-dist. (PD) (dBm) | Alimentação Direta (FF) (dBm) | Combinação PD e FF (dBm) |
|-----------------------|--------------------------|----------------------|-------------------------------|--------------------------|
| Terceira Ordem | -1,341 | -37,962 | -53,561 | -138,564 |
| Quinta Ordem | -20,670 | -43,713 | -28,617 | -145,153 |

A listagem dos programas elaborados em que são simulados um amplificador e seus respectivos linearizadores constam do Anexo D. Utilizar as técnicas de pré-distorção, alimentação direta (*feedforward*) e a combinação de ambas possibilitou obter, por simulação numérica, ótimos resultados, oferecendo precioso apoio a futuras implementações deste dispositivo em amplificadores de potência em RF. A Tabela 7.2 apresenta os resultados obtidos com o Matlab nas três configurações.

Na revisão bibliográfica, alguns resultados numéricos e experimentais realizados com técnicas de linearização analógica foram levantados e analisados, buscando-se compará-los com valores obtidos neste trabalho:

Tabela 7.2: Resultados obtidos na redução dos níveis dos produtos de intermodulação dos linearizadores simulados no Matlab.

| Produtos de Intermod. | Amplificador de RF (dBm) | Pré-dist. (PD) (dBm) | Alimentação Direta (FF) (dBm) | Combinação PD e FF (dBm) |
|-----------------------|--------------------------|----------------------|-------------------------------|--------------------------|
| Terceira Ordem | -8,664 | -57,377 | -76,131 | -124,844 |
| Quinta Ordem | -26,751 | -58,874 | -94,218 | -126,342 |

- Tupynamba [5] projetou um circuito linearizador com dois transistores usando a técnica de pré-distorção em um amplificador de 10 W, trabalhando em 6GHz. Suas medidas, com sinal de dois tons de entrada, em três canais distintos, mostraram diversos valores na redução os produtos de intermodulação de terceira ordem, considerando que os ensaios foram realizados em nove diferentes valores de potência. A menor redução foi de -7 dB na intermodulação de terceira ordem, com uma banda total, cobrindo os três canais, de aproximadamente 500MHz, e de -10 dB, em outra frequência distinta.

- Stapleton [8] utilizou a técnica de pré-distorção em um amplificador de 5W, classe AB, que operando em 800 MHz, conseguiu redução dos produtos de intermodulação em -15 dB na terceira ordem e -5 dB, na quinta ordem.

- Lima [2] obteve níveis de intermodulação de terceira ordem, em um transmissor comercial em sinais de TV, entre -55 e -60 dB abaixo do sinal de referência (pulso de sincronismo). Mesmo empregando modernos transistores de potência de RF, que apresentam intrinsecamente uma redução de -45 a -48 dB na intermodulação de terceira ordem, ainda foi necessário uma melhora de -10 a -15 dB para se atender a exigência legais. Os ensaios foram realizados em um transmissor UHF de 1 kW (60 dBm), indicando que redução adicional de -15 dB na intermodulação de terceira ordem foi capaz de atender a linearidade necessária para transmissores de TV analógica.

- Stapleton [9] mostrou a redução da intermodulação de terceira ordem em -13dB ao aplicar dois tons senoidais centrados em 850 MHz em um amplificador de potência de RF implementado com MOSFET da Motorola, (atual "Freescale"), empregando também simulação numérica com o ADS, trabalhando com 5 dB de *back-off*.

- Stapleton [10] também simulou um circuito com pré-distorção digital no ADS, onde conseguiu uma redução de -20 dB nas intermodulações agora definidas dentro do conceito de ACPR (*Adjacent Channel Protection Ratio*) por tratar-se de um sinal modulado com 10 tons, empregando otimização adaptativa por meio de tabelas de consulta (*look-up tables*) e DSP.

- Stephen [14] mostrou os resultados obtidos com um protótipo linearizador por alimentação direta também empregando DSP, onde conseguiu reduzir em 40dB os produtos de intermodulação de terceira ordem com um sinal de largura de banda de 7 MHz, dois tons de entrada. Reduziu de 30 dB a ACPR de um sinal $\frac{\pi}{4}$ DQPSK de banda estreita.
- Cho [15] publicou que a eficiência do linearizador por alimentação direta aplicando a um amplificador *Doherty* foi melhorada, a redução de -23 dB na ACPR de um sinal WCDMA.
- Jeong [16] mostrou a redução da ACPR em um linearizador por alimentação direta da ordem de -21 dB (sinal com três portadoras CDMA IS-95).
- Kin [17] propõe um linearizador por pré-distorção analógica, em que obteve redução das intermodulações de terceira e quinta ordem em -42 dB e -23 dB, respectivamente, aplicando um sinal com dois tons, e -10 dB na ACPR, para um sinal CDMA (IS-95).
- Cho [18] utilizou um linearizador por pré-distorção digital para reduzir em -11 dB a ACPR com sinal WCDMA e -15 dB, com duas portadoras WCDMA.

Tabela 7.3: Comparação entre os níveis de redução dos produtos de intermodulação de terceira ordem obtidos neste trabalho e publicados pela bibliografia.

| Redução das Intermodulações de Terceira Ordem(dB) | | | | | | | | |
|---|--------------------------|--------|--------------------------------------|-----|-----|-----|------|------|
| | Ensaio da Dissertação | | Ensaio Publicados na Bibliografia | | | | | |
| Linearizadores | ADS | Matlab | [5] | [8] | [2] | [9] | [14] | [17] |
| Pré-distorção Analógica (PD) | -36 | -48 | -10 | -15 | -15 | -13 | | -42 |
| Alimentação Direta (FF) | -52 | -67 | | | | | -40 | |
| Combinação PD & FF | -137 | -116 | | | | | | |

A Tabela 7.3 apresenta a comparação, entre os níveis de redução dos produtos de intermodulação de 3^a ordem, obtidos neste trabalho com as publicações da bibliografia. Cabe destacar que neste trabalho não houve simulações dos linearizadores com sinais digitais, mas os dados apresentados na Tabela 7.4 permitem estabelecer uma comparação entre os resultados do trabalho e a redução da ACPR (*Adjacent Channel Protection Ratio*)

Tabela 7.4: Valores da redução dos níveis de ACPR em sistemas de modulação digital obtidas com diversos tipos de linearizadores.

| Redução das ACPR (dB) | | | | | | |
|------------------------------|-----------------------|------|------|------|------|------|
| | Ensaio de Publicações | | | | | |
| Linearizadores | [10] | [14] | [15] | [16] | [17] | [18] |
| Pré-distorção Analógica (PD) | | | | | -10 | |
| Pré-distorção Digital | -20 | | | | | -15 |
| Alimentação Direta (FF) | | -30 | -23 | -21 | | |

7.2 Considerações Finais

A linearização de amplificadores de potência na transmissão de sinais analógicos e digitais é essencial para reduzir o nível de intermodulação do amplificador de potência em RF, permitindo operar em seus valores nominais (eliminando o "back-off") e elevando significativamente sua eficiência sem violar os limites legais de emissão de espúrios.

Este trabalho apresenta um estudo de dois modelos de linearizadores amplamente empregados, conforme indica a bibliografia. Com o advento da tecnologia digital, que opera com elevadas taxas de transmissão e técnicas sofisticadas de modulação, são exigidos graus de linearização progressivamente mais exigentes. O melhor exemplo são os diversos sistemas de transmissões de TV digital em desenvolvimento pelo mundo.

Este trabalho mostrou, através da simulação numérica dos modelos matemáticos de pré-distorção e alimentação direta, que a associação permite obter redução significativa nos produtos de intermodulação se comparada com a ação de cada linearizador individualmente. Esta combinação pode ser uma das soluções para atender às exigências cada vez mais rigorosas dos órgãos reguladores.

Em muitos dos casos, a linearização apenas por alimentação direta não é utilizada em razão de sua baixa eficiência decorrente da utilização simultânea de dois amplificadores de potência em RF, um deles apenas para amplificar o sinal de erro. Associando-se a pré-distorção, o nível do sinal de erro é consideravelmente reduzido, sendo possível utilizar na alimentação direta um amplificador de erro com potência bem inferior, melhorando a eficiência do linearizador como um todo.

Este trabalho buscou-se utilizar o software ADS como uma ferramenta de validação dos resultados obtidos. O Matlab foi empregado para calcular e imple-

mentar os modelos estudados. Valores satisfatoriamente próximos obtidos com os dois programas usados. As diferenças numéricas podem ser explicadas pelos algoritmos adaptativos diferentes empregados em cada programa. No ADS, o algoritmo adaptativo empregado para minimização dos coeficientes ótimos dos linearizadores, emprega o método do gradiente, enquanto no programa implementado no Matlab foi empregado o método de Hooke e Jeeves. Outra razão fator que influenciou nos resultado finais foi o amplificador de potência em RF usado. O ADS considera todas as não linearidades do dispositivo semiconductor utilizado no amplificador. No programa com o Matlab, o mesmo amplificador foi representado por séries de potência, retiradas das curvas AM/AM e AM/PM, desprezando assim as diversas características intrínsecas do dispositivo semiconductor. Essas diferenças são as responsáveis pelas discrepâncias entre os resultados obtidos pelo Matlab e os apresentados pelo ADS. Mesmo assim, o autor considera que o estudo realizado neste trabalho e sua proposta para reduzir os níveis de intermodulação serão úteis para apoiar projetos de linearizadores eficientes para aplicar em amplificadores de potência em RF.

São apresentadas, para concluir, algumas sugestão para novos trabalhos:

- implementação dos linearizadores utilizando os modelos estudados buscando-se a comprovação experimental dos resultados obtidos numericamente neste trabalho;
- estudo complementar de linearizadores associados apenas com sinais digitais em especial com modulação e largura de banda dos sistemas de TV digital;
- estudos complementares adicionando outras técnicas de linearização, entre elas a realimentação, investigando-se a possibilidade de algum ganho na eficiência do conjunto.
- investigar o desempenho de outras técnicas adaptativas para otimização dos coeficientes como, por exemplo, o método do gradiente e o Algoritmo Genético (Anexo A);
- incluir o efeito memória no comportamento do amplificador;
- iniciar estudos preliminares de linearizadores empregando as série de Volterra para caracterizar o comportamento do amplificador com vários sinais em baixa potência e modelos com baixa linearidade.

Anexo A

Algoritmo Genético

O emprego de Algoritmos Genéticos podem fornecer melhores resultados na otimização das funções empregadas na linearização, por buscar o mínimo global das funções de trabalho, visto na Figura 3.1. Pretende-se neste Anexo, mostrar os principais aspectos dos Algoritmos Genéticos, bem como o processo de otimização típica, baseado no trabalho de [22].

A.1 Introdução

Os Algoritmos Genéticos são algoritmos de busca, fundamentados no processo de seleção natural proposto por Charles Darwin, que defendia a idéia de que na natureza dos seres vivos, aqueles com melhores características, "adaptabilidades", tendem a sobreviver frente aos demais. Este algoritmo foi proposto inicialmente por Jonh Holland com a publicação de seu livro "*Adaptation in Natural and Artificial Systems*" de 1975.

Os Algoritmos Genéticos são muito utilizados em problemas onde, dado um conjunto de elementos ou indivíduos, deseja-se encontrar aquele ou aqueles que melhor atendem a certas condições previamente especificadas. A partir de uma população de indivíduos, cada um com um valor de adaptabilidade associado chamado aptidão (tendência), desenvolve, através de operações genéticas como cruzamento e mutações, uma geração de indivíduos. Cada indivíduo representa uma possível solução para um dado problema. O que o Algoritmo Genético faz é procurar aquela que seja muito boa ou a melhor, visando à otimização da função objeto.

A.2 Definições Básicas

A teoria da evolução diz que, os seres vivos mais aptos conseguem se reproduzir, enquanto os menos aptos são geralmente eliminados. Neste processo de reprodução ocorrem os fenômenos da mutação e cruzamentos, que atuam na genética armazenada nos cromossomos. Os algoritmos genéticos são semelhantes a estes fenômenos da biologia, onde possuem definições relacionadas.

Estas definições relacionadas com os Algoritmos Genéticos são:

- **Cromossomo e Genoma:** Na biologia, genoma é o conjunto completo de genes de um cromossomo. Nos Algoritmos Genéticos, um cromossomo ou genoma representa um simples ponto o espaço de busca.
- **Gen ou Gene:** Na biologia, é a unidade de hereditariedade que é transmitida pelo cromossomo. Nos Algoritmos Genéticos representa um elemento do vetor que representa o cromossomo.
- **Indivíduo:** Um simples membro da população. Nos Algoritmos Genéticos, um indivíduo é formado pelo cromossomo e sua aptidão (tendência).
- **Genótipo:** Na biologia, representa a composição genética contida no genoma. Nos Algoritmos Genéticos, representa a informação contida no cromossomo ou no genoma.
- **Fenótipo:** Nos Algoritmos Genéticos, representa o objeto, estrutura ou organismo construído a partir das informações do genótipo. É um cromossomo decodificado.
- **Alelo:** Na biologia, representa as características que formam um gene. Nos Algoritmos Genéticos, representam os valores que o gene pode possuir.
- **Epistasia:** Quando o valor de gene influencia no valor de outro gene, interação entre genes do cromossomo.
- **População:** Conjunto de cromossomos ou solução.
- **Geração:** O número de iterações que os Algoritmos Genéticos executa.
- **Operações Genéticas:** Operações que os Algoritmos Genéticos realiza sobre cada um dos cromossomos.
- **Espaço de Busca ou Região Viável:** É o conjunto que compreende as soluções possíveis ou viáveis do problema a ser otimizado.

- **Função Objetivo ou de Avaliação:** É a função que se quer otimizar. Ela contém a informação numérica do desempenho de cada cromossomo na população. Esta função objeto é em princípio, calculada para cada cromossomo ξ_i da população

Um cromossomo ξ_i é uma estrutura de dados, formada por um vetor ou uma cadeia de bits, que representa uma possível solução do problema a ser otimizado. Um Algoritmo Genético processa populações de cromossomos, onde cada um ξ_i é atribuída uma aptidão \mathcal{F}_i . Aptidão é o que mede o quão boa é a solução codificada em ξ_i .

A.3 Algoritmos Genéticos e Otimização Convencional

Considerando algumas principais classes de método de otimização, pode-se verificar em que contexto se situam os Algoritmos Genéticos.

- **Gerar-e-Testar:** O algoritmo Gerar-e-Testar (conhecido como método de busca exaustiva ou aleatória) é do tipo "força-bruta". Emprega dois módulos: o módulo de geração, que enumera as possíveis soluções de forma aleatória, e o módulo de teste, que avalia cada possível solução enumerada, podendo aceitá-la ou rejeitá-la. Este método pode encerrar sua execução depois de encontrar um número de soluções satisfatórias ou continuar até que todas as possíveis soluções sejam obtidas.
- **Método Analítico:** Este método utiliza técnicas de Cálculo Diferencial para determinar os pontos extremos de uma função. Este método torna-se impraticável devido suas desvantagens: não informa se o ponto encontrado é o mínimo global ou local; requer funções com derivadas, que torna difícil encontrar todos os pontos da função quando há grande número de parâmetros.
- **Subida de Encosto:** Este método verifica os pontos adjacentes do espaço de busca e move-se na direção que melhore o valor da função. Este método encontra dificuldades em localizar qual é ótimo global para uma função com muitos ótimos locais. O método de Subida e Encosto são geralmente rápidos e um grande número de técnicas importantes seguem estes princípios, como por exemplo é o método Gradiente.

Um algoritmo de otimização eficiente deve usar duas técnicas para encontrar o ótimo global da função objeto, denominadas de *Exploration* e *Exploitation*,

onde ambas têm a mesma tradução para o português, exploração, mas significados diferentes. *Exploration* diz respeito à explorar no sentido de visitar pontos desconhecidos no espaço de busca a procurar novas soluções, como nos métodos Gerar-e-Testar que exploram pontos inteiramente novos do espaço de busca. *Exploitation* significa exploração no sentido de tirar informação nas soluções encontradas, como nos métodos Subida de Encosta que caracteriza-se por utilizar as informações de pontos anteriores visitados para encontrar os melhores.

Nos Algoritmos Genéticos o cruzamento e a mutação são dois mecanismos de busca de exploração para novos pontos no espaço de busca (*Exploration*). Os Algoritmos Genéticos também possui uma seleção de busca em direção aos melhores pontos do espaço de busca (*Exploration*). No processo de seleção, a razão entre aptidão máxima e aptidão média, influencia na quantidade de *Exploration* e *Exploitation*. Quando a aptidão é praticamente a mesma para toda a população, onde a seleção é muito baixa, os Algoritmos Genéticos assume o comportamento aleatório, pois não há seleção (muito *Exploration* - métodos Gerar-e-Testar). Quando há na população aptidão máxima, onde a seleção é muito alta, assume o comportamento dos métodos de Subida e Encosta (muito *Exploitation*).

A.3.1 Algoritmo Genético Típico

O primeiro passo de um Algoritmo Genético típico é a geração de uma população inicial de cromossomos, que é formada por um conjunto aleatório de cromossomos que representam possíveis soluções do problema a ser resolvido. Durante o processo evolutivo, esta população é avaliada e cada cromossomo recebe uma nota, denominada aptidão, refletindo a quantidade da solução que ele representa.

Em geral, os cromossomos mais aptos são selecionados e os menos aptos são descartados. Os membros selecionados podem sofrer modificações em suas características fundamentais através dos operadores de cruzamento e mutação, gerando descendentes para próxima geração. O algoritmo a seguir ilustra este procedimento.

Algoritmo Genético Típico

Seja \mathbb{P}_k a população de cromossomos na geração k

$k \leftarrow 0$

iniciar \mathbb{P}_k

avaliar \mathbb{P}_k

Enquanto o critério de para não for satisfeito **faça**

$k \leftarrow k+1$

selecionar \mathbb{P}_k a partir de \mathbb{P}_{k-1}

aplicar cruzamento sobre \mathbb{P}_k

aplicar mutação sobre \mathbb{P}_k

avaliar \mathbb{P}_k

Fim enquanto

A.4 Vantagens e Desvantagens dos Algoritmos Genéticos

A.4.1 Vantagens dos Algoritmos Genéticos

Em problemas, onde diversos métodos de otimização falham, os Algoritmos Genéticos tem sido empregados. Suas vantagens são:

- Por trabalharem com uma população e não com um único ponto, efetuam buscas simultâneas em diversas regiões do espaço de busca;
- Otimizam um número grande variáveis;
- Reduzem a incidência de mínimos locais em superfícies complexas, otimizando os parâmetros das funções objetos;
- Adaptam-se bem a computadores paralelos;
- São fáceis de ser implementados em computadores;
- São flexíveis para trabalhar com diversas restrições e otimizar múltiplas funções com objetivos conflitantes;
- São facilmente combinados com outras técnicas;

- São robustos e aplicáveis a uma grande variedade de problemas;
- São mais difíceis de se prenderem a ótimos locais;
- Obtém bom desempenho em grande parte dos problemas;
- Trabalham com dados experimentais e são tolerantes a ruídos e dados incompletos;
- Fornecem diversos parâmetros ótimos e não apenas uma simples solução.

A.4.2 Desvantagens dos Algoritmos Genéticos

As principais desvantagens dos Algoritmos Genéticos são vistos abaixo:

- Dificuldade de encontrar o ótimo global exato da função objeto;
- Requerem um grande número de avaliações das funções de aptidão e suas restrições;
- Grandes possibilidades de configurações podendo complicar a resolução.

Anexo B

Cálculo da Relação entre os Coeficientes do Linearizador por Pré-distorção

Para encontrar a relação entre os coeficientes de pré-distorção $F\{x_{in}(t)\}$, do amplificador $A\{x_{pd}(t)\}$ e do ganho complexo total do sistema $G\{x_{in}(t)\}$, foi feita a igualdade das equações 4.7 e 4.10:

$$\begin{aligned} G\{x_{in}(t)\} &= F\{x_{in}(t)\} \cdot A\{x_{pd}(t)\} \\ \{g_1 + g_3 x_{in}(t) + g_5 x_{in}^2(t)\} &= \\ \{f_1 + f_3 x_{in}(t) + f_5 x_{in}^2(t)\} \cdot \\ \{a_1 + a_3 x_{in}(t) |F\{x_{in}(t)\}|^2 + a_5 x_{in}^2(t) |F\{x_{in}(t)\}|^2\} \end{aligned} \quad (\text{B.1})$$

Ao efetuarmos a multiplicação tem-se:

$$\begin{aligned} \{g_1 + g_3 x_{in}(t) + g_5 x_{in}^2(t)\} &= \\ f_1 a_1 + f_1 a_3 x_{in}(t) |F\{x_{in}(t)\}|^2 + f_1 a_5 x_{in}^2(t) |F\{x_{in}(t)\}|^4 + \\ f_3 a_1 x_{in}(t) + f_3 a_3 x_{in}^2(t) |F\{x_{in}(t)\}|^2 + f_3 a_5 x_{in}^3(t) |F\{x_{in}(t)\}|^4 + \\ f_5 a_1 x_{in}^2(t) + f_5 a_3 x_{in}^3(t) |F\{x_{in}(t)\}|^2 + f_5 a_5 x_{in}^4(t) |F\{x_{in}(t)\}|^4 \end{aligned} \quad (\text{B.2})$$

A função da pré-distorção $F\{x_{in}(t)$ é dado por:

$$\begin{aligned}
F\{x_{in}(t)\} &= f_1 + f_3 x_{in}(t) + f_5 x_{in}^2(t) \\
&= (f_{11} + j f_{21}) + (f_{13} + j f_{23}) x_{in}(t) + (f_{15} + j f_{25}) x_{in}^2(t) \\
&= [f_{11} + f_{13} x_{in}(t) + f_{15} x_{in}^2(t)] + \\
&\quad j [f_{21} + f_{23} x_{in}(t) + f_{25} x_{in}^2(t)]
\end{aligned} \tag{B.3}$$

Sabendo que o módulo ao quadrado de um número complexo, será a soma dos termos real e imaginário ao quadrados, tem-se $|F\{x_{in}(t)\}^2$ dado por:

$$\begin{aligned}
|F\{x_{in}(t)\}^2 &= (f_{11})^2 + 2 f_{11} f_{13} x_{in} + 2 f_{11} f_{15} x_{in}^2 + \\
&\quad (f_{13})^2 x_{in}^2 + 2 f_{13} f_{15} x_{in}^3 + (f_{15})^2 x_{in}^4 + \\
&\quad (f_{21})^2 + 2 f_{21} f_{23} x_{in} + 2 f_{21} f_{25} x_{in}^2 + \\
&\quad (f_{23})^2 x_{in}^2 + 2 f_{23} f_{25} x_{in}^3 + (f_{25})^2 x_{in}^4
\end{aligned} \tag{B.4}$$

A função $|F\{x_{in}(t)\}^2$ pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
|F\{x_{in}(t)\}^2 &= |f_1|^2 + 2 \Re[f_1 f_3] x_{in} + 2 \Im[f_1 f_3] x_{in} + \\
&\quad |f_3|^2 x_{in}^2 + 2 \Re[f_1 f_5] x_{in}^2 + 2 \Im[f_1 f_5] x_{in}^2 + \\
&\quad |f_5|^2 x_{in}^4 + 2 \Re[f_3 f_5] x_{in}^3 + 2 \Im[f_3 f_5] x_{in}^3
\end{aligned} \tag{B.5}$$

Para relacionar os termos de ordens zero, primeira e segunda na equação B.1, há apenas os coeficientes de ordens zero e primeira na equação B.5 sendo utilizados, ou seja:

$$|F\{x_{in}(t)\}^2 = |f_1|^2 + 2 \Re[f_1 f_3] x_{in} + 2 \Im[f_1 f_3] x_{in} \tag{B.6}$$

Os demais coeficientes ao serem multiplicados na equação B.2, terão coeficientes acima da segunda ordem.

Da mesma forma é realizado os cálculos para encontra $|F\{x_{in}(t)\}^4$, observando que neste caso só serão utilizados termos de ordem zero na equação B.2, assim $|F\{x_{in}(t)\}^4$ será dado por:

$$|F\{x_{in}(t)\}^4 = |f_1|^4 \tag{B.7}$$

Substituindo os termos das equações B.6 e B.7 na equação B.2, teremos:

$$\begin{aligned}
 \{g_1 + g_3 x_{in}(t) + g_5 x_{in}^2(t)\} = \\
 f_1 a_1 + f_1 a_3 |f_1|^2 x_{in}(t) + 2 f_1 a_3 \{\Re(f_1 f_3) + \Im(f_1 f_3)\} x_{in}^2(t) + \\
 f_1 a_5 |f_1|^4 x_{in}^2(t) + f_3 a_1 x_{in}(t) + f_3 a_3 |f_1|^2 x_{in}^2(t) + f_5 a_1 x_{in}^2(t)
 \end{aligned}
 \tag{B.8}$$

Relacionando os termos de ordens zero, primeira e segunda, teremos:

$$\begin{aligned}
 g_1 &= f_1 a_1 \\
 g_3 &= f_3 a_1 + f_1 a_3 |f_1|^2 \\
 g_5 &= f_5 a_1 + f_3 a_3 |f_1|^2 + f_1 a_5 |f_1|^4 + 2f_1 a_3 \{\Re(f_1 f_3) + \Im(f_1 f_3)\}
 \end{aligned}
 \tag{B.9}$$

Da mesma maneira, pode ser escrito como:

$$\begin{aligned}
 g_1 &= f_1 a_1 \\
 g_3 &= f_3 a_1 + f_1 a_3 |f_1|^2 \\
 g_5 &= f_5 a_1 + f_3 a_3 |f_1|^2 + f_1 a_5 |f_1|^4 + 2f_1 a_3 \Re(f_1 f_3^*)
 \end{aligned}
 \tag{B.10}$$

Anexo C

Visual Matlab de Simulação das Técnicas de Linearização

Para facilitar a interação do usuário com o estudo realizado neste trabalho, empregando as técnicas de linearização por Pré-distorção, Alimentação Direta e suas Combinação, foi elaborado no Matlab, utilizando seus recursos visuais, um programa para facilitar a entrada de dados, como frequência de entrada, números de iterações e a potência do sinal de entrada, e também que retorna os resultados das linearizações, como os valores dos níveis de intermodulações e os coeficientes ótimos dos linearizadores. Os gráficos de saída de cada linearizador também são mostrados.

Para inicializar o programa foi feita um tela principal onde mostra o sinal de teste na entrada do amplificador, e sua saída com as distorções causadas pela não linearidade do amplificador. Nesta tela é possível chamar os outras com as respectivas técnicas de linearização abordadas neste trabalho.

Ao abrir o Matlab, direcione-o para a pasta com os programas e digitando o comando `'open visual_Linearizador.fig'`, será visto a tela como mostra a Figura C.1, onde tem-se as opções de entrada e os resultado de saída, bem como os gráficos.

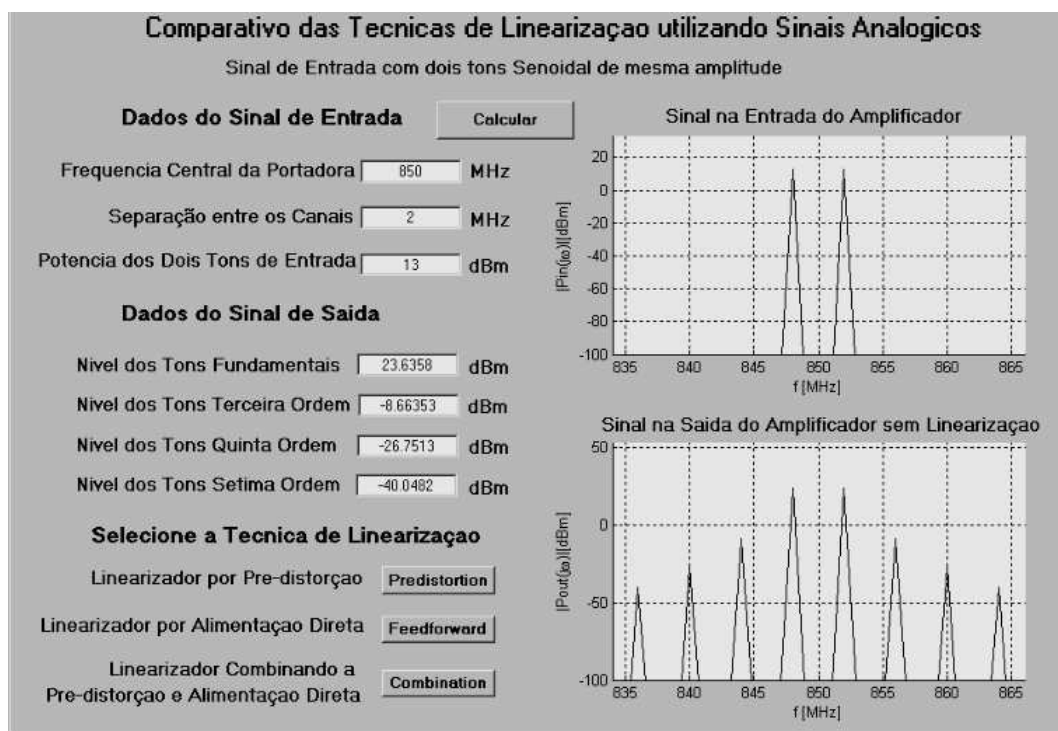


Figura C.1: *Visual Matlab com Sinal Analógico de Entrada e o Sinal de Saída do Amplificador*

Nesta primeira tela possui também as opções das técnicas de linearização. Selecionando a pré-distorção é visto o diagrama em bloco do linearizador e as opções dos dados de entrada. Após calculado os valores de saída é visto os gráficos da linearização e os níveis das intermodulações, também os valores dos coeficientes ótimos (Figura C.2).

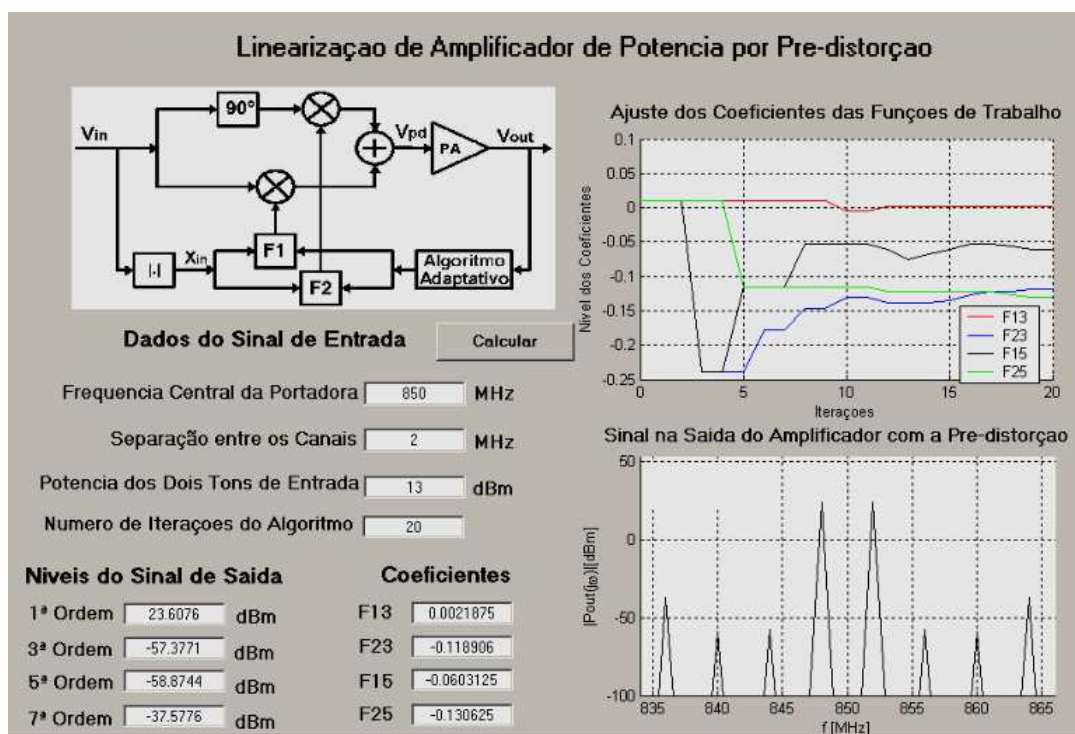


Figura C.2: Visual Matlab com o Sinal de Saída do Linearizador por Pré-distorção

Se optado pela técnica de linearização por alimentação direta, também é visto na tela o diagrama em bloco e os espaços para os dados de entrada do sinal a ser linearizado. Como mostra a Figura C.3, com os resultados da linearização e os gráficos respectivos.

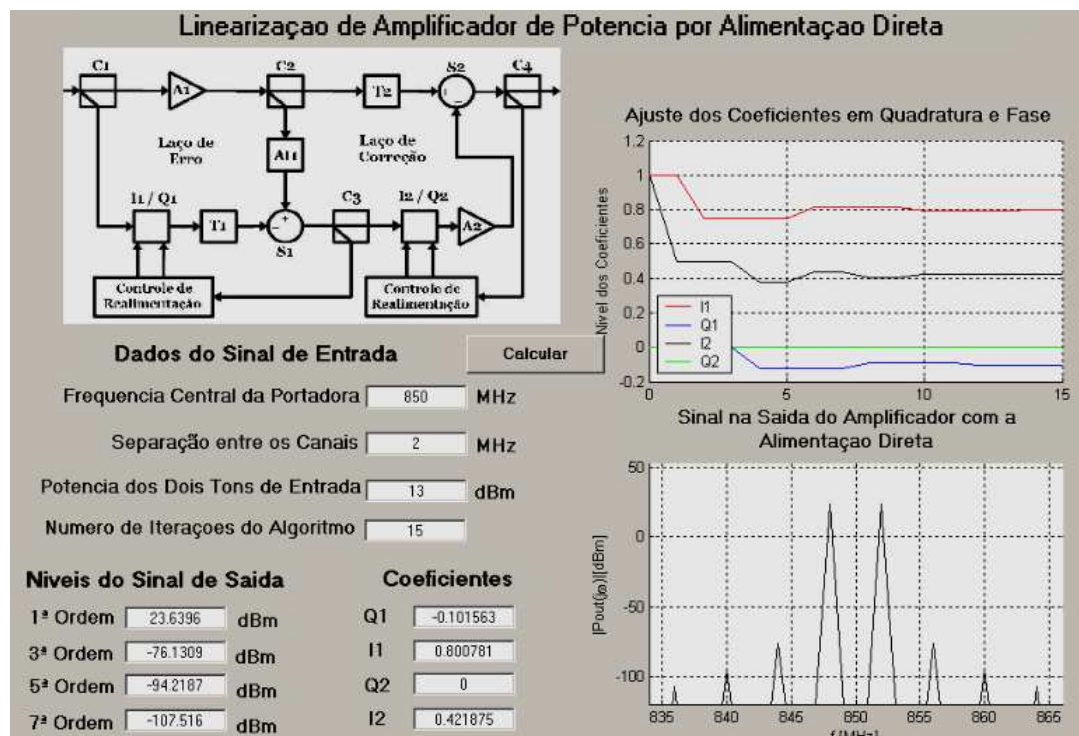


Figura C.3: Visual Matlab com o Sinal de Saída do Linearizador por Alimentação Direta

A última tela é um comparativo gráfico, que mostra também os níveis das intermodulações, das duas técnicas de linearização e a combinação de ambas, onde também é possível inserir os dados de entrada como visto na Figura C.4

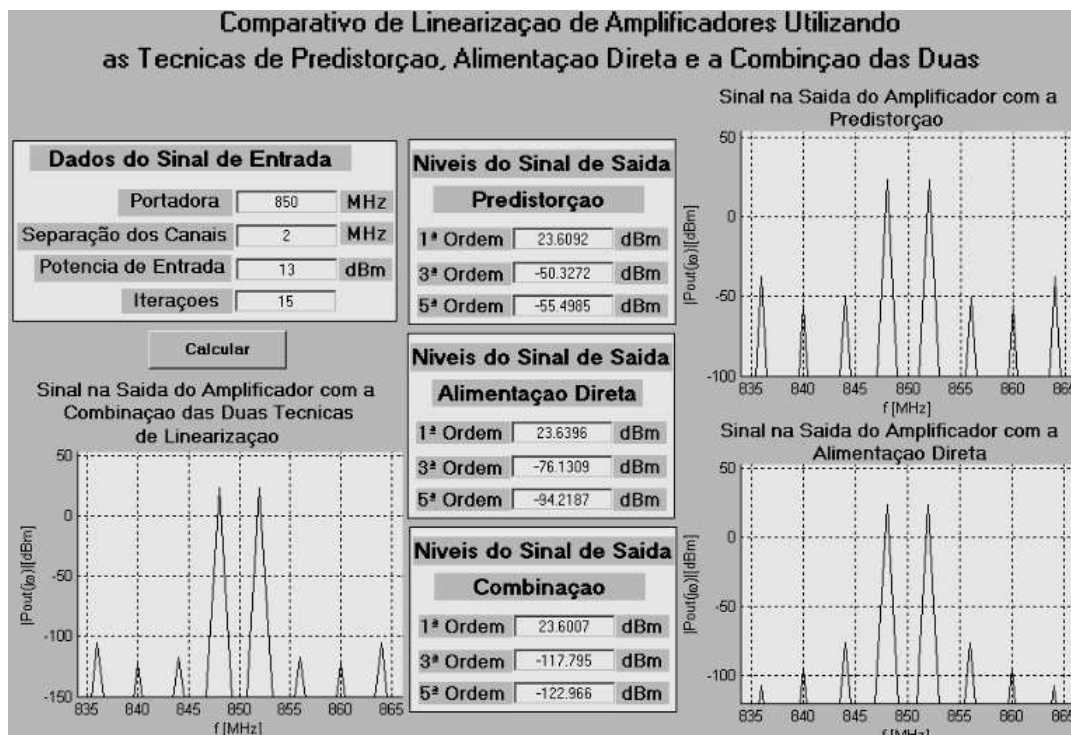


Figura C.4: Visual Matlab com os Sinal de Saída dos Linearizadores e sua Combinação

Com este programa o usuário que queira realizar testes experimentais com as técnicas de linearização empregadas neste trabalho, para um sinal analógico, poderá interagir diretamente alterando os parâmetros de entrada nas figuras anteriores.

Anexo D

Programas Implementados no Matlab

O programa do Anexo D.1 foi usado para verificar a convergência do algoritmo baseado no método de otimização de Hooke e Jeeves, usando a equação 3.10, onde a superfície de sua função é representada na Figura 3.9.

Os resultados de convergência dos coeficientes x_1 e x_2 da função e sua saída y podem ser vista nas Figuras 3.10, 3.11, 3.12 e 3.13.

D.1 Exemplo do Algoritmo Baseado no Método de Otimização de Hooke e Jeeves

```
x1 = 1;      xaa = x1;
x2 = 0;      xbb = x2;
delta = 0.5; fator = 0.5;

fi = x1 .* exp(-x1.^2 - (x2).^2);
fab = fi;
N = 0; % Iteração inicial
termino = 50; %Iteração final
f3 = 0;

while N < termino
```

```
v0 = [x1,x2];

x1 = v0(1); xa = x1;
x2 = v0(2); xb = x2;
x2 = x2 - delta;

fi1 = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);

if fi1 > fi
    x2 = x2 + (2*delta);
    fi1 = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);
    if fi1 > fi
        x2 = x2 - delta;
    end
end

fs = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);
x1 = x1 - delta;

fi1 = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);

if fi1 > fs
    x1 = x1 + (2*delta);
    fi1 = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);
    if fi1 > fs
        x1 = x1 - delta;
    end
end

if x2 == xb & x1 ~= xa
    fs = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);

    x2 = x2 - delta;
```

```
    fi1 = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);

    if fi1 > fs
        x2 = x2 + (2*delta);
        fi1 = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);
        if fi1 > fs
            x2 = x2 - delta;
        end
    end
end

end

f1 = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);

if x1 == xa & x2 == xb
    delta = delta * fator;
end

N = N+1;
X1(N)=x1;
X2(N)=x2;
Fi(N)=f1;

if f1 < fi

    A = 1;

    while f3 < f1 & N < termino

        if A >= 2
            f1 = f3;
        end

        v1 = [x1,x2];
```

```
v2 = (2 .* v1) - v0;
v0 = v1;

x1 = v2(1);
x2 = v2(2);

x1 = v2(1); xa = x1;
x2 = v2(2); xb = x2;
x1 = x1 - delta;

fi3 = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);

if fi3 > f1
    x1 = x1 + (2*delta);
    fi3 = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);
    if fi3 >= f1
        x1 = x1 - delta;
    end
end

fs = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);

x2 = x2 - delta;
fi4 = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);

if fi4 >= fs
    x2 = x2 + (2*delta);
    fi4 = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);
    if fi4 > fs
        x2 = x2 - delta;
    end
end

end
```

```
if x1 == xa & x2 ~= xb
    fs = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);
    x1 = x1 - delta;

    fi3 = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);

    if fi3 >= fs
        x1 = x1 + (2*delta);
        fi3 = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);
        if fi3 > fs
            x1 = x1 - delta;
        end
    end
end

f3 = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);

if f3 < f1
    N = N+1;
    fa = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);
    X1(N)=x1;
    X2(N)=x2;
    Fi(N)=fa;
end

if f3 > f1
    x1 = X1(N);
    x2 = X2(N);
end

A = A + 1;

end

end
```

```
    fi = x1 .* exp(-x1.^2 - x2.^2);
end

M=0:length(X1);
X1 = [xaa,X1];
X2 = [xbb,X2];
Fi = [fab,Fi];

figure; Ha = subplot(1,1,1);
set(Ha,'FontSize',23,'LineWidth',2);
plot(M,X1,'r');grid on; hold on;
plot(M,X2,'b');grid on;
title('Coeficientes X e Y se ajustando);

ylabel('Valores dos Coeficientes');
xlabel('Iteração');
legend('X_{1}','X_{2}',1); hold off;

figure; Ha = subplot(1,1,1);
set(Ha,'FontSize',23,'LineWidth',2);
plot(M,Fi,'k');grid on;

title('Saída do Sinal);
ylabel('Potencia de Saida');
xlabel('Iteração');

figure; x1=-5:0.1:5; x2=-5:0.1:5; Ha = subplot(1,1,1);
set(Ha,'FontSize',23,'LineWidth',2); [X1,X2]=meshgrid(x1,x2);

Z = X1 .* exp(-X1.^2 - X2.^2); mesh(X1,X2,Z);

title('Superfície de Potência);
zlabel('Potencia de Saida');
```



```
ylabel('X_{2}'); xlabel('X_{1}');
```

D.2 Implementação dos Linearizadores

Nos Anexos D.2.1, D.2.2 e D.2.3 encontram-se os programas principais dos linearizadores propostos, a pré-distorção, alimentação direta e a combinação das duas técnicas, respectivamente.

Estes programas utilizam funções que podem ser vistas no Anexo D.3.

D.2.1 Linearizador por Pré-distorção

```
clear all; close all; clc;

disp('Sinal de entrada com dois tons senoidais');

fc = 850;% freq. da portadora (MHz)
wc = 2*pi*fc;
delta1 = 2; %delta1 = .2;% separação entre canais (MHz)
wdelta1 = 2*pi*delta1;
df = 2; %df = 0.1; % resolução no domínio da freq. (MHz)
fsmin = 80*fc; %fsmin = 80*fc;% freq. de amostragem pelo menos
      80 vezes a da portadora
Nmin = fsmin/df; pot2 = ceil(log2(Nmin));
Np = 2^pot2; % número de pontos da fft
fs = Np*df; % taxa de amostragem
Ts = 1/fs; t = [0:Np-1]*Ts;

Pin_dbm = 13; % Potência em dBm
Pin = (10^(Pin_dbm/10))*1e-3; % (mWatts)
Vrms = sqrt(Pin*50); Vin = Vrms * sqrt(2);
Vin1 = Vin .* cos((wc + wdelta1).*t);
Vin2 = Vin .* cos((wc - wdelta1).*t); xin = Vin1 + Vin2;

figure; [Xin,w] = tfourier3(xin,t); f = w/(2*pi); Ha =
```

```

subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(Xin).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Entrada com dois tons Senoidais');
ylabel('|Pin(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]'); hold on;
axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);

disp('Sinal de Saida do Amplificador de RF Principal');

a15 = -0.0051; a13 = 1.0489; a11 = 9.5727;
a25 = -0.0021; a23 = 0.5832; a21 = -0.3816;

sI = abs( a11 + a13.*xin + a15.*xin.^2 );
sQ = abs( a21 + a23.*xin + a25.*xin.^2 );
smag = ((sqrt(sI.^2 + sQ.^2).*xin)./(2*sqrt(2)));
sfi = atan(sQ./sI); s_ampl = smag.*(cos(sfi) + j.*sin(sfi));

figure; [S_ampl,w] = tfourier3(s_ampl,t); f = w/(2*pi);
Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(S_ampl).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Saída do Amplificador sem Linearização');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]'); hold on;
axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);
global xin t a15 a13 a11 a25 a23 a21 Np fs fc delta1

disp('Escolha dos coeficientes otimos para o linearizador');

iteracao = 20; f11= 1; f13= 0.01 ;
f15= 0.01; f21= 1; f23= 0.01; f25= 0.01;
[fi,xf] = hooke_PD([f13,f23,f15,f25], 'equation_PD', iteracao);

f11= 1; f13= xf(1) f15= xf(3)
f21= 1; f23= xf(2) f25= xf(4)

```

```

disp('Sinal de Saída do Linearizador por Pre-distorcao');

sI = abs( f11 + f13.*xin + f15.*xin.^2 );
sQ = abs( f21 + f23.*xin + f25.*xin.^2 );
smag = ((sqrt(sI.^2 + sQ.^2).*xin)./(2*sqrt(2)));
sfi = atan(sQ./sI);

xpd = smag.*(cos(sfi) + j.*sin(sfi));

sI = abs( a11 + a13.*xpd + a15.*xpd.^2 );
sQ = abs( a21 + a23.*xpd + a25.*xpd.^2 );
smag = ((sqrt(sI.^2 + sQ.^2).*xin)./(2*sqrt(2)));
sfi = atan(sQ./sI); s_pred = smag.*(cos(sfi) + j.*sin(sfi));

figure; [S_pred,w] = tfourier3(s_pred,t); f = w/(2*pi);
Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(S_pred).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Saída do Amplificador com Linearização');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]'); hold on;
axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);

```

D.2.2 Linearizador por Alimentação Direta

```

clear all; close all; clc;

disp('Funcionamento do Linearizador por Alimentação Direta');
disp('Sinal de Entrada do Linearizador');

fc = 850;% freq. da portadora (MHz)
wc = 2*pi*fc;
delta1 = 2; %delta1 = .2;% separação entre canais(MHz)
wdelta1 = 2*pi*delta1;
df = 2; %df = 0.1; % resolução no domínio da freq.(MHz)
% freq. de amostragem pelo menos 80 vezes a da portadora
fsmin = 80*fc; %fsmin = 80*fc;

```

```

Nmin = fsmin/df; pot2 = ceil(log2(Nmin));
Np = 2^pot2; % número de pontos da fft
fs = Np*df; % taxa de amostragem
Ts = 1/fs; t = [0:Np-1]*Ts;

Pin_dbm = 13; % Potência em dBm
Pin = (10^(Pin_dbm/10))*1e-3; % (mWatts)
Vrms = sqrt(Pin*50); Vin = Vrms * sqrt(2);
Vin1 = Vin .* cos((wc + wdelta1).*t);
Vin2 = Vin .* cos((wc - wdelta1).*t);
xin = Vin1 + Vin2;

figure; [Xin,w] = tfourier3(xin,t);
f = w/(2*pi); Ha = subplot(1,1,1);
set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(Xin).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth', 2);
grid on; title('Sinal de Entrada com dois tons Senoidais');
ylabel('|Pin(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]'); hold on;
axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);
global xin t fc delta1 fs Np

disp('Sinal de Saida do Amplificador de Rf Principal');

a15 = -0.0051; a13 = 1.0489; a11 = 9.5727;
a25 = -0.0021; a23 = 0.5832; a21 = -0.3816;

sI = abs( a11 + a13.*xin + a15.*xin.^2 );
sQ = abs( a21 + a23.*xin + a25.*xin.^2 );

smag = ((sqrt(sI.^2 + sQ.^2).*xin)./(2*sqrt(2)));
sfi = atan(sQ./sI); s_ampl = smag.*(cos(sfi) + j.*sin(sfi));

figure; [S_ampl,w] = tfourier3(s_ampl,t); f = w/(2*pi);

```

```

Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(S_ampl).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Saída do Amplificador sem Linearização');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]'); hold on;
axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]); global s_ampl

disp('Sinal de Saida do Atenuador AT1 com as distorcoes do
Amplificador de Rf ');

P_atenuador = 12.5; % potência atenuada pelo Atenuador AT1.
s_at1 = s_ampl ./10^(P_atenuador/20);

figure; [S_at1,w] = tfourier3(s_at1,t); f = w/(2*pi);
Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(S_at1).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Saída do Atenuador AT1');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]'); hold on;
axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]); global s_at1

disp('Sinal de Saida do Somador sem a correcao do Dispositivo
Compensador');

I =1; Q =0; Ia = I; Qa = Q;
s_AGC1 = I.*xin - Q.*xin.*j;
s_somador = s_at1 - s_AGC1;

figure; [S_somador,w] = tfourier3(s_somador,t); f = w/(2*pi);
Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(S_somador).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on;
title('Sinal de Saída do Somador sem Ajuste dos Coeficientes');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]');
hold on; axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);

```

```

disp('Sinal de Saida do Somador 1 com a correção do Dispositivo
Compensador');

iteracao = 20; delta = 0.1;
[fi,xf,itI,itQ,Fi]=hooke_FF([I,Q], 'equation_FF1',iteracao,delta);

X1 = itI; X2 = itQ; M=0:(length(X1)); N=0:(length(Fi))-1;
Ia = [Ia,X1]; Qa = [Qa,X2];

figure; Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(M,Ia,'b','LineWidth',2); grid on; hold on;
plot(M,Qa,'r','LineWidth',2); legend('I','Q',1);
title('Minimização dos Coeficientes no Laço de Erro');
ylabel('Coefficients'); xlabel('Iteration'); hold off;

I = xf(1) Q = xf(2) s_AGC1 = I.*xin - Q.*xin.*j;
s_somador = s_at1 - s_AGC1;

figure; [S_somador,w] = tfourier3(s_somador,t); f = w/(2*pi);
Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(S_somador).^2).*2)/(1e-3*50)), 'k','LineWidth',2);
grid on;
title('Sinal de Saída do Somador 1 com Ajuste dos Coeficientes');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]');
hold on; axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]); global s_somador

disp('Sinal de Saida do Amplificador de Erro Linear');

P_Ampl_Erro = 20; % potência atenuada pelo Atenuador AT1.
s_erro = s_somador .*10^(P_Ampl_Erro/20); global P_Ampl_Erro

figure; [S_erro,w] = tfourier3(s_erro,t); f = w/(2*pi);

```

```

Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(S_erro).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on;
title('Sinal de Saída do Amplificador de Erro');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]'); hold on;
axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);

disp('Sinal de Saida do Somador-2 sem a correção do Dispositivo
Compensador 2');

I = 1; Q = 0; s_erro = I.*s_somador - Q.*s_somador.*j;
s_erro = s_erro .*10^(P_Ampl_Erro/20);
saida_FF = s_ampl - s_erro ;

figure; [Saida_FF,w] = tfourier3(saida_FF,t); f = w/(2*pi);
Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(Saida_FF).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on;
title('Sinal de Saída do Linearizador Feedforward sem
Ajuste dos Coeficientes');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]');
xlabel('f [MHz]'); hold on; axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);

Iteracao = 20; I = 1; Q = 0; Ia = I; Qa = Q; delta = 0.5;
[fi,xf,itI,itQ,Fi]= hooke_FF([I,Q], 'equation_FF2', Iteracao, delta);
X1 = itI; X2 = itQ; I = xf(1) Q = xf(2)

M=0:(length(X1)); N=0:(length(Fi))-1; Ia = [Ia,X1]; Qa = [Qa,X2];

figure; Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(M,Ia,'b', 'LineWidth',2); grid on; hold on;
plot(M,Qa,'r', 'LineWidth',2); legend('I','Q',1);
title('Minimização dos Coeficientes no Laço de Correção');

```

```

ylabel('Coefficients'); xlabel('Iteration'); hold off;

disp('Saida do Amplificador Linearizador Feedforward');

s_erro = I.*s_somador - Q.*s_somador.*j;
s_erro = s_erro.*10^(P_Ampl_Erro/20);
saida_FF = s_ampl - s_erro ;

figure; [Saida_FF,w] = tfourier3(saida_FF,t); f = w/(2*pi);
Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(Saida_FF).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Saída do Linearizador Feedforward com
Ajuste dos Coeficientes');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]');
xlabel('f [MHz]'); hold on; axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);

```

D.2.3 Linearizador Combinando: Pré-distorção com Ali- mentação Direta

```

clear all; close all; clc;

disp('Funcionamento do Linearizador');
disp('Sinal de Entrada do Linearizador');

fc = 850;% freq. da portadora (MHz)
wc = 2*pi*fc;
delta1 = 2; %delta1 = .2;% separação entre canais (MHz)
wdelta1 = 2*pi*delta1;
df = 2; %df = 0.1; % resolução no domínio da freq. (MHz)
fsmin = 80*fc; %fsmin = 80*fc;% freq. de amostragem pelo menos 80
vezes a da portadora
Nmin = fsmin/df; pot2 = ceil(log2(Nmin));
Np = 2^pot2; % número de pontos da fft

```



```

fs = Np*df; % taxa de amostragem
Ts = 1/fs; t = [0:Np-1]*Ts;

Pin_dbm = 13; % Potência em dBm
Pin = (10^(Pin_dbm/10))*1e-3; % (mWatts)
Vrms = sqrt(Pin*50); Vin = Vrms * sqrt(2);
Vin1 = Vin .* cos((wc + wdelta1).*t);
Vin2 = Vin .* cos((wc - wdelta1).*t);
xin = Vin1 + Vin2;

figure; [Xin,w] = tfourier3(xin,t);
f = w/(2*pi); Ha = subplot(1,1,1);
set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10((abs(Xin).^2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth', 2);
grid on; title('Sinal de Entrada com dois tons Senoidais');
ylabel('|Pin(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]'); hold on;
axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);
global xin t fc delta1 fs Np

disp('Sinal de Saida do Amplificador de RF Principal sem a
Pré-distorção');

a15 = -0.0051; a13 = 1.0489; a11 = 9.5727;
a25 = -0.0021; a23 = 0.5832; a21 = -0.3816;

sI = abs( a11 + a13.*xin + a15.*xin.^2 );
sQ = abs( a21 + a23.*xin+ a25.*xin.^2 );
smag = ((sqrt(sI.^2 + sQ.^2).*xin)./(2*sqrt(2)));
sfi = atan(sQ./sI);
s_ampl = smag.*(cos(sfi) + j.*sin(sfi));

figure; [S_ampl,w] = tfourier3(s_ampl,t);
f = w/(2*pi); Ha = subplot(1,1,1);

```

```

set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(S_ampl).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth', 2);
grid on; title('Sinal de Saída do Amplificador sem Linearização');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]'); hold on;
axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);
global xin t df a15 a13 a11 a25 a23 a21

disp('Escolha dos coeficientes otimos para o linearizador de
Pré-distorção');

iteracao = 20;
f11= 1; f13= 0.01; f15= 0.01;
f21= 1; f23= 0.01; f25= 0.01;

[fi,xf] = hooke_PD([f13,f23,f15,f25], 'equation_PD', iteracao);

f11= 1; f13= xf(1) f15= xf(3)
f21= 1; f23= xf(2) f25= xf(4)

disp('Sinal de Saída do Linearizador por Pre-distorção');

sI = abs( f11 + f13.*xin + f15.*xin.^2 );
sQ = abs( f21 + f23.*xin + f25.*xin.^2 );
smag = ((sqrt(sI.^2 + sQ.^2).*xin)./(2*sqrt(2)));
sfi = atan(sQ./sI);
xpd = smag.*(cos(sfi) + j.*sin(sfi));

sI = abs( a11 + a13.*xpd + a15.*xpd.^2 );
sQ = abs( a21 + a23.*xpd + a25.*xpd.^2 );
smag = ((sqrt(sI.^2 + sQ.^2).*xin)./(2*sqrt(2)));
sfi = atan(sQ./sI);
s_ampl = smag.*(cos(sfi) + j.*sin(sfi));

```

```

figure; [S_ampl,w] = tfourier3(s_ampl,t);
f = w/(2*pi); Ha = subplot(1,1,1);
set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(S_ampl).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Saída do Amplificador com a
Pré-distorção');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]');
xlabel('f [MHz]'); hold on; axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);
global s_ampl

```

```

disp('Sinal de Saida do Atenuador AT1 com as distorções do
Amplificador de Rf ');

```

```

P_atenuador = 12.5; % potência atenuada pelo Atenuador AT1.
s_at1 = s_ampl ./10^(P_atenuador/20);

```

```

figure; [S_at1,w] = tfourier3(s_at1,t);
f = w/(2*pi); Ha = subplot(1,1,1);
set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(S_at1).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Saída do Atenuador AT1');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]'); hold on;
axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]); global s_at1

```

```

disp('Sinal de Saida do Somador sem a correção do Dispositivo
Compensador');

```

```

I =1; Q =0; Ia = I; Qa = Q;

```

```

s_AGC1 = I.*xin - Q.*xin.*j; s_somador = s_at1 - s_AGC1;

```

```

figure; [S_somador,w] = tfourier3(s_somador,t);
f = w/(2*pi); Ha = subplot(1,1,1);

```

```

set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(S_somador).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Saída do Somador sem Ajuste de Ganho
Complexo');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]');
hold on; axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);

disp('Sinal de Saída do Somador com a correção do Dispositivo
Compensador');

iteracao = 20; delta = 0.1;

[fi,xf,itI,itQ,Fi]= hooke_FF([I,Q], 'equation_FF1',iteracao,delta);
X1 = itI; X2 = itQ;

M=0:(length(X1)); N=0:(length(Fi))-1;

Ia = [Ia,X1]; Qa = [Qa,X2];

figure; Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(M,Ia,'b', 'LineWidth',2);grid on; hold on;
plot(M,Qa,'r', 'LineWidth',2); legend('I','Q',1);
title('Minimização dos Coeficientes do Linearizador');
ylabel('Coefficients'); xlabel('Iteration'); hold off;

I = xf(1) Q = xf(2)

s_AGC1 = I.*xin - Q.*xin.*j; s_somador = s_at1 - s_AGC1;

figure; [S_somador,w] = tfourier3(s_somador,t);
f = w/(2*pi); Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(S_somador).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Saída do Somador com Ajuste de Ganho

```

```

Complexo'); ylabel('|Pout(j\omega)|[dBm]'); xlabel('f [MHz]');
hold on; axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]); global s_somador

disp('Sinal de Saida do Amplificador de Erro Linear');

P_Ampl_Erro = 20; % potência atenuada pelo Atenuador AT1.
s_erro = s_somador .*10^(P_Ampl_Erro/20); global P_Ampl_Erro

figure; [S_erro,w] = tfourier3(s_erro,t);
f = w/(2*pi); Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(S_erro).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Saída do Amplificador de Erro');
ylabel('|Pout(j\omega)|[dBm]'); xlabel('f [MHz]'); hold on;
axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);

disp('Sinal de Saida do Somador-2 sem a correção do Dispositivo
Compensador 2');

I = 1; Q = 0;
s_erro = I.*s_somador - Q.*s_somador.*j;
s_erro = s_erro .*10^(P_Ampl_Erro/20);
saida_FF = s_ampl - s_erro ;

figure; [Saida_FF,w] = tfourier3(saida_FF,t);
f = w/(2*pi); Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(Saida_FF).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Saída do Linearizador sem Ajuste de Ganho
complexo');
ylabel('|Pout(j\omega)|[dBm]'); xlabel('f [MHz]');
hold on; axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);

Iteracao = 20; I = 1; Q = 0; Ia = I; Qa = Q;

```

```

delta = 0.5; [fi,xf,itI,itQ,Fi]=
hooke_FF([I,Q], 'equation_FF2', Iteracao, delta);

X1 = itI; X2 = itQ; I = xf(1) Q = xf(2)

M=0:(length(X1)); N=0:(length(Fi))-1;
Ia = [Ia,X1]; Qa = [Qa,X2];

figure; Ha = subplot(1,1,1); set(Ha, 'FontSize', 13, 'LineWidth', 2);
plot(M, Ia, 'b', 'LineWidth', 2); grid on; hold on;
plot(M, Qa, 'r', 'LineWidth', 2); legend('I', 'Q', 1);
title('Minimização dos Coeficientes do Linearizador');
ylabel('Coefficients'); xlabel('Iteration'); hold off;

s_erro = I.*s_somador - Q.*s_somador.*j;
s_erro = s_erro.*10^(P_Ampl_Erro/20);
saida_FF = s_ampl - s_erro ;

figure; [Saida_FF,w] = tfourier3(saida_FF,t);
f = w/(2*pi); Ha = subplot(1,1,1); set(Ha, 'FontSize', 13, 'LineWidth', 2);
plot(f, 10*log10(((abs(Saida_FF).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth', 2);
grid on; title('Sinal de Saída do Linearizador com Ajuste de Ganho
complexo');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]');
hold on; axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);

```

D.3 Implementação das Funções Empregadas nos Linearizadores

No Anexo D.3 estão as funções empregadas nos programas dos linearizadores visto no Anexo D.2.

O Anexo D.3.1 calcula a transformada de Fourier normalizada, onde é usada para representar o sinal no tempo para o domínio da frequência.

Nos Anexos D.3.2 e D.3.3 estão os algoritmos que otimizam os coeficientes dos linearizadores por alimentação direta e por pré-distorção, respectivamente, empregando o método de otimização de Hooke e Jeeves.

A função do Anexo D.3.4 retorna o nível de magnitude dos tons fundamentais, usado no laço de erro do linearizador por alimentação direta. Este nível de referência foi usado para obter o sinal de erro, com as distorções geradas pelo amplificador principal.

A função do Anexo D.3.5 retorna os níveis de intermodulações de terceira e quinta ordem, do sinal de saída, a cada iteração do programa, para serem referência no ajuste do laço de correção do linearizador por alimentação direta, para redução de seus níveis.

A função do Anexo D.3.6 é usado no linearizador por pré-distorção, retornando a magnitude das intermodulações de terceira e quinta ordem, para referência das funções de trabalho, a fim de obter a convergência do algoritmo, reduzindo os níveis de intermodulação.

D.3.1 Transformada de Fourier Normalizada

```
function [X,w] = tfourier3(x,t)
%
% CALCULA A TRANSFORMADA DE FOURIER NORMALIZADA ((X(w)) DO SINAL x(t)
%
% [X,w] = tfourier3(x,t)
%
% t: vetor (linha e real) de tempo em s, com instantes
%      EQUIESPAÇADOS crescentes.
% x: vetor (linha e complexo ou real) do sinal x(t)
%      (mesma dimensão de t)
%
% w: vetor (linha e real) da frequência angular em rad/s
%      (freqs. positivas até a freq. de amostragem)
% X: vetor (linha e complexo) de X(w)
%
if (size(x,1) > 1)|(size(t,1) > 1)
    error('vetores x e t devem ser vetores linha!');
end N = length(t); if length(x)~=N
```

```
error('vetor x precisa ter a mesma dimensão do vetor de tempo t');
end Ta = t(2) - t(1); fa = 1/Ta;
X = fft(x,N)/N; w = [0:N-1]*2*pi*fa/N;
```

D.3.2 Otimização dos Coeficientes do Linearizador por Alimentação Direta

```
function[fi,xf,itI,itQ,Fi]=hooke_FF(x0,func,iteracao,delta)
```

```
x1 = x0(1); x2 = x0(2);
```

```
xa = x1;    xb = x2;
```

```
fator = 0.5;
```

```
fi =(feval(func,[x1,x2]));
```

```
fab = fi;
```

```
N = 0; termin = 0.0000001;
```

```
x11 = x1; x22 = x2;
```

```
while fi > termin
```

```
    v0 = [x1,x2];
```

```
    x2 = x2 - delta;
```

```
    x1 = x1 - delta;
```

```
    fi1 = (feval(func,[x1,x2]));
```

```
    x1 = v0(1); xa = x1;
```

```
    x2 = v0(2); xb = x2;
```

```
    x2 = x2 - delta;
```

```
    fi1 = (feval(func,[x1,x2]));
```

```
    if fi1 > fi
```

```
        x2 = x2 + (2*delta);
```

```
        fi1 = (feval(func,[x1,x2]));
```

```
        if fi1 > fi
```



```
        x2 = x2 - delta;
    end
end

fs = (feval(func,[x1,x2]));

x1 = x1 - delta;
fi1 = (feval(func,[x1,x2]));

if fi1 > fs
    x1 = x1 + (2*delta);
    fi1 = (feval(func,[x1,x2]));
    if fi1 > fs
        x1 = x1 - delta;
    end
end

if x2 == xa & x1 ~= xb
    fs = (feval(func,[x1,x2]));

    x2 = x2 - delta;
    fi1 = (feval(func,[x1,x2]));

    if fi1 > fs
        x2 = x2 + (2*delta);
        fi1 = (feval(func,[x1,x2]));
        if fi1 > fs
            x2 = x2 - delta;
        end
    end
end

f1 = (feval(func,[x1,x2]));
```

```
if x1 == x11 & x2 == x22
    delta * fator;
end

x11 = x1;
x22 = x2;

N = N+1;
X1(N)=x1;
X2(N)=x2;
Fi(N)=f1;

if f1 < fi

    A = 1;
    f3 = termin;

    while f3 < f1 & f3 >= termin;

        if A >= 2
            f1 = f3;
        end

        v1 = [x1,x2];
        v2 = (2 .* v1) - v0;
        v0 = v1;

        x1 = v2(1); xa = x1;
        x2 = v2(2); xb = x2;
        x1 = x1 - delta;
        fi3 = (feval(func,[x1,x2]));
```

```
if fi3 > f1
    x1 = x1 + (2*delta);
    fi3 = (feval(func,[x1,x2]));
    if fi3 > fi
        x1 = x1 - delta;
    end
end

fs = (feval(func,[x1,x2]));

x2 = x2 - delta;
fi4 = (feval(func,[x1,x2]));

if fi4 > fs
    x2 = x2 + (2*delta);
    fi4 = (feval(func,[x1,x2]));
    if fi4 > fs
        x2 = x2 - delta;
    end
end

if x1 == xa & x2 ~= xb
    fs = (feval(func,[x1,x2]));

    x1 = x1 - delta;
    fi1 = (feval(func,[x1,x2]));

    if fi1 > fs
        x1 = x1 + (2*delta);
        fi1 = (feval(func,[x1,x2]));
        if fi1 > fs
            x1 = x1 - delta;
        end
    end
end
```

```
        end
    end

    f3 = (feval(func,[x1,x2]));

    if f3 < f1
        N = N+1;
        fa = (feval(func,[x1,x2]));
        X1(N)=x1;
        X2(N)=x2;
        Fi(N)=fa;
    end

    if f3 > f1
        x1 = X1(N);
        x2 = X2(N);
    end

    A = A + 1;

    if N >= iteracao
        break
    end
end

end

fi = (feval(func,[x1,x2]));
if N >= iteracao
    break
end

end

itI = X1;  itQ = X2;
Fi = [fab,Fi];  xf = [x1,x2];
```

D.3.3 Otimização dos Coeficientes do Linearizador por Pré-distorção

```
function [fi,xf] = hooke_PD(x0,func,iteracao);

x1 = x0(1); x2 = x0(2);
x3 = x0(3); x4 = x0(4);

xaa = x1; xbb = x2; xcc = x3; xdd = x4;

delta1 = 0.5; delta2 = 0.5; fator = 0.5;

[fi,fab3,fab5] =(feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
aux = 0; ref = fi;
fab = fi; N = 0;
termin = 0.000000001;

while fi > termin

    v0a = [x1,x2];
    v0b = [x3,x4];

    x1 = v0a(1); xa = x1;
    x2 = v0a(2); xb = x2;
    x3 = v0b(1); xc = x3;
    x4 = v0b(2); xd = x4;

    fs = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));

    x1 = x1 - delta1;
    fi1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    if fi1 > fs
        x1 = x1 + (2*delta1);
```

```
    fi1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    if fi1 > fs
        x1 = x1 - delta1;
    end
end

fs = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));

x2 = x2 - delta1;
fi1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
if fi1 > fs
    x2 = x2 + (2*delta1);
    fi1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    if fi1 > fs
        x2 = x2 - delta1;
    end
end

if x1 == xa & x2 ~= xb
    fs = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));

    x1 = x1 - delta1;
    fi1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    if fi1 > fs
        x1 = x1 + (2*delta1);
        fi1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
        if fi1 > fs
            x1 = x1 - delta1;
        end
    end
end

fs = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
```

```
x3 = x3 - delta2;
fi1 = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));
if fi1 > fs
    x3 = x3 + (2*delta2);
    fi1 = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));
    if fi1 > fs
        x3 = x3 - delta2;
    end
end

fs = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));

x4 = x4 - delta2;
fi1 = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));
if fi1 > fs
    x4 = x4 + (2*delta2);
    fi1 = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));
    if fi1 > fs
        x4 = x4 - delta2;
    end
end

if x3 == xc & x4 ~= xd
    fs = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));

    x3 = x3 - delta2;
    fi1 = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));
    if fi1 > fs
        x3 = x3 + (2*delta2);
        fi1 = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));
        if fi1 > fs
            x3 = x3 - delta2;
        end
    end
end
```

```
        end
    end
end

[f1,f135,f15]= (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));

if x1 == xa & x2 == xb
    delta1 = delta1 * fator;
end

if x3 == xc & x4 == xd
    delta2 = delta2 * fator;
end

N = N+1;    Fi(N)=f1;
Fi3(N)=f135; Fi5(N)=f15;
X1(N)=x1;   X2(N)=x2;
X3(N)=x3;   X4(N)=x4;

if f1 < fi
    A = 1;
    f3 = termin;

while f3 < f1 & f3 >= termin;
    if A >= 2
        f1 = f3;
    end

    v1 = [x1,x2];
    v2 = (2 .* v1) - v0a;
    v0a = v1;
    x1 = v2(1); xa = x1;
    x2 = v2(2); xb = x2;
```



```
v1 = [x3,x4];
v2 = (2 .* v1) - v0b;
v0b = v1;
x3 = v2(1); xc = x3;
x4 = v2(2); xd = x4;

fs = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));

x1 = x1 - delta1;
fi3 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
if fi3 > fs
    x1 = x1 + (2*delta1);
    fi3 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    if fi3 > fs
        x1 = x1 - delta1;
    end
end

fs = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));

x2 = x2 - delta1;
fi4 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
if fi4 > fs
    x2 = x2 + (2*delta1);
    fi4 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    if fi4 > fs
        x2 = x2 - delta1;
    end
end

if x1 == xa & x2 ~= xb
    fs = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
```

```
x1 = x1 - delta1;
fi1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
if fi1 > fs
    x1 = x1 + (2*delta1);
    fi1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    if fi1 > fs
        x1 = x1 - delta1;
    end
end
end

fs = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));

x3 = x3 - delta2;
fi3 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
if fi3 > fs
    x3 = x3 + (2*delta2);
    fi3 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    if fi3 > fs
        x3 = x3 - delta2;
    end
end

fs = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));

x4 = x4 - delta2;
fi4 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
if fi4 > fs
    x4 = x4 + (2*delta2);
    fi4 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    if fi4 > fs
        x4 = x4 - delta2;
    end
end
```

```
        end
    end

    if x3 == xc & x4 ~= xd
        fs = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));

        x3 = x3 - delta2;
        fi3 = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));
        if fi3 > fs
            x3 = x3 + (2*delta2);
            fi3 = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));
            if fi3 > fs
                x3 = x3 - delta2;
            end
        end
    end

    end

    end

    f3 = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));

    if f3 < f1
        N = N+1;
        [fa,fa3,fa5] = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));
        X1(N)=x1;      X2(N)=x2;
        X3(N)=x3;      X4(N)=x4;
        Fi(N)=fa;
        Fi3(N)=fa3; Fi5(N)=fa5;
    end

    if f3 > f1
        x1 = X1(N);   x2 = X2(N);
        x3 = X3(N);   x4 = X4(N);
    end

    end
```

```

        A = A + 1;
        if iteracao <= N
            break
        end

    end

end

fi = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));
if iteracao <= N
    break
end
end
end

```

D.3.4 Cálculo de Magnitude da Fundamental do Linearizador por Alimentação Direta

```

function [P_1st_L] = equation_FF1(x)

global xin s_at1 t fs Np fc delta1

I = x(1); Q = x(2);

s_AGC1 = (I.*xin) - (Q.*xin.*j);
s_soma = s_at1 - s_AGC1;
[S_soma,w] = tfourier3(s_soma,t);
Sa = abs(S_soma);

P_1st_L = Sa(((fc-(1*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 849.8 MHz
P_1st_U = Sa(((fc+(1*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 850.2 MHz
P_3rd_L = Sa(((fc-(3*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 849.4 MHz
P_3rd_U = Sa(((fc+(3*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 850.6 MHz
P_5th_L = Sa(((fc-(5*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 849 MHz

```

```

P_5th_U = Sa(((fc+(5*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 851 MHz
P_7th_L = Sa(((fc-(7*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 848.6 MHz
P_7th_U = Sa(((fc+(7*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 851.4 MHz

```

D.3.5 Calculo de Magnitude das IMD de 3^a e 5^a Ordem do Linearizador por Alimentação Direta

```

function [saida] = equation_FF2(x)

global s_somador s_ampl t fs Np fc delta1 P_Ampl_Erro

I = x(1); Q = x(2);

s_AGC1 = (I.*s_somador) - (Q.*s_somador.*j);
s_erro = s_AGC1.*10^(P_Ampl_Erro/20);
s_soma = s_ampl - s_erro;
[S_soma,w] = tfourier3(s_soma,t);
Sa = abs(S_soma);

P_1st_L = Sa(((fc-(1*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 849.8 MHz
P_1st_U = Sa(((fc+(1*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 850.2 MHz
P_3rd_L = Sa(((fc-(3*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 849.4 MHz
P_3rd_U = Sa(((fc+(3*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 850.6 MHz
P_5th_L = Sa(((fc-(5*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 849 MHz
P_5th_U = Sa(((fc+(5*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 851 MHz
P_7th_L = Sa(((fc-(7*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 848.6 MHz
P_7th_U = Sa(((fc+(7*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 851.4 MHz

saida = P_3rd_L + P_5th_L;

```

D.3.6 Calculo de Magnitude das IMD de 3^a e 5^a Ordem da Pré-distorção

```

function [saida] = equation_PD(x)

```

```
global xin t a15 a13 a11 a25 a23 a21 Np fs fc delta1

f11 = 1; f21 = 1; f13 = x(1); f23 = x(2); f15 = x(3); f25 = x(4);

sI = abs( f11 + f13.*xin + f15.*xin.^2 );
sQ = abs( f21 + f23.*xin + f25.*xin.^2 );
smag = ((sqrt(sI.^2 + sQ.^2).*xin)./(2*sqrt(2)));
sfi = atan(sQ./sI);

xpd = smag.*(cos(sfi) + j.*sin(sfi));

sI = abs( a11 + a13.*xpd + a15.*xpd.^2 );
sQ = abs( a21 + a23.*xpd + a25.*xpd.^2 );
smag = ((sqrt(sI.^2 + sQ.^2).*xin)./(2*sqrt(2)));
sfi = atan(sQ./sI); s_ampl = smag.*(cos(sfi) + j.*sin(sfi));

[S,w] = tfourier3(s_ampl,t); Sa=abs(S);

P_1st_L = Sa(((fc-(1*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 849.8 MHz
P_1st_U = Sa(((fc+(1*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 850.2 MHz
P_3rd_L = Sa(((fc-(3*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 849.4 MHz
P_3rd_U = Sa(((fc+(3*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 850.6 MHz
P_5th_L = Sa(((fc-(5*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 849 MHz
P_5th_U = Sa(((fc+(5*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 851 MHz
P_7th_L = Sa(((fc-(7*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 848.6 MHz
P_7th_U = Sa(((fc+(7*delta1))*(Np/fs))+1); % freq em 851.4 MHz

saida = P_3rd_L + P_5th_L;
```

D.4 Implementação das Funções Numérica do Linearizador por Pré-distorção

No Anexo D.4 apresenta os programas usados para simular o linearizador por pré-distorção de modo numérico denominado primeiro modelo, seção 6.1.2.

D.4.1 Linearizador por Pré-distorção Numérica

```
clear all; close all; clc;

disp('Sinal de Entrada no Amplificador');
fc = 850;% freq. da portadora (MHz)
wc = 2*pi*fc;
delta1 = 0.2; % separação entre canais (MHz)
wdelta1 = 2*pi*delta1;
df = 0.02; % resolução no domínio da freq. (MHz)
fsmin = 80*fc; % freq. de amostragem pelo menos 80
                vezes a da portadora
Nmin = fsmin/df; pot2 = ceil(log2(Nmin));
N = 2^pot2; % número de pontos da fft
fs = N*df; % taxa de amostragem
Ts = 1/fs; t = [0:N-1]*Ts;

Pin_dbm = 13; % Potência em dBm
Pin = (10^(Pin_dbm/10))*1e-3; % (mWatts)
Vrms = sqrt(Pin*50);
Vin = Vrms * sqrt(2); Vin1 = Vin .* cos((wc + wdelta1).*t);
Vin2 = Vin .* cos((wc - wdelta1).*t); xin = Vin1 + Vin2;

[V,w] = tfourier3(xin,t); Vin1=abs(V);
P_1st_L = Vin1((848/df)+1);
P_1st_U = Vin1((852/df)+1);
Vin1 = abs(P_1st_L + P_1st_U); global Vin1
```

```
figure; [X,w] = tfourier3(xin,t); f = w/(2*pi);
Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(X).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Entrada com dois tons Senoidais');
ylabel('|Pin(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]'); hold on;
axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -10 20]);

disp('Sinal de Saída do Amplificador sem Linearização');
% Coeficientes do Amplificador do ADS
a15 = -0.0051; a13 = 1.0489; a11 = 9.5727;
a25 = -0.0021; a23 = 0.5832; a21 = -0.3816;

sI = abs( a11 + a13.*xin + a15.*xin.^2 );
sQ = abs( a21 + a23.*xin + a25.*xin.^2 );
smag = ((sqrt(sI.^2 + sQ.^2).*xin)./(2*sqrt(2)));
sfi = atan(sQ./sI);
s = smag.*(cos(sfi) + j.*sin(sfi));

figure; [S,w] = tfourier3(s,t); f = w/(2*pi);
Ha = subplot(1,1,1);set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(S).^2).*2)./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Saída do Amplificador sem Linearização');
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]'); hold on;
axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);

disp('Minimização dos Coeficientes');
f13 = -1; f15= .5; f23 = 1;
f25= -.5; x0 = [f13 f23 f15 f25];
iteracao = 40;
[x] = hookejeeve_PD(x0,iteracao);

f11= 1;      f21= 1;
f13 = x(1); f23 = x(2);
```



```
f15 = x(3); f25 = x(4);

disp('Sinal de Saída do Amplificador com Linearização');

f1 = f11 + j.*f21;
f3 = f13 + j.*f23;
f5 = f15 + j.*f25;
a1 = a11 + j.*a21;
a3 = a13 + j.*a23;
a5 = a15 + j.*a25;

g1 = a1.*f1;
g3 = f3.*a1 + f1.*a3.*(abs(f1)).^2;
g5 = f5.*a1 + f3.*a3.*(abs(f1)).^2
+ f1.*a5.*(abs(f1)).^4 + 2.*f1.*a3.*real(f1.*conj(f3));

g11 = real(g1); g21 = imag(g1);
g13 = real(g3); g23 = imag(g3);
g15 = real(g5); g25 = imag(g5);

xin1 = Vin +(Vin .* cos(((2*pi*fc - 2*pi*delta1)
-(2*pi*fc + 2*pi*delta1))*t));

sI = abs( g11 + g13.*xin1 + g15.*xin1.^2 );
sQ = abs( g21 + g23.*xin1 + g25.*xin1.^2 );
smag = ((sqrt(sI.^2 + sQ.^2).*xin1)./(2*sqrt(2)));
sfi = atan(sQ./sI);
sf = smag.*(cos(sfi) + j.*sin(sfi));

figure; [SF,w] = tfourier3(sf,t); f = w/(2*pi);
Ha = subplot(1,1,1); set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(f,10*log10(((abs(SF).^2))./(1e-3*50)), 'k', 'LineWidth',2);
grid on; title('Sinal de Saída do Amplificador com Linearização');
```

```
ylabel('|Pout(j\omega)| [dBm]'); xlabel('f [MHz]'); hold on;  
axis([fc-8*delta1 fc+8*delta1 -100 30]);
```

D.4.2 Otimização dos Coeficientes da Pré-distorção Numérica

```
function [x] = hookejeeve_PD(x0,iteracao)  
  
f11= 1;      f21= 1;  
f13 = x0(1); f23 = x0(2);  
f15 = x0(3); f25 = x0(4);  
xa = f13; xb = f23; xc = f15; xd = f25;  
  
for I=1:iteracao  
  
[fi,xf] = hookejeeve_5th([f13,f23,f15,f25], 'equation_5th');  
f11=1; f13= xf(1);  
f15= xf(3); f21= 1;  
f23= xf(2); f25= xf(4);  
X3(I) = f15; X4(I) = f25;  
  
[fi,xf] = hookejeeve_3rd([f13,f23,f15,f25], 'equation_3rd');  
f11= 1; f13= xf(1);  
f15= xf(3); f21= 1;  
f23= xf(2); f25= xf(4);  
X1(I) = f13; X2(I) = f23; I=I+1;  
  
end  
  
f13 = X1(I-1)  
f23 = X2(I-1)  
f15 = X3(I-1)  
f25 = X4(I-1)  
x = [f13 f23 f15 f25];
```

```
M=0:length(X1);
X1 = [xa,X1]; X2 = [xb,X2];
X3 = [xc,X3]; X4 = [xd,X4];

figure; Ha = subplot(1,1,1);
set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
plot(M,X1,'b','LineWidth',2);grid on; hold on;
plot(M,X2,'r','LineWidth',2);hold on;
plot(M,X3,'g','LineWidth',2);hold on;
plot(M,X4,'k','LineWidth',2); legend('f13','f23','f15','f25',1);
title('Minimização dos Coeficientes do Linearizador');
ylabel('Coefficients'); xlabel('Iteration'); hold off;
```

D.4.3 Otimização dos Coeficientes de 3ª Ordem da Pré-distorção Numérica

```
function [fi,xf] = hookejееve_3rd(x0,func)

x1 = x0(1); x2 = x0(2);
x3 = x0(3); x4 = x0(4);
xa = x1; xb = x2;
xc = x3; xd = x4;

delta = 0.5; fator = 0.5;

fi = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
aux = 0; ref = fi;

fab = fi; N = 0;
termin = 0.000000001;

while fi > termin

    if ref == fi
```

```
        aux = aux + 1;
    end

    ref = fi;
    v0a = [x1,x2];
    v0b = [x3,x4];

    x1 = v0a(1);
    x2 = v0a(2);
    x3 = v0b(1);
    x4 = v0b(2);

    x1 = x1 - delta;
    fi1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    if fi1 > fi
        x1 = x1 + (2*delta);
        fi1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    end

    x2 = x2 - delta;
    fi1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    if fi1 > fi
        x2 = x2 + (2*delta);
        fi1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    end

    f1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    if f1 > fi
        delta = delta * fator;
    end

    N = N+1;    Fi(N)=f1;
    X1(N)=x1;   X2(N)=x2;
```

```
X3(N)=x3;   X4(N)=x4;

if f1 < fi

    A = 1;
    f3 = termin;

    while f3 < f1 & f3 >= termin;

        if A >= 2
            f1 = f3;
        end

        v1 = [x1,x2];
        v2 = (2 .* v1) - v0a;
        v0a = v1;
        x1 = v2(1);
        x2 = v2(2);

        x1 = x1 - delta;
        fi3 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
        if fi3 > f1
            x1 = x1 + (2*delta);
            fi3 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
        end

        x2 = x2 - delta;
        fi4 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
        if fi4 > f1
            x2 = x2 + (2*delta);
            fi4 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
        end

    end
```

```
f3 = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));  
if f3 < f1  
    N = N+1;  
    fa = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));  
    X1(N)=x1;    X2(N)=x2;  
    X3(N)=x3;    X4(N)=x4;  
    Fi(N)=fa;  
end  
  
if f3 > f1  
    x1 = X1(N);  
    x2 = X2(N);  
    x3 = X3(N);  
    x4 = X4(N);  
end  
  
A = A + 1;  
end  
end  
fi = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));  
  
if aux == 10  
    break  
end  
end xf = [x1,x2,x3,x4];
```

D.4.4 Otimização dos Coeficientes de 5ª Ordem da Pré-distorção Numérica

```
function [fi,xf] = hookejeeve_5th(x0,func)  
  
x1 = x0(1); x2 = x0(2);  
x3 = x0(3); x4 = x0(4);  
xa = x1; xb = x2;
```

```
xc = x3; xd = x4;

delta = 0.5; fator = 0.5;

fi = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));
ref = fi; aux = 0;

fab = fi; N = 0;
termin = 0.000000001;

while fi > termin

    if ref == fi
        aux = aux + 1;
    end

    ref = fi;

    v0a = [x1,x2];
    v0b = [x3,x4];

    x1 = v0a(1);
    x2 = v0a(2);
    x3 = v0b(1);
    x4 = v0b(2);

    x3 = x3 - delta;
    fi1 = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));
    if fi1 > fi
        x3 = x3 + (2*delta);
        fi1 = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));
    end

end
```

```
x4 = x4 - delta;
fi1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
if fi1 > fi
    x4 = x4 + (2*delta);
    fi1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
end

f1 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
if f1 > fi
    delta = delta * fator;
end

N = N+1;    Fi(N)=f1;
X1(N)=x1;   X2(N)=x2;
X3(N)=x3;   X4(N)=x4;

if f1 < fi

    A = 1;
    f3 = termin;

    while f3 < f1 & f3 >= termin;

        if A >= 2
            f1 = f3;
        end

        v1 = [x3,x4];
        v2 = (2 .* v1) - v0b;
        v0b = v1;
        x3 = v2(1);
        x4 = v2(2);
```



```
x3 = x3 - delta;
fi3 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
if fi3 > f1
    x3 = x3 + (2*delta);
    fi3 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
end

x4 = x4 - delta;
fi4 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
if fi4 > f1
    x4 = x4 + (2*delta);
    fi4 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
end

f3 = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
if f3 < f1
    N = N+1;
    fa = (feval(func,[x1,x2,x3,x4]));
    X1(N)=x1;    X2(N)=x2;
    X3(N)=x3;    X4(N)=x4;
    Fi(N)=fa;
end

if f3 > f1
    x1 = X1(N);
    x2 = X2(N);
    x3 = X3(N);
    x4 = X4(N);
end

A = A + 1;
end
end
```

```
fi = (feval(func, [x1,x2,x3,x4]));

if aux ==10
    break
end
end xf = [x1,x2,x3,x4];
```

D.4.5 Magnitude das IMD de 3^a Ordem da Pré-distorção Numérica

```
function [saida] = equation_3rd(x)

global Vin1 Vin = Vin1;

f1 = 1 + j.*1;
f3 = x(1) + j.*x(2);
f5 =x(3) + j.*x(4);

a15 = -0.0051; a13 = 1.0489;
a11 = 9.5727; a25 = -0.0021;
a23 = 0.5832; a21 = -0.3816;

a1 = a11 + j.*a21;
a3 = a13 + j.*a23;
a5 = a15 + j.*a25;

g1 = a1.*f1;
g3 = f3.*a1 + f1.*a3.*(abs(f1)).^2;
g5 = f5.*a1 + f3.*a3.*(abs(f1)).^2 +
f1.*a5.*(abs(f1)).^4 + 2.*f1.*a3.*real(f1.*conj(f3));

Harm_1 = g1.*Vin + (g3.*9*Vin.^3)./4 + (g5.*50.*Vin.^5)./8;
Harm_3 = g3.*((3.*Vin.^3)./4) + g5.*((25.*Vin.^5)./8);
Harm_5 = g5.*((5.*Vin.^5)./8);
```

```
saida = abs(Harm_3);
```

D.4.6 Magnitude das IMD de 5^a Ordem da Pré-distorção Numérica

```
function [saida] = equation_5th(x)

global Vin1 Vin = Vin1;

f1 = 1 + j.*1;
f3 = x(1) + j.*x(2);
f5 =x(3) + j.*x(4);

a15 = -0.0051; a13 = 1.0489;
a11 = 9.5727; a25 = -0.0021;
a23 = 0.5832; a21 = -0.3816;

a1 = a11 + j.*a21;
a3 = a13 + j.*a23;
a5 = a15 + j.*a25;

g1 = a1.*f1;
g3 = f3.*a1 + f1.*a3.*(abs(f1)).^2;
g5 = f5.*a1 + f3.*a3.*(abs(f1)).^2 +
f1.*a5.*(abs(f1)).^4 + 2.*f1.*a3.*real(f1.*conj(f3));

Harm_1 = g1.*Vin + (g3.*9*Vin.^3)./4 + (g5.*50.*Vin.^5)./8;
Harm_3 = g3.*((3.*Vin.^3)./4) + g5.*((25.*Vin.^5)./8);
Harm_5 = g5.*((5.*Vin.^5)./8);

saida = abs(Harm_5);
```

D.4.7 Geração dos Coeficientes do Amplificador de RF

```
clear all; close all;
```

```
% Curva Característica AM/AM do Amplificador usado no ADS;
xa = [0,5,10,11,12,13,14,15];
ya = [9.616,14.579,19.54,20.526,21.489,22.406,23.262,24.045];
coef1 = polyfit(xa,ya,2);
coef2 = polyfit(xa,ya,4);

figure;
x = 0:0.01:15;
y = coef1(1)*x.^2 + coef1(2)*x + coef1(3);
z = coef2(1)*x.^4 + coef2(2)*x.^3 + coef2(3)*x.^2 +
coef2(4)*x + coef2(5) ;
Ha = subplot(1,1,1);
set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
title('Curva Característica AM/AM do Amplificador usado no ADS');
plot(x,y,'k');grid on; hold on;
plot(xa,ya,'o');
plot(x,z,':');grid on;
ylabel('Pout [dBm]');
xlabel('Pin [dBm]');
legend('Curva dos coeficientes gerados',
       'Valores da Curva AM/AM',2);

% Curva Característica AM/PM do Amplificador usado no ADS;
xb = [0,5,10,11,12,13,14,15];
yb = [0,1.463,5.387,6.191,6.788,7.173,7.316,7.198];
coef1 = polyfit(xb,yb,2);
coef2 = polyfit(xb,yb,4);

figure;
x = 0:0.01:15;
y = coef1(1)*x.^2 + coef1(2)*x + coef1(3);
z = coef2(1)*x.^4 + coef2(2)*x.^3 + coef2(3)*x.^2 +
```

```
coef2(4)*x + coef2(5) ; Ha = subplot(1,1,1);
set(Ha,'FontSize',13,'LineWidth',2);
title('Curva Característica AM/PM do Amplificador usado no ADS');
plot(x,y,'k');grid on; hold on;
plot(xb,yb,'o');
plot(x,z,':');grid on;
ylabel('\phi out [graus]');
xlabel('Pin [dBm]');
legend('Curva dos coeficientes gerados',
       'Valores da Curva AM/PM',2);

% Coeficientes das Curvas Características usando aproximação
  dos Mínimos Quadrados
coef1 = polyfit(xa,ya,2);
a11 = coef1(3)
a13 = coef1(2)
a15 = coef1(1)

coef1 = polyfit(xb,yb,2);
a21 = coef1(3)
a23 = coef1(2)
a25 = coef1(1)
```

Referências Bibliográficas

- [1] KENINGTON, PETER B. *Higt-Linearity RF Amplifier Design*, Artech House Publishers, 2000.
- [2] LIMA, JOSÉ DE SOUZA. *Linearization of TV Transmitters with IF Predistortion*. Revista do INATEL, v.1, p.44-52, ago. 1998.
- [3] FEHER, KAMILO. *Telecommunications Measurements, Analysis, and Instrumentation*, Reading: NOBLE, 1997.
- [4] POTHERCARY, NICK. *Feedforward Linear Power Amplifiers*, Reading: Artech House, 2000.
- [5] TUPYNAMBA, RODRIGO CORDEIRO. *Linearização de Amplificadores de Potência em Microondas*, Dissertação de Mestrado, Escola Politécnica, São Paulo, 1992.
- [6] Agilent Technologies, Advanced Design System 2003A. *Circuit Linearization Example*, Version 2003.
- [7] MASSARA, R.E. *Optimization Methods in Electronic Circuit Design*, Reading: Longman Scientific & Technical, 1991.
- [8] STAPLETON, SHAW. P.; COSTESCU, F. C. *An adaptive predistorter for a power amplifier based on adjacente channel emissions (mobile communications)*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, v. 41, n.1, p.49-56, fev. 1992.
- [9] STAPLETON, SHAW. P. *Amplifier Linearization Using Adaptive RF Predistortion*, A Collection from Applied Microwave & Wireless - Power Amplifier Design, v. 13, n.3, p.35-38, mar. 2001.

- [10] STAPLETON, SHAW. P. *Amplifier Linearization Using Adaptive Digital Predistortion*, A Collection from Applied Microwave & Wireless - Power Amplifier Design, v. 13, n.2, p.31-34, fev. 2001.
- [11] CALIL, LAERT JUNIOR. *Técnicas de Linearização por Pré-distorção Empregando um Modelo Não Linear Exponencial*, Dissertação de Mestrado, INATEL, Santa Rita do Sapucaí-MG, 2003.
- [12] CLARKE, K.K.;HESS, D.T. *Communications Circuits: Analysis and Design*, Reading: Addison-Wesley, 1971
- [13] HENKES, DALE D.; KWOK, SAI C. *Intermodulation: Concepts and Calculations*, A Collection from Applied Microwave & Wireless - Small-Signal Amplifier Design, v. 9, n.4, p.85-87, jul/ago. 1997.
- [14] GRANT, STEPHEN JAMES. *A DSP Controlled Adaptive Feedforward Amplifier Linearizer*, Dissertação de Mestrado, SIMON FRASER UNIVERSITY, jul. 1996. Disponível em: <http://www.ensc.sfu.ca/people/grad/grantq/personal/pubs/masc_thesis.pdf>
- [15] CHO, KYOUNG-JOON; KIN, JONG-HEON; STAPLETON, SHAW P. *RF High Power Doherty Amplifier for Improving the Efficiency of a Feedforward Linear Amplifier*, In: MICROWAVE SYMPOSIUM DIGEST, 2004 IEEE MTT-S INTERNATIONAL. Anais... jun. 2004. p. 847-850.
- [16] JEONG, YONG-CHAE; SONG, YOUNG-JEAN; OH, IN-JU; KIN, CHUL-DONG. *A Novel Adaptive Feedforward Amplifier Using an Analog Controller*, Microwave Journal, abr. 2003.
- [17] KIN, YOUNG; CHANG, IK-SOO; JEONG, YOUNG-CHAE. *An Analog Predistortion Linearizer Design*, Microwave Journal, fev. 2005
- [18] CHO, KYOUNG-JOON; KIN, JONG-HEON; KIN, WAN-JONG; STAPLETON, SHAW P. *Digital Predistortion of a Doherty Amplifier with a Weak Memory within a Connected Solution*, In: VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, 2004. VTC2004-FALL. 2004 IEEE 60TH . Anais... set. 2004. p. 2020-2030.

- [19] DUARTE, CRISTIAN DA ROCHA; PEREIRA, WILTON NEY A. *Computational Result for Adaptive Predistortion Applied on Linearization of RF Power Amplifiers*. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION AND USNC/URSI NATIONAL RADIO SCIENCE MEETING, jul. 2005, Washington, D.C.
- [20] DUARTE, CRISTIAN DA ROCHA; PEREIRA, WILTON NEY A. *Técnicas de Linearização em Amplificadores de RF*. In: GLOBAL CONGRESS ON ENGINEERING AND TECHNOLOGY EDUCATION - GCETE2005, mar. 2005, Santos - SP.
- [21] MATLAB. *The Language of Technical Computing*, Version 6.50(R13).
- [22] SILVA, ELIVALDO ELENILDO. *Otimização de Estruturas de Concreto Armado Utilizando Algoritmo Genético*, Dissertação de Mestrado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo-SP, 2001.