



**Carlos Eduardo Salles Ferreira**

**Comparação entre métodos de sondagem do canal  
rádio móvel em banda larga na presença de  
imperfeições nas sondas**

Tese apresentada ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da PUC-Rio como parte dos requisitos parciais para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Gláucio Lima Siqueira

Co-orientador: Prof. Raimundo Sampaio Neto

**Volume I**

Rio de Janeiro  
Setembro de 2013



**Carlos Eduardo Salles Ferreira**

**Comparação entre métodos de sondagem do canal  
rádio móvel em banda larga na presença de  
imperfeições nas sondas**

Tese apresentada ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da PUC-Rio como parte dos requisitos parciais para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Gláucio Lima Siqueira

Co-orientador: Prof. Raimundo Sampaio Neto

**Volume II**

Rio de Janeiro  
Setembro de 2013



**Carlos Eduardo Salles Ferreira**

**Comparação entre métodos de sondagem do canal rádio  
móvel em banda larga na presença de  
imperfeições nas sondas**

Tese apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Doutor pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Técnico Científico da PUC-Rio. Aprovada pela Comissão Examinadora abaixo assinada.

**Prof. Gláucio Lima Siqueira**  
**Orientador**

Centro de Estudos em Telecomunicações /PUC-Rio

**Prof. Raimundo Sampaio Neto**  
**Co-Orientador**

Centro de Estudos em Telecomunicações /PUC-Rio

**Prof. Luiz Alencar Reis da Silva Mello**

Centro de Estudos em Telecomunicações /PUC-Rio

**Prof. Marco Antonio Grivet Mattoso Maia**

Centro de Estudos em Telecomunicações /PUC-Rio

**Prof. Adaildo Gomes D Assunção**  
UFRN

**Prof. Leni Joaquim de Matos**  
UFF

**Prof. José Eugenio Leal**

Coordenador Setorial do Centro  
Técnico Científico - PUC-Rio

Rio de Janeiro, 12 de setembro de 2013

Todos os direitos reservados. É proibida a reprodução total ou parcial do trabalho sem a autorização da universidade, do autor e do orientador.

### **Carlos Eduardo Salles Ferreira**

Graduou-se em Engenharia de Telecomunicações pela Universidade Federal Fluminense em 1969. Professor do Departamento de Engenharia de Telecomunicações da UFF desde 1972. Mestre em Engenharia de Telecomunicações pela Universidade Federal Fluminense em 2008. Trabalhou em empresas de telecomunicações por trinta e três anos.

#### Ficha Catalográfica

Ferreira, Carlos Eduardo Salles

Comparação entre métodos de sondagem do canal rádio móvel em banda larga na presença de imperfeições nas sondas / Carlos Eduardo Salles Ferreira; orientador: Gláucio Lima Siqueira; co-orientador: Raimundo Sampaio Neto. – 2013.

347 f. ; 2 v. ; 30 cm

Tese (doutorado) – Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2013.

Inclui bibliografia

1. Engenharia elétrica – Teses. 2. Canal rádio móvel. 3. Métodos de sondagem em banda larga. 4. OFDM. 5. STDCC. 6. Filtro casado. 7. Distorções não lineares. 8. Ruído de fase. 9. Ruído térmico. I. Siqueira, Gláucio Lima. II. Sampaio Neto, Raimundo. III. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDD: 621.3

## Dedicatória

A meus avós, meus pais, tios e tias, em memória.



Campos, RJ. 1946

## Agradecimentos

À Universidade Federal Fluminense através da Escola de Engenharia e seu Departamento de Engenharia de Telecomunicações pela oportunidade que me concedeu para realizar este sonho.

À Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro pela acolhida fraternal no Centro de Estudos de Telecomunicações – CETUC e a todos os seus professores e funcionários cujo relacionamento foi sempre cordial, respeitoso e colaborativo. A todos os professores quero deixar o reconhecimento de suas elevadas qualidades acadêmicas.

Aos professores Gláucio Lima Siqueira e Raimundo Sampaio Neto, respectivamente, meu orientador e co-orientador, por suas valiosas observações, incansável dedicação, boa vontade, incentivo e amizade.

Ainda à PUC-Rio, pelo auxílio concedido, sem os quais este trabalho não poderia ter sido realizado.

Aos meus amigos e colegas da Escola de Engenharia da UFF e do seu Departamento de Engenharia de Telecomunicações pelo incentivo e apoio.

Ao Programa de Educação Tutorial PET – Tele da UFF nas pessoas do professor tutor Alexandre Santos de la Vega e da aluna bolsista Carina Ribeiro Barbio Corrêa pela colaboração na elaboração de sub-rotinas.

## Resumo

Ferreira, Carlos Eduardo Salles; Siqueira, Gláucio Lima (Orientador); Sampaio Neto, Raimundo (Co-orientador). **Comparação entre métodos de sondagem do canal rádio móvel em banda larga na presença de imperfeições nas sondas**. Rio de Janeiro, 2013. 347p. Tese de Doutorado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

As características do canal rádio móvel são essenciais ao desenvolvimento de equipamentos e sistemas modernos de telecomunicações sem fio. Para os ambientes nos quais os sistemas operarão, o conhecimento dos principais parâmetros do canal em banda larga é obtido através do uso do conjunto formado por um equipamento transmissor e outro equipamento receptor com suas respectivas antenas. A este conjunto transmissor e receptor atribui-se o nome de sonda. Existem diversas tecnologias sobre as quais as sondas são projetadas e construídas. Em particular mencionam-se as técnicas STDCC (*swept time-delay cross-correlation*), o Filtro Casado e o OFDM (*orthogonal frequency-division multiplexing*). Esta tese compara, por simulação, o desempenho de sondas que utilizam estas três técnicas. São propostas alterações nos métodos Filtro Casado e OFDM, de forma que estes proporcionem resultados mais precisos. Além disto, são estudadas imperfeições em dispositivos comuns a todas elas e comparadas sua influência sobre a qualidade das estimações, de forma isolada e combinada. Para o amplificador de potência é considerado o seu principal fator de degradação: suas não linearidades. Para o oscilador local existente no receptor é analisada a contribuição do ruído de fase. O ruído térmico, sempre presente à entrada do receptor em qualquer situação, é variado em uma extensa faixa de valores e o seu efeito sobre a precisão de cada método é analisado. Os resultados obtidos são apresentados na forma de tabelas e gráficos representando, diretamente, o resultado da comparação com o canal de referência ou por meio dos indicadores erro RMS e desvio padrão.

## Palavras-chave

Canal rádio móvel; Métodos de sondagem em banda larga, OFDM; STDCC; Filtro casado; Distorções não lineares; Ruído de fase; Ruído térmico.

## Abstract

Ferreira, Carlos Eduardo Salles; Siqueira, Gláucio Lima (Advisor); Sampaio Neto, Raimundo (Co-advisor). **Comparison among wideband mobile radio channel sounding techniques in the presence of sounder imperfections.** Rio de Janeiro, 2013. 347p. DSc. Thesis – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

The mobile radio channel characterization is essential to the development of modern wireless telecommunication equipment and systems. The main wideband channel parameters of the environments where these systems will operate are collected by the use of a set comprising a transmitter, a receiver and an aerial system. This set is named sounder. There are many techniques used to project and implement these sounders, such as STDCC (Swept Time-Delay Cross-Correlation), Matched Filter and OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing). This thesis compares, by means of computer simulations, the performance of these three techniques. Some changes are proposed on the Matched Filter and OFDM methods to reach more precise results. Moreover, imperfections in common devices used by all sounders are studied, both independently and jointly, and the impact over the precision of channel estimations is analyzed. The main degradation factor of power amplifiers, which are the nonlinearities, was also considered, as well as the contribution of the phase noise in the receiver local oscillator. The effect of the thermal noise, always present on the receiver input, was also considered, over a large range of values. The results are presented by diagrams and tables showing results of comparisons with a reference channel or by mean of RMS errors and standard deviations.

## Keywords

Mobile radio channel; wideband sounding methods; OFDM; STDCC; matched filter; nonlinear distortions; phase noise; thermal noise.



# Sumário

1. INTRODUÇÃO	40
2. BASE TEÓRICA	45
2.1. Compressão de Pulso	45
2.1.1. Filtro casado	46
2.1.2. STDCC	49
2.2. OFDM	53
2.2.1. Notação	53
2.2.2. OFDM de prefixo cíclico	54
3. IMPLEMENTAÇÃO DAS SONDAS	62
3.1. Introdução	62
3.2. Principais Características	63
3.3. A Sonda STDCC	66
3.4. A Sonda OFDM	69
3.5. A Sonda Filtro Casado	75
3.6. Processamento dos Arquivos	78
3.7. Canal Rádio Usado como Referência	88
3.7.1. Canal para as Sondas STDCC e Filtro Casado	89
3.7.2. Canal para a Sonda OFDM	91
3.8. Erro Intrínseco dos Modelos	93
3.9. Situações Simuladas	98
3.9.1. Efeitos Isolados de Degradações	98
3.9.2. Efeito Simultâneo de Imperfeições Sobre os Resultados por Variação da Relação $E_b/N_0$	100
3.9.3. Efeito Simultâneo de Imperfeições Sobre os Resultados Usando Sementes Aleatórias na Geração do Canal Rayleigh	100
4. EFEITO ISOLADO DO RUÍDO	102
4.1. Considerações Iniciais	102
4.2. Efeitos do Ruído Térmico na Qualidade da Estimação de Canais Rádio Móveis	106
4.2.1. Resultados da Relação entre Raios	106
4.2.2. Resultados da Comparação com o Canal de Referência	109
4.3. Análise dos Resultados	111
4.3.1. Relação entre raios	111
4.3.2. Comparação com o canal de referência	112
5. EFEITO ISOLADO DAS NÃO LINEARIDADES	113
5.1. Modelos de Não Linearidades Analisados	113
5.1.1. Modelo de Saleh	114
5.1.1.1. Ponto de 1 dB de Compressão	116
5.1.1.2. Modelo de Saleh Modificado	118
5.1.1.2.1. Ponto de 1 dB de Compressão	119
5.1.2. Modelo de Ghorbani	120

5.1.2.1. Ponto de 1 dB de Compressão	122
5.1.3. Modelo de Rapp	123
5.1.4. Modelo Cúbico	125
5.2. Efeitos das Não Linearidades na Qualidade da Estimação de Canais Rádio Móveis	127
5.2.1. Resultados Obtidos	128
5.2.1.1. Modelo de Saleh	128
5.2.1.2. Modelo de Ghorbani	130
5.2.1.3. Modelo de Rapp	132
5.2.1.4. Modelo Polinomial Cúbico	134
5.2.2. Análise dos resultados	136
5.2.2.1. Erro RMS	137
5.2.2.2. Desvio Padrão	138
5.3. Limitações Impostas pelas Especificações para os Espectros Transmitidos sobre as Não Linearidades	138
5.3.1. Modelo de Saleh	141
 6. EFEITO ISOLADO DO RUÍDO DE FASE	 144
6.1. Ruído de Fase	144
6.2. Efeitos do Ruído de Fase na Qualidade da Estimação de Canais Rádio Móveis	147
6.2.1. Resultados da Comparação entre Raios	147
6.2.2. Resultados da Comparação com o Canal de Referência	150
6.3. Análise dos Resultados	152
6.3.1. Relação entre raios	152
6.3.2. Comparação com o canal de referência	152
 7. EFEITO SIMULTÂNEO DAS IMPERFEIÇÕES NOS RESULTADOS DAS ESTIMAÇÕES – SEMENTE ÚNICA	 154
7.1. Considerações Iniciais	154
7.2. Relação entre Raios	156
7.2.1. Erro RMS do módulo da relação	156
7.2.2. Desvio padrão do módulo da relação	156
7.2.3. Erro RMS da fase da relação	158
7.2.4. Desvio padrão da fase da relação	159
7.3. Relação entre o Canal Estimado e o Canal de Referência	161
7.3.1. Erro RMS do módulo da relação	162
7.3.2. Desvio padrão do módulo da relação	162
7.3.3. Erro RMS da fase da relação	164
7.3.4. Desvio padrão da fase da relação	166
7.4. Análise dos Resultados	167
7.4.1. Relação entre raios	169
7.4.2. Relação com o canal de referência	169
 8. EFEITO SIMULTÂNEO DAS IMPERFEIÇÕES COM UTILIZAÇÃO DE SEMENTES ALEATÓRIAS NA GERAÇÃO DOS CANAIS RÁDIO	 171
8.1. Considerações Iniciais	171
8.1.1. Análise inicial	173
8.2. Relação entre Raios	178
8.2.1. Erro RMS do módulo da relação	179

8.2.2. Desvio padrão do módulo da relação	181
8.2.3. Erro RMS da fase da relação	183
8.2.4. Desvio padrão da fase da relação	184
8.3. Relação entre o Canal Estimado e o Canal de Referência	186
8.3.1. Erro RMS do módulo da relação	186
8.3.2. Desvio padrão do módulo da relação	188
8.3.3. Erro RMS da fase da relação	189
8.3.4. Desvio padrão da fase da relação	190
8.4. Análise dos resultados	192
8.4.1. Relação entre raios	192
9. CONCLUSÃO	199
9.1. Influência dos Fatores Isolados na Relação entre Raios – Semente Única	200
9.2. Influência dos Fatores Combinados na Relação entre Raios – Semente Única	203
9.3. Influência dos Fatores Combinados na Relação entre Raios – Sementes Aleatórias	206
9.4. Conclusões Finais	210
9.5. Sugestões para Desenvolvimentos Futuros	211
10. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	212
ANEXO A - CAPÍTULO 4: EFEITO ISOLADO DO RUÍDO TÉRMICO NOS RESULTADOS	215
A.4.1. Relação entre Raios	215
A.4.2. Comparação com o Canal de Referência	221
ANEXO A - CAPÍTULO 5: EFEITO ISOLADO DAS NÃO LINEARIDADES SOBRE OS RESULTADOS	228
A.5.1. Modelo de Saleh	228
A.5.2. Modelo de Ghorbani	234
A.5.3. Modelo de Rapp	239
A.5.4. Modelo Polinomial Cúbico	245
ANEXO B - CAPÍTULO 5: ESPECTROS GERADOS PELAS NÃO LINEARIDADES	251
B.5.1. Espectros gerados após o filtro formatador	251
B.5.2. Modelo de Saleh	252
B.5.2.1. Espectros que atendem a especificação adotada	254
B.5.3. Modelos de Ghorbani, Rapp e Polinomial Cúbico	256
ANEXO A - CAPÍTULO 6: EFEITO ISOLADO DO RUÍDO DE FASE NOS RESULTADOS	261
A.6.1. Relação entre Raios	261
A.6.2. Comparação com o Canal de Referência	263
ANEXO A - CAPÍTULO 7: EFEITO SIMULTÂNEO DAS IMPERFEIÇÕES NO RESULTADO DAS ESTIMAÇÕES	266
A.7.1. Relação entre Raios	266
A.7.1.1. Ruído de fase: -40 dBc	267

A.7.1.1.1. Indicadores	269
A.7.1.2. Ruído de fase: -50 dBc	270
A.7.1.2.1. Indicadores	272
A.7.1.3. Ruído de fase: -40 dBc	273
A.7.1.3.1. Indicadores	275
A.7.1.4. Ruído de fase: -90 dBc	277
A.7.1.4.1. Indicadores	279
A.7.2. Relação com o Canal de Referência	280
A.7.2.1. Ruído de fase: -40 dBc	281
A.7.2.1.1. Indicadores	283
A.7.2.2. Ruído de fase: -50 dBc	285
A.7.2.2.1. Indicadores	287
A.7.2.3. Ruído de fase: -60 dBc	289
A.7.2.3.1. Indicadores	291
A.7.2.4. Ruído de fase: -90 dBc	293
A.7.2.4.1. Indicadores	295
 ANEXO A - CAPÍTULO 8: EFEITO SIMULTÂNEO DAS IMPERFEIÇÕES COM UTILIZAÇÃO DE SEMENTES ALEATÓRIAS NA GERAÇÃO DOS CANAIS RÁDIO	 297
A.8.1. Relação entre Raios	297
A.8.1.1. Duração da simulação: 1100 segundos	298
A.8.1.1.1. Relação $E_b/N_0$ : 30/27 dB	298
A.8.1.1.2. Relação $E_b/N_0$ : 6/3 dB	302
A.8.1.2. Duração da simulação: 2100 segundos	306
A.8.1.2.1. Relação $E_b/N_0$ : 30/27 dB	306
A.8.1.2.2. Relação $E_b/N_0$ : 6/3 dB	310
A.8.1.3. Duração da simulação: 3100 segundos	315
A.8.1.3.1. Relação $E_b/N_0$ : 30/27 dB	315
A.8.1.3.2. Relação $E_b/N_0$ : 6/3 dB	319
A.8.2. Relação com o Canal de Referência	323
A.8.2.1. Duração da simulação: 1100 segundos	323
A.8.2.1.1. Relação $E_b/N_0$ : 30/27 dB	323
A.8.2.1.2. Relação $E_b/N_0$ : 6/3 dB	328
A.8.2.2. Duração da simulação: 2100 segundos	332
A.8.2.2.1. Relação $E_b/N_0$ : 30/27 dB	332
A.8.2.2.2. Relação $E_b/N_0$ : 6/3 dB	336
A.8.2.3. Duração da simulação: 3100 segundos	340
A.8.2.3.1. Relação $E_b/N_0$ : 30/27 dB	340
A.8.2.3.2. Relação $E_b/N_0$ : 6/3 dB	344

## Lista de Figuras

Figura 2.1 – Diagrama de blocos da sonda filtro casado	47
Figura 2.2 – Sistema de transmissão e recepção empregado na sonda STDCC – Equivalente em banda básica	50
Figura 2.3 – Princípio do prefixo cíclico	55
Figura 2.4 – Modelo discreto para o transceptor convencional OFDM	57
Figura 2.5 – Modelo equivalente paralelo das portadoras do transceptor OFDM	60
Figura 3.1 – Resposta, no domínio do tempo, do resultado obtido pela sonda Filtro Casado	64
Figura 3.2 – Resposta, no domínio do tempo, do resultado obtido pela sonda STDCC	64
Figura 3.3 – Resposta, no domínio do tempo, do resultado obtido pela sonda STDCC	64
Figura 3.4 – Diagrama em blocos da sonda STDCC	66
Figura 3.5 – Resposta amplitude versus frequência do filtro integrador	68
Figura 3.6 – Imagem do resultado obtido pela sonda STDCC no plano complexo	68
Figura 3.7 – Diagrama em blocos da sonda OFDM	70
Figura 3.8 – Sinal no ramo superior, na recepção, obtido das amostras pares	71
Figura 3.9 – Sinal no ramo inferior, na recepção, obtido das amostras ímpares	72
Figura 3.10 – Sinal resultante da soma do ramo superior e inferior	72
Figura 3.11 – Resposta ao impulso do filtro digital recursivo	73
Figura 3.12 – Resposta amplitude versus frequência do filtro digital recursivo	73
Figura 3.13 – Sinal do método OFDM no domínio do tempo antes do filtro interpolador	74
Figura 3.14 – Efeito do filtro interpolador: OFDM interpolado	74
Figura 3.15 – Imagem do resultado obtido pela sonda OFDM no plano complexo	75

Figura 3.16 – Diagrama em blocos da sonda Filtro Casado	76
Figura 3.17 – Diagrama do filtro FIR casado e intercalado	77
Figura 3.18 – Exemplo da aplicação de (3.2) – Resultado do módulo da relação	77
Figura 3.19 – Resultado da estimação feita pela sonda Filtro Casado – Detalhes nos instantes 50 segundos e 300 segundos	78
Figura 3.20 – Exemplo da aplicação de (3.2) – Resultado do módulo da relação	81
Figura 3.21 – Exemplo da aplicação de (3.2) – Resultado da fase da relação	81
Figura 3.22 – Exemplo da aplicação de (3.3) – Resultado do módulo da relação	82
Figura 3.23 – Exemplo da aplicação de (3.3) – Resultado da fase da relação	82
Figura 3.24 – Exemplo de figura síntese da comparação com o canal de referência – Erro RMS do módulo da relação	83
Figura 3.25 – Exemplo de figura síntese da comparação com o canal de referência - Erro RMS da fase da relação	84
Figura 3.26 – Exemplo de figura síntese da comparação com o canal de referência – Desvio padrão do módulo da relação	85
Figura 3.27 – Exemplo de figura síntese da comparação com o canal de referência – Desvio padrão da fase da relação	85
Figura 3.28 – Exemplo de figura síntese da comparação entre raios – Erro RMS do módulo da relação	86
Figura 3.29 – Exemplo de figura síntese da comparação entre raios – Erro RMS da fase da relação	86
Figura 3.30 – Exemplo de figura síntese da comparação entre raios – Desvio padrão do módulo da relação	87
Figura 3.31 – Exemplo de figura síntese da comparação entre raios – Desvio padrão da fase da relação	87
Figura 3.32 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal [0 10/1022 30,5/1022] no instante 1100 segundos - semente: 73	90
Figura 3.33 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal [0 10/1022 30,5/1022] no instante 2100 segundos - semente: 73	91
Figura 3.34 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal [0 10/1024 30,5/1024] no instante 1100 segundos - semente: 73	92

Figura 3.35 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal [0 10/1024 30,5/1024] no instante 2100 segundos - semente: 73	92
Figura 3.36 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal [0 10/1024 30,5/1024] no instante 3100 segundos - semente: 73	93
Figura 3.37 – Relação entre Raios – Erro intrínseco do modelo – Módulo – 1100 segundos	94
Figura 3.38 – Relação entre Raios – Erro intrínseco do modelo – Módulo – 2100 segundos	94
Figura 3.39 – Relação entre Raios – Erro intrínseco do modelo – Módulo da Fase – 1100 segundos	95
Figura 3.40 – Relação entre Raios – Erro intrínseco do modelo – Módulo da Fase – 2100 segundos	95
Figura 3.41 – Comparação com canal de referência – Erro intrínseco do modelo – Amplitude – 1100 segundos	96
Figura 3.42 – Comparação com canal de referência – Erro intrínseco do modelo – Amplitude – 2100 segundos	96
Figura 3.43 – Comparação com canal de referência – Erro intrínseco do modelo – Módulo da fase – 1100 segundos	97
Figura 3.44 – Comparação com canal de referência – Erro intrínseco do modelo – Módulo da fase – 2100 segundos	97
Figura 4.1 – Canal estimado pelo método STDCC em 1100 segundos para -10 dB de relação $E_b/N_0$	103
Figura 4.2 – Canal estimado pelo método Filtro Casado em 1100 segundos para -10 dB de $E_b/N_0$ após a redução do ruído pelo filtro recursivo	104
Figura 4.3 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal de referência no instante 1100 segundos	104
Figura 4.4 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal de referência no instante 2100 segundos	105
Figura 4.5 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal de referência no instante 3100 segundos	105
Figura 4.6 – Alteração do erro RMS da relação entre raios – Módulo	107
Figura 4.7 – Alteração do desvio padrão da relação entre raios – Módulo	108
Figura 4.8 – Alteração do erro RMS da relação entre raios – Fase	108

Figura 4.9 – Alteração do desvio padrão do erro de fase da relação entre raios	109
Figura 4.10 – Alteração do módulo do erro RMS da comparação com o canal de referência	109
Figura 4.11 – Alteração do desvio padrão do módulo da comparação com o canal de referência	110
Figura 4.12 – Alteração do erro RMS de fase da comparação com o canal de referência	110
Figura 4.13 – Alteração do desvio padrão do erro de fase da comparação com o canal de referência	111
Figura 5.1 – Modelo de Saleh: Conversão AM/AM	116
Figura 5.2 – Modelo de Saleh: Conversão AM/PM	116
Figura 5.3 – Compressão de ganho	117
Figura 5.4 – Modelo de Saleh: Potência de entrada para 1 dB de compressão na potência de saída	118
Figura 5.5 – Modelo de Saleh modificado: Conversão AM/AM	119
Figura 5.6 – Modelo de Saleh modificado: Conversão Am/Pm	119
Figura 5.7 – Modelo de Saleh modificado: Potência de entrada para 1 dB de compressão na potência de saída	120
Figura 5.8 – Modelo de Ghorbani: Conversão AM/AM	121
Figura 5.9 – Modelo de Ghorbani: Conversão AM/PM	121
Figura 5.10 – Modelo de Ghorbani: Comparação da conversão AM/AM com uma representação linear aproximada ao modelo	122
Figura 5.11 – Modelo de Ghorbani: Potência de entrada para 1 dB de compressão na potência de saída	123
Figura 5.12 – Conversão AM/AM: Comparação entre modelos	123
Figura 5.13 – Conversão AM/PM: Comparação entre modelos	123
Figura 5.14 – Modelo de Rapp: efeito da tensão de saturação	124
Figura 5.15 – Modelo de Rapp: Efeito do fator de suavidade	125
Figura 5.16 – Modelo polinomial cúbico: Exemplo de ponto de interseção de terceira ordem	126



Figura 5.17 – Módulo do erro RMS da relação entre raios	129
Figura 5.18 – Desvio padrão do módulo do erro da relação entre raios	129
Figura 5.19 – Erro de fase RMS da relação entre raios	129
Figura 5.20 – Desvio padrão do erro de fase da relação entre raios	130
Figura 5.21 – Módulo do erro RMS da relação entre raios – módulo	131
Figura 5.22 – Desvio padrão do módulo do erro da relação entre raios	131
Figura 5.23 – Erro de fase RMS da relação entre raios	132
Figura 5.24 – Desvio padrão do erro de fase da relação entre raios	132
Figura 5.25 – Módulo do erro RMS da relação entre raios	133
Figura 5.26 – Desvio padrão do módulo do erro da relação entre raios	133
Figura 5.27 – Erro de fase RMS da relação entre raios	134
Figura 5.28 – Desvio padrão do erro de fase da relação entre raios	134
Figura 5.29 – Módulo do erro RMS da relação entre raios	135
Figura 5.30 – Desvio padrão do módulo do erro da relação entre raios	135
Figura 5.31 – Erro de fase RMS da relação entre raios	136
Figura 5.32 – Desvio padrão do erro de fase da relação entre raios	136
Figura 5.33 – Ero RMS do módulo da relação – Resultados comprados	137
Figura 5.34 – Erro RMS da fase da relação – Resultados comparados	137
Figura 5.35 – Espectro antes do Filtro Cosseno Levantado – STDCC e Filtro Casado	139
Figura 5.36 – Espectro após o Filtro de Cosseno Levantado – STDCC e Filtro Casado	140
Figura 5.37 – Espectro antes do Filtro de Cosseno Levantado – OFDM	140
Figura 5.38 – Espectro após o Filtro de Cosseno Levantado – OFDM	141
Figura 5.39 – Espectro especificado como padrão para as sondas simuladas (Fig. 15-11, pg. 569, item 15.4.7.4 de [25])	141

Figura 5.40 – Espectros do STDCC e Filtro Casado com recuo de 6 dB - limite entre 511 Hz e 1022 Hz	142
Figura 5.41 – Espectros do STDCC e Filtro Casado com recuo de 6 dB - limite acima de 1022 Hz	142
Figura 5.42 – Espectro do OFDM com recuo de 9 dB - limite entre 512 Hz e 1024 Hz	143
Figura 5.43 – Espectro do OFDM com recuo de 9 dB - limite acima de 1024 Hz	143
Figura 6.1 – Espectro de frequência do ruído de fase (Curtin, M., O’Brien, P. “ <i>Phase-locked loops for high-frequency receivers and transmitters – part 2</i> ”)	146
Figura 6.2 – Exemplo do espectro do ruído de fase gerado pelo Matlab®	146
Figura 6.3 – Erro RMS da relação entre raios – Módulo	148
Figura 6.4 – Desvio padrão do erro da relação entre raios – Módulo	148
Figura 6.5 – Erro RMS da relação entre raios – Fase	149
Figura 6.6 – Desvio padrão do erro da relação entre raios – Fase	149
Figura 6.7 – Erro RMS da relação com o canal de referência – Módulo	150
Figura 6.8 – Desvio padrão do erro da relação com o canal de referência – Módulo	151
Figura 6.9 – Erro RMS da relação com o canal de referência – Fase	151
Figura 6.10 – Desvio padrão do erro da relação com o canal de referência – fase	152
Figura 7.1 – Variação do erro RMS da relação entre raios – Módulo	156
Figura 7.2 – Variação do erro RMS da relação entre raios – Módulo – Escala expandida	157
Figura 7.3 – Variação do desvio padrão da relação entre raios – Módulo	158
Figura 7.4 – Variação do desvio padrão da relação entre raios – Módulo – Escala expandida	159
Figura 7.5 – Variação do erro RMS da relação entre raios – Fase	160
Figura 7.6 – Variação do erro RMS da relação entre raios – Fase – Escala expandida	160
Figura 7.7 – Variação do desvio padrão da relação entre raios – Fase	161

Figura 7.8 – Variação do desvio padrão da relação entre raios – Fase – Escala expandida	162
Figura 7.9 – Variação do erro RMS da relação com o canal de referência – Módulo	163
Figura 7.10 – Variação do erro RMS da relação com o canal de referência – Módulo – Escala expandida	164
Figura 7.11 – Variação do desvio padrão da relação com o canal de referência – Módulo	165
Figura 7.12 – Variação do desvio padrão da relação com o canal de referência – Módulo – Escala expandida	165
Figura 7.13 – Variação do erro RMS da relação com o canal de referência – Fase	166
Figura 7.13a – Variação do erro RMS da relação com o canal de referência – Fase – Escala expandida	167
Figura 7.14 – Variação do desvio padrão da relação com o canal de referência – Fase	168
Figura 7.15 – Variação do desvio padrão da relação com o canal de referência – Fase – Escala expandida	168
Figura 8.1 – Exemplo de canal rádio gerado para estimação	173
Figura 8.2 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 3100 segundos – Relação $E_b/N_0$ alta	174
Figura 8.3 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 3100 segundos – Relação $E_b/N_0$ alta	175
Figura 8.4 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos – Relação $E_b/N_0$ alta	175
Figura 8.5 – Relação entre raios – STDCC – fase – 3100 segundos – Relação $E_b/N_0$ alta	175
Figura 8.6 – Relação entre raios – OFDM – fase – 3100 segundos – Relação $E_b/N_0$ alta	176
Figura 8.7 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 3100 segundos – Relação $E_b/N_0$ alta	176
Figura 8.8 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 3100 segundos – Relação $E_b/N_0$ baixa	176

Figura 8.9 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 3100 segundos – Relação $E_b/N_0$ baixa	177
Figura 8.10 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos – Relação $E_b/N_0$ baixa	177
Figura 8.11 – Relação entre raios – STDCC – fase – 3100 segundos – Relação $E_b/N_0$ baixa	177
Figura 8.12 – Relação entre raios – OFDM – fase – 3100 segundos – Relação $E_b/N_0$ baixa	178
Figura 8.13 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 3100 segundos – Relação	178
Figura 8.14 – Evolução do erro RMS da relação entre raios – Módulo – Relação $E_b/N_0$ alta	179
Figura 8.15 – Evolução do erro RMS da relação entre raios – Módulo – Relação $E_b/N_0$ baixa	180
Figura 8.16 – Evolução do erro RMS da relação entre raios – Módulo – Relação $E_b/N_0$ baixa incluindo 100 segundos	181
Figura 8.17 – Evolução do desvio padrão da relação entre raios – Módulo – Relação $E_b/N_0$ alta	182
Figura 8.18 – Evolução do desvio padrão da relação entre raios – Módulo – Relação $E_b/N_0$ baixa	182
Figura 8.19 – Evolução do desvio padrão da relação entre raios – Módulo – Relação $E_b/N_0$ baixa incluindo 100 segundos	183
Figura 8.20 – Evolução do erro RMS da relação entre raios – Fase – Relação $E_b/N_0$ alta	183
Figura 8.21 – Evolução do erro RMS da relação entre raios – Fase – Relação $E_b/N_0$ baixa incluindo 100 segundos	184
Figura 8.22 – Evolução do desvio padrão da relação entre raios – Fase – Relação $E_b/N_0$ alta	185
Figura 8.23 – Evolução do desvio padrão da relação entre raios – Fase – Relação $E_b/N_0$ baixa incluindo 100 segundos	185
Figura 8.24 – Evolução do erro RMS da relação com canal de referência – Módulo – Relação $E_b/N_0$ alta	186
Figura 8.25 – Evolução do erro RMS da relação com canal de referência – Módulo – Relação $E_b/N_0$ alta – Escala expandida	187

Figura 8.26 – Evolução do erro RMS da relação com canal de referência – Módulo – Relação $E_b/N_0$ baixa	187
Figura 8.27 – Evolução do erro RMS da relação com canal de referência – Módulo	189
Figura 8.28 – Evolução do desvio padrão da relação com canal de referência – Módulo – Relação $E_b/N_0$ alta	188
Figura 8.29 – Evolução do desvio padrão da relação com canal de referência – Módulo – Relação $E_b/N_0$ baixa	189
Figura 8.30 – Evolução do erro RMS da relação com canal de referência – Fase – Relação $E_b/N_0$ alta	189
Figura 8.31 – Evolução do erro RMS da relação com canal de referência – Fase – Relação $E_b/N_0$ baixa	190
Figura 8.32 – Evolução do desvio padrão da relação com canal de referência – Fase – Relação $E_b/N_0$ alta	191
Figura 8.33 – Evolução do desvio padrão da relação com canal de referência – Fase – Relação $E_b/N_0$ baixa	191
Figura 8.34 – Média do erro RMS da relação entre raios – Módulo – Relação $E_b/N_0$ alta	193
Figura 8.35 – Média do erro RMS da relação entre raios – Módulo – Relação $E_b/N_0$ baixa	193
Figura 8.36 – Média do desvio padrão da relação entre raios – Módulo – Relação $E_b/N_0$ alta	193
Figura 8.37 – Média do desvio padrão da relação entre raios – Módulo – Relação $E_b/N_0$ baixa	194
Figura 8.38 – Média do erro RMS da relação entre raios – Fase – Relação $E_b/N_0$ alta	195
Figura 8.39 – Média do erro RMS da relação entre raios – Fase – Relação $E_b/N_0$ baixa	195
Figura 8.40 – Média do desvio padrão da relação entre raios – Fase – Relação $E_b/N_0$ alta	196
Figura 8.41 – Média do desvio padrão da relação entre raios – Fase – Relação $E_b/N_0$ baixa	196
Figura 9.1 – Erro RMS do módulo da relação – Efeito isolado do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase	201

Figura 9.2 – Desvio padrão do módulo da relação – Efeito isolado ruído térmico, não linearidade e ruído de fase	201
Figura 9.3 – Erro RMS da fase da relação – Efeito isolado do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase	202
Figura 9.4 – Desvio padrão da fase da relação – Efeito isolado do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase	203
Figura 9.5 – Média do erro RMS do módulo da relação – Efeito simultâneo do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase	204
Figura 9.6 – Média do desvio padrão do módulo da relação – Efeito simultâneo do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase	204
Figura 9.7 – Média do erro RMS da fase da relação – Efeito simultâneo do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase	205
Figura 9.8 – Média do desvio padrão da fase da relação – Efeito simultâneo do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase	205
Figura 9.9 – Média temporal do erro RMS do módulo da relação – Instantes: 1100 segundos, 2100 segundos, 3100 segundos e 4100 segundos	207
Figura 9.10 – Média temporal do desvio padrão do módulo da relação – Instantes: 1100 segundos, 2100 segundos, 3100 segundos e 4100 segundos	208
Figura 9.11 – Média temporal do erro RMS da fase da relação – Instantes: 1100 segundos, 2100 segundos, 3100 segundos e 4100 segundos	209
Figura 9.12 – Média temporal do desvio padrão da fase da relação – Instantes: 1100 segundos, 2100 segundos, 3100 segundos e 4100 segundos	209
Figura A.4.1 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 1100 segundos	215
Figura A.4.2 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 2100 segundos	216
Figura A.4.3 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 3100 segundos	216
Figura A.4.4 – Relação entre raios – STDCC - fase – 1100 segundos	216
Figura A.4.5 – Relação entre raios – STDCC – fase – 2100 segundos	217
Figura A.4.6 – Relação entre raios – STDCC – fase – 3100 segundos	217
Figura A.4.7 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 1100 segundos	217
Figura A.4.8 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 2100 segundos	218
Figura A.4.9 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 3100 segundos	218

Figura A.4.10 – Relação entre raios – OFDM – fase – 1100 segundos	218
Figura A.4.11 – Relação entre raios – OFDM – fase – 2100 segundos	219
Figura A.4.12 – Relação entre raios – OFDM – fase – 3100 segundos	219
Figura A.4.13 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 1100 segundos	219
Figura A.4.14 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 2100 segundos	220
Figura A.4.15 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos	220
Figura A.4.16 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 1100 segundos	220
Figura A.4.17 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 2100 segundos	221
Figura A.4.18 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 3100 segundos	221
Figura A.4.19 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo – 1100 segundos	222
Figura A.4.20 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo – 2100 segundos	222
Figura A.4.21 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo – 3100 segundos	222
Figura A.4.22 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase – 1100 segundos	223
Figura A.4.23 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase – 2100 segundos	223
Figura A.4.24 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase – 3100 segundos	223
Figura A.4.25 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo – 1100 segundos	224
Figura A.4.26 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo – 2100 segundos	224
Figura A.4.27 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo – 3100 segundos	224
Figura A.4.28 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase – 1100 segundos	225
Figura A.4.29 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase – 2100 segundos	225

Figura A.4.30 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase – 3100 segundos	225
Figura A.4.31 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 1100 segundos	226
Figura A.4.32 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 2100 segundos	226
Figura A.4.33 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos	226
Figura A.4.34 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 1100 segundos	227
Figura A.4.35 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 2100 segundos	227
Figura A.4.36 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 3100 segundos	227
Figura A.5.1 – Comparação com o canal de referência – Erro RMS – módulo	228
Figura A.5.2 – Comparação com o canal de referência – Erro RMS – fase	229
Figura A.5.3 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – módulo	229
Figura A.5.4 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – fase	229
Figura A.5.5 – Relação entre raios – STDCC – módulo	230
Figura A.5.6 – Relação entre raios – STDCC – fase	230
Figura A.5.7 – Relação entre raios – OFDM – módulo	230
Figura A.5.8 – Relação entre raios – OFDM – fase	231
Figura A.5.9 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo	231
Figura A.5.10 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase	231
Figura A.5.11 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo	232
Figura A.5.12 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase	232
Figura A.5.13 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo	232
Figura A.5.14 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase	233



Figura A.5.15 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo	233
Figura A.5.16 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase	233
Figura A.5.17 – Comparação com o canal de referência - Erro RMS – módulo	234
Figura A.5.18 – Comparação com o canal de referência - Erro RMS – fase	234
Figura A.5.19 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – módulo	235
Figura A.5.20 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – fase	235
Figura A.5.21 – Relação entre raios – STDCC – módulo	235
Figura A.5.22 – Relação entre raios – STDCC – fase	236
Figura A.5.23 – Relação entre raios – OFDM – módulo	236
Figura A.5.24 – Relação entre raios – OFDM – fase	236
Figura A.5.25 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo	237
Figura A.5.26 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase	237
Figura A.5.27 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo	237
Figura A.5.28 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase	238
Figura A.5.29 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo	238
Figura A.5.30 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase	238
Figura A.5.31 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo	239
Figura A.5.32 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – Fase	239
Figura A.5.33 – Comparação com o canal de referência – Erro RMS – módulo	240
Figura A.5.34 – Comparação com o canal de referência – Erro RMS – fase	240
Figura A.5.35 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – módulo	240
Figura A.5.36 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – fase	241
Figura A.5.37 – Relação entre raios – STDCC – módulo	241
Figura A.5.38 – Relação entre raios – STDCC – fase	241

Figura A.5.39 – Relação entre raios – OFDM – módulo	242
Figura A.5.40 – Relação entre raios – OFDM – fase	242
Figura A.5.41 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo	242
Figura A.5.42 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase	243
Figura A.5.43 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo	243
Figura A.5.44 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase	243
Figura A.5.45 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo	244
Figura A.5.46 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase	244
Figura A.5.47 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo	244
Figura A.5.48 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase	245
Figura A.5.49 – Comparação com o canal de referência – Erro RMS – módulo	245
Figura A.5.50 – Comparação com o canal de referência – Erro RMS – fase	246
Figura A.5.51 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – módulo	246
Figura A.5.52 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – fase	246
Figura A.5.53 – Relação entre raios – STDCC – módulo	247
Figura A.5.54 – Relação entre raios – STDCC – fase	247
Figura A.5.55 – Relação entre raios – OFDM – módulo	247
Figura A.5.56 – Relação entre raios – OFDM – fase	248
Figura A.5.57 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo	248
Figura A.5.58 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase	248
Figura A.5.59 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo	249
Figura A.5.60 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase	249
Figura A.5.61 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo	249
Figura A.5.62 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase	250
Figura A.5.63 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo	250

Figura A.5.64 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase	250
Figura B.5.1 – Espectro após o filtro raiz quadrada de cosseno levantado – STDCC e Filtro Casado	251
Figura B.5.2 – Espectro após o Filtro raiz quadrada de cosseno levantado – OFDM	252
Figura B.5.3 – Filtro Casado – Recuo 0 dB: vermelho – Recuo 10 dB: azul	252
Figura B.5.4 – OFDM - Recuo 0 dB: vermelho – Recuo 10 dB: azul	253
Figura B.5.5 – OFDM e Filtro Casado – Recuo: 0 dB – FC: vermelho – OFDM: azul	253
Figura B.5.6 – OFDM e Filtro Casado – Recuo: 10 dB – FC: vermelho – OFDM: azul	253
Figura B.5.7 – OFDM e FC – Recuo: 30 dB – Filtro Casado: vermelho – OFDM: azul	254
Figura B.5.8 – Espectros do STDCC e Filtro Casado com recuo de 6 dB	254
Figura B.5.9 – Espectros do STDCC e Filtro Casado com recuo de 6 dB	255
Figura B.5.10 – Espectro do OFDM com recuo de 9 dB	255
Figura B.5.11 – Espectro do OFDM com recuo de 9 dB	256
Figura B.5.12 – Ghorbani – Filtro Casado – Recuos: 0 dB, 10 dB e 20 dB	256
Figura B.5.13 – Ghorbani – OFDM - Recuos: 0 dB, 10 dB e 20 dB	257
Figura B.5.14 – Rapp – Filtro Casado – V <sub>sat</sub> – 1 V: vermelho, 0,5 V: verde, 0,3 V: azul	257
Figura B.5.15 – Rapp - OFDM – V <sub>sat</sub> – 1 V: vermelho, 0,5 V: verde, 0,3 V: azul	257
Figura B.5.16 – Rapp – V <sub>sat</sub> : 0,3 V – Filtro Casado: azul, OFDM: verde	258
Figura B.5.17 – Rapp – V <sub>sat</sub> : 1,0 V – Filtro Casado: azul, OFDM: verde	258
Figura B.5.18 – Cúbico – Filtro Casado - IIP3: 20 dBm: azul, 30 dBm: verde, 40 dBm: vermelho	259
Figura B.5.19 – Cúbico – OFDM - IIP3: 20 dBm: azul, 30 dBm: verde, 40 dBm: vermelho	259
Figura B.5.20 – Cúbico – IIP3: 20 dBm – Filtro Casado: azul, OFDM: verde	260

Figura B.5.21 – Cúbico – IIP3: 40 dBm – Filtro Casado: azul, OFDM: verde	260
Figura A.6.1 – Relação entre raios – STDCC – módulo	261
Figura A.6.2 – Relação entre raios – STDCC – fase	262
Figura A.6.3 – Relação entre raios – OFDM – módulo	262
Figura A.6.4 – Relação entre raios – OFDM – fase	262
Figura A.6.5 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo	263
Figura A.6.6 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase	263
Figura A.6.7 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo	264
Figura A.6.8 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase	264
Figura A.6.9 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo	264
Figura A.6.10 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase	265
Figura A.6.11 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo	265
Figura A.6.12 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase	265
Figura A.7.1 – Relação entre raios – STDCC – módulo	267
Figura A.7.2 – Relação entre raios – STDCC – fase	267
Figura A.7.3 – Relação entre raios – OFDM – módulo	267
Figura A.7.4 – Relação entre raios – OFDM – fase	268
Figura A.7.5 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo	268
Figura A.7.6 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase	268
Figura A.7.7 – Ruído de fase: -40 dBc – Erro RMS da relação entre raios – Módulo	269
Figura A.7.8 – Ruído de fase: -40 dBc – Erro RMS da relação entre raios – Fase	269
Figura A.7.9 – Ruído de fase: -40 dBc – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo	269
Figura A.7.10 – Ruído de fase: -40 dBc – Desvio padrão da relação entre raios – Fase	270

Figura A.7.11 – Relação entre raios – STDCC – módulo	270
Figura A.7.12 – Relação entre raios – STDCC – fase	270
Figura A.7.13 – Relação entre raios – OFDM – módulo	271
Figura A.7.14 – Relação entre raios – OFDM – fase	271
Figura A.7.15 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo	271
Figura A.7.16 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase	272
Figura A.7.17 – Ruído de fase: -50 dBc – Erro RMS da relação entre raios – Módulo	272
Figura A.7.18 – Ruído de fase: -50 dBc – Erro RMS da relação entre raios – Fase	272
Figura A.7.19 – Ruído de fase: -50 dBc – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo	273
Figura A.7.20 – Ruído de fase: -50 dBc – Desvio padrão da relação entre raios – Fase	273
Figura A.7.21 – Relação entre raios – STDCC – módulo	273
Figura A.7.22 – Relação entre raios – STDCC – fase	274
Figura A.7.23 – Relação entre raios – OFDM – módulo	274
Figura A.7.24 – Relação entre raios – OFDM – fase	274
Figura A.7.25 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo	275
Figura A.7.26 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase	275
Figura A.7.27 – Ruído de fase: -60 dBc – Erro RMS da relação entre raios – Módulo	275
Figura A.7.28 – Ruído de fase: -60 dBc – Erro RMS da relação entre raios – Fase	276
Figura A.7.29 – Ruído de fase: -60 dBc – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo	276
Figura A.7.30 – Ruído de fase: -60 dBc – Desvio padrão da relação entre raios – Fase	276
Figura A.7.31 – Relação entre raios – STDCC – módulo	277

Figura A.7.32 – Relação entre raios – STDCC – fase	277
Figura A.7.33 – Relação entre raios – OFDM – módulo	278
Figura A.7.34 – Relação entre raios – OFDM – fase	278
Figura A.7.35 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo	278
Figura A.7.36 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase	279
Figura A.7.37 – Ruído de fase: -90 dBc – Erro RMS da relação entre raios – Módulo	279
Figura A.7.38 – Ruído de fase: -90 dBc – Erro RMS da relação entre raios – Fase	279
Figura A.7.39 – Ruído de fase: -90 dBc – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo	280
Figura A.7.40 – Ruído de fase: -90 dBc – Desvio padrão da relação entre raios – Fase	280
Figura A.7.41 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo	281
Figura A.7.42 – Comparação com canal de referência – STDCC – Fase	281
Figura A.7.43 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo	281
Figura A.7.44 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase	282
Figura A.7.45 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo	282
Figura A.7.46 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase	282
Figura A.7.47 – Ruído de fase: -40 dBc – Erro RMS da relação com o canal de referência – Módulo	283
Figura A.7.48 – Ruído de fase: -40 dBc – Erro RMS da relação com o canal de referência – Fase	283
Figura A.7.49 – Ruído de fase: -40 dBc – Desvio padrão da relação com o canal de referência – Módulo	284
Figura A.7.50 – Ruído de fase: -40 dBc – Desvio padrão da relação com o canal de referência – Fase	284
Figura A.7.51 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo	285
Figura A.7.52 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase	285

Figura A.7.53 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo	285
Figura A.7.54 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase	286
Figura A.7.55 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo	286
Figura A.7.56 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase	286
Figura A.7.57 – Ruído de fase: -50 dBc – Erro RMS da relação com o canal de referência – Módulo	287
Figura A.7.58 – Ruído de fase: -50 dBc – Erro RMS da relação com o canal de referência – Fase	287
Figura A.7.59 – Ruído de fase: -50 dBc – Desvio padrão da relação com o canal de referência – Módulo	288
Figura A.7.60 – Ruído de fase: -50 dBc – Desvio padrão da relação com o canal de referência – Fase	288
Figura A.7.61 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo	289
Figura A.7.62 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase	289
Figura A.7.63 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo	289
Figura A.7.64 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase	290
Figura A.7.65 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo	290
Figura A.7.66 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase	290
Figura A.7.67 – Ruído de fase: -60 dBc – Erro RMS da relação com o canal de referência – Módulo	291
Figura A.7.68 – Ruído de fase: -60 dBc – Erro RMS da relação com o canal de referência – Fase	291
Figura A.7.69 – Ruído de fase: -60 dBc – Desvio padrão da relação com o canal de referência – Módulo	292
Figura A.7.70 – Ruído de fase: -60 dBc – Desvio padrão da relação com o canal de referência – Fase	292
Figura A.7.71 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo	293
Figura A.7.72 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase	293
Figura A.7.73 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo	293

Figura A.7.74 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase	294
Figura A.7.75 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo	294
Figura A.7.76 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase	294
Figura A.7.77 – Ruído de fase: -90 dBc – Erro RMS da relação com o canal de referência – Módulo	295
Figura A.7.78 – Ruído de fase: -90 dBc – Erro RMS da relação com o canal de referência – Fase	295
Figura A.7.79 – Ruído de fase: -90 dBc – Desvio padrão da relação com o canal de referência – Módulo	296
Figura A.7.80 – Ruído de fase: -90 dBc – Desvio padrão da relação com o canal de referência – Fase	296
Figura A.8.1 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 1100 segundos	298
Figura A.8.2 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 1100 segundos	298
Figura A.8.3 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 1100 segundos	299
Figura A.8.4 – Erro RMS da relação entre raios – Módulo – 1100 segundos	299
Figura A.8.5 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 1100 segundos	299
Figura A.8.6 – Relação entre raios – STDCC – fase – 1100 segundos	300
Figura A.8.7 – Relação entre raios – OFDM – fase – 1100 segundos	300
Figura A.8.8 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 1100 segundos	300
Figura A.8.9 – Erro RMS da relação entre raios – Fase – 1100 segundos	301
Figura A.8.10 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 1100 segundos	301
Figura A.8.11 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 1100 segundos	302
Figura A.8.12 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 1100 segundos	302
Figura A.8.13 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 1100 segundos	302
Figura A.8.14 – Erro RMS da relação entre raios – Módulo – 1100 segundos	303
Figura A.8.15 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 1100 segundos	303



Figura A.8.16 – Relação entre raios – STDCC – fase – 1100 segundos	304
Figura A.8.17 – Relação entre raios – OFDM – fase – 1100 segundos	304
Figura A.8.18 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 1100 segundos	304
Figura A.8.19 – Erro RMS da relação entre raios – Fase – 1100 segundos	305
Figura A.8.20 – Desvio padrão da relação entre raios – Fase – 1100 segundos	305
Figura A.8.21 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 2100 segundos	306
Figura A.8.22 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 2100 segundos	306
Figura A.8.23 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 2100 segundos	307
Figura A.8.24 – Erro RMS da relação entre raios – Módulo – 2100 segundos	307
Figura A.8.25 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 2100 segundos	308
Figura A.8.26 – Relação entre raios – STDCC – fase – 2100 segundos	308
Figura A.8.27 – Relação entre raios – OFDM – fase – 2100 segundos	308
Figura A.8.28 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 2100 segundos	309
Figura A.8.29 – Erro RMS da relação entre raios – Fase – 2100 segundos	309
Figura A.8.30 – Desvio padrão da relação entre raios – Fase – 2100 segundos	310
Figura A.8.31 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 2100 segundos	310
Figura A.8.32 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 2100 segundos	311
Figura A.8.33 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 2100 segundos	311
Figura A.8.34 – Erro RMS da relação entre raios – Módulo – 2100 segundos	312
Figura A.8.35 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 2100 segundos	312
Figura A.8.36 – Relação entre raios – STDCC – fase – 2100 segundos	313
Figura A.8.37 – Relação entre raios – OFDM – fase – 2100 segundos	313
Figura A.8.38 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 2100 segundos	313
Figura A.8.39 – Erro RMS da relação entre raios – Fase – 2100 segundos	314

Figura A.8.40 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 2100 segundos	314
Figura A.8.41 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 3100 segundos	315
Figura A.8.42 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 3100 segundos	315
Figura A.8.43 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos	316
Figura A.8.44 – Erro RMS da relação entre raios – Módulo – 3100 segundos	316
Figura A.8.45 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 3100 segundos	317
Figura A.8.46 – Relação entre raios – STDCC – fase – 3100 segundos	317
Figura A.8.47 – Relação entre raios – OFDM – fase – 3100 segundos	317
Figura A.8.48 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 3100 segundos	318
Figura A.8.49 – Erro RMS da relação entre raios – Fase – 3100 segundos	318
Figura A.8.50 – Desvio padrão da relação entre raios – Fase – 3100 segundos	318
Figura A.8.51 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 3100 segundos	319
Figura A.8.52 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 3100 segundos	319
Figura A.8.53 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos	319
Figura A.8.54 – Erro RMS da relação entre raios – Módulo – 3100 segundos	320
Figura A.8.55 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 3100 segundos	320
Figura A.8.56 – Relação entre raios – STDCC – fase – 3100 segundos	321
Figura A.8.57 – Relação entre raios – OFDM – fase – 3100 segundos	321
Figura A.8.58 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 3100 segundos	321
Figura A.8.59 – Erro RMS da relação entre raios – Fase – 3100 segundos	322
Figura A.8.60 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 3100 segundos	322
Figura A.8.61 – Relação com canal de referência – STDCC – módulo – 1100 segundos	323

Figura A.8.62 – Relação com canal de referência – OFDM – módulo – 1100 segundos	324
Figura A.8.63 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 1100	324
Figura A.8.64 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Módulo – 1100 segundos	325
Figura A.8.65 – Desvio padrão da Relação com canal de referência – Módulo – 1100 segundos	325
Figura A.8.66 – Relação com canal de referência – STDCC – fase – 1100 segundos	326
Figura A.8.67 – Relação com canal de referência – OFDM – fase – 1100 segundos	326
Figura A.8.68 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 1100 segundos	326
Figura A.8.70 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Fase – 1100 segundos	327
Figura A.8.71 – Desvio padrão da Relação com canal de referência – Fase – 1100 segundos	327
Figura A.8.72 – Relação com canal de referência – STDCC – módulo – 1100 segundos	328
Figura A.8.73 – Relação com canal de referência – OFDM – módulo – 1100 segundos	328
Figura A.8.74 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 1100 segundos	328
Figura A.8.75 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Módulo – 1100 segundos	329
Figura A.8.76 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Módulo – 1100 segundos	329
Figura A.8.77 – Relação com canal de referência – STDCC – fase – 1100 segundos	330
Figura A.8.78 – Relação com canal de referência – OFDM – fase – 1100 segundos	330
Figura A.8.79 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 1100 segundos	330

Figura A.8.80 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Fase – 1100 segundos	331
Figura A.8.81 – Desvio padrão da Relação com canal de referência – Fase – 1100 segundos	331
Figura A.8.82 – Relação com canal de referência – STDCC – módulo – 2100 segundos	332
Figura A.8.82a – Relação com canal de referência – OFDM – módulo – 2100 segundos	332
Figura A.8.83 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 2100 segundos	333
Figura A.8.84 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Módulo – 1100 segundos	333
Figura A.8.85 – Desvio padrão da Relação com canal de referência – Módulo – 1100 segundos	334
Figura A.8.86 – Relação com canal de referência – STDCC – fase – 2100 segundos	334
Figura A.8.87 – Relação com canal de referência – OFDM – fase – 2100 segundos	334
Figura A.8.88 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 2100 segundos	335
Figura A.8.89 – Erro RMS da relação com canal de referência – Fase – 2100 segundos	335
Figura A.8.90 – Erro RMS da relação com canal de referência – Fase – 2100 segundos	336
Figura A.8.91 – Relação com canal de referência – STDCC – módulo – 2100 segundos	336
Figura A.8.92 – Relação com canal de referência – OFDM – módulo – 2100 segundos	336
Figura A.8.93 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 2100 segundos	337
Figura A.8.94 – Erro RMS da relação com canal de referência – Módulo – 2100 segundos	337
Figura A.8.95 – Desvio padrão da relação com canal de referência – Módulo – 2100 segundos	338

Figura A.8.96 – Relação com canal de referência – STDCC – fase – 2100 segundos	338
Figura A.8.97 – Relação com canal de referência – STDCC – fase – 2100 segundos	338
Figura A.8.98 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 2100 segundos	339
Figura A.8.99 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Fase – 2100 segundos	339
Figura A.8.100 – Desvio padrão da Relação com canal de referência – Módulo – 2100 segundos	340
Figura A.8.101 – Relação com canal de referência – STDCC – módulo – 3100 segundos	340
Figura A.8.102 – Relação com canal de referência – OFDM – módulo – 3100 segundos	340
Figura A.8.103 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos	341
Figura A.8.104 – Erro RMS da relação com canal de referência – Módulo – 3100 segundos	341
Figura A.8.105 – Desvio padrão da relação com canal de referência – Módulo – 3100 segundos	341
Figura A.8.106 – Relação com canal de referência – STDCC – fase – 3100 segundos	342
Figura A.8.107 – Relação com canal de referência – OFDM – fase – 3100 segundos	342
Figura A.8.108 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 3100 segundos	342
Figura A.8.109 – Erro RMS da relação com canal de referência – Fase – 3100 segundos	343
Figura A.8.110 – Desvio padrão da relação com canal de referência – Módulo – 3100 segundos	343
Figura A.8.111 – Relação com canal de referência – STDCC – módulo – 3100 segundos	344
Figura A.8.112 – Relação com canal de referência – OFDM – módulo – 3100 segundos	344

Figura A.8.113 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos	344
Figura A.8.114 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Fase – 3100 segundos	345
Figura A.8.115 – Desvio padrão da Relação com canal de referência – Módulo – 3100 segundos	345
Figura A.8.116 – Relação com canal de referência – STDCC – fase – 3100 segundos	346
Figura A.8.117 – Relação com canal de referência – OFDM – fase – 3100 segundos	346
Figura A.8.118 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 3100 segundos	346
Figura A.8.119 – Erro RMS da relação com canal de referência – Fase – 3100 segundos	347
Figura A.8.120 – Desvio padrão da relação com canal de referência – Fase – 3100 segundos	347

## Lista de Tabelas

Tabela 3.1 – Relações calculadas entre o pico do canal ideal estimado e os três primeiros pré-cursors e pós-cursors obtidos após o interpolador	65
Tabela 5.1 – Valores encontrados para o modelo de Saleh	115
Tabela 8.1 – Valores extremos do erro RMS e desvio padrão do módulo da relação	197
Tabela 8.2 – Valores extremos do erro RMS e desvio padrão da fase da relação	198
Tabela 9.1 – Valores médios do erro RMS e desvio padrão da relação	206
Tabela 9.2 – Valores da média temporal do erro RMS e desvio padrão do módulo da relação	210
Tabela 9.3 – Valores da média temporal do erro RMS e desvio padrão da fase da relação	210

## GLOSSÁRIO

AWGN – *Additive White Gaussian Noise*

BPSK - *Binary Phase-Shift Keying*

CIR – *Channel Impulse Response*

CP - *Cyclic Prefix*

DFT – *Discrete Fourier Transform*

$E_b/N_0$  – Relação entre a energia do bit e a densidade espectral de ruído branco

FFT – *Fast Fourier Transform*

FIR – *Finite Impulse Response*

IDFT – *Inverse Discrete Fourier Transform*

IFFT – *Inverse Fast Fourier Transform*

$IIP_3$  – *Input Power Third Order Intercept Point*

IIR – *Infinite Impulse Response*

$IP_3$  - *Third Order Intercept Point*

OFDM – *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*

$OIP_3$  – *Output Power Third Order Intercept Point*

PAPR – *Peak to Average Power Ratio*

SSPA – *Solid State Power Amplifier*

STDCC – *Swept Time-Delay Cross-Correlation*

TWT – *Traveling-Wave Tube*

VCO - *Voltage-Controlled Oscillator*



## INTRODUÇÃO

A determinação das formas de modulação e o cálculo analítico da eficácia das técnicas de comunicações dependem grandemente de uma caracterização satisfatória do canal de transmissão. Assim, é importante a caracterização dos canais lineares, aleatoriamente variantes no tempo, típicos dos sistemas rádio.

As referências que tratam dos fundamentos de sistemas de comunicações geralmente apresentam um modelo no qual são conceituadas a fonte de informação, codificações de fonte e de canal, modulação, formatação do pulso de transmissão e o transmissor ligado ao receptor por meio de um canal linear. Este canal, entretanto, é considerado ideal, isto é, plano na sua resposta de amplitude e linear na sua resposta de fase. Isto permite que os aspectos de formatação dos sinais, tanto do lado da transmissão quanto do lado da recepção, sejam otimizados de maneira a se obter sua melhor forma, eliminando teoricamente a interferência intersimbólica, maximizando a relação sinal ruído e controlando a interferência entre canais adjacentes tendo, como objetivo final, obter o melhor desempenho possível.

No mundo real, em particular nas comunicações onde são empregados enlaces rádio, os canais, embora lineares, apresentam um comportamento variante no tempo, desde as aplicações fixas, como os enlaces fixos em micro-ondas em visibilidade ou tropodifusão, mas, principalmente, os canais móveis. Nestes, pelo fato de o transmissor ou o receptor, ou ambos se deslocarem, os canais são altamente variáveis, principalmente em ambientes urbanos, onde os obstáculos causadores de múltiplos percursos existem em abundância. Para estes, ainda, o efeito Doppler precisa ser considerado. Então, para viabilizar a comunicação, são inseridas contramedidas, tais como o uso de diversidade e equalizadores, como também a determinação de métodos de modulação e taxas de transmissão adequadas àqueles canais variantes no tempo na presença de multipercursos.

A caracterização do canal rádio móvel pode ser feita tanto em banda estreita quanto em banda larga através de um conjunto de equipamentos denominado sonda. Entende-se como sonda um sistema formado por um equipamento

transmissor e outro equipamento receptor e seus respectivos sistemas aéreos (linhas de transmissão, antenas, etc.), capazes de estimar os parâmetros de canais rádio móveis.

### **Sondagem em banda estreita**

Quando o canal rádio móvel é excitado por uma portadora não modulada, isto é, um único tom (*continuous wave* - CW), e observado em banda estreita, existe uma grande variação, tanto de amplitude quanto de fase, do sinal recebido pela antena do receptor móvel. Esta variação está presente nos pequenos deslocamentos espaciais do receptor.

Normalmente se usa, na pesquisa das características deste tipo de canal, um transmissor colocado em uma posição fixa, enquanto se movimenta o receptor, e se registra a envoltória do sinal recebido. É comum o uso de um receptor que forneça, na sua saída, uma tensão DC (*direct current*) proporcional à amplitude do sinal recebido e apresente o resultado em uma escala logarítmica.

O comportamento do canal quando caracterizado em pequena escala, isto é, para pequenos deslocamentos apresenta grandes e rápidas variações da potência recebida de caráter aleatório. Por este motivo sua variação só pode ser representada por meio de distribuições de probabilidade. Uma distribuição de densidade de probabilidade que descreve bem este tipo de variação quando não existe um raio direto dominante recebido é a distribuição de Rayleigh, enquanto a distribuição de Rice representa a situação na qual existe uma componente dominante chegando à antena receptora. É necessário mencionar que a distribuição denominada como de Rice foi desenvolvida de forma independente por Nakagami em seus estudos de propagação rádio móvel. Daí esta função de densidade de probabilidade ser também conhecida como distribuição de Nakagami- $n$  ou Nakagami-Rice [1].

### **Sondagem em banda larga**

A caracterização do canal rádio em banda larga engloba tanto a quantidade de multipercursos existentes em um determinado ambiente quanto à forma com a

qual se aglutinam, cada um com sua própria amplitude e fase, assim como o valor dos atrasos relativos entre eles e o ângulo de chegada.

A sondagem do canal rádio em banda larga torna-se, portanto, uma ferramenta essencial ao desenvolvimento de sistemas, havendo diferentes formas de realizá-la. Considerando a existência atualmente de três métodos clássicos de sondagem, cada qual com suas peculiaridades, procura-se neste trabalho explorá-los sobre diversos aspectos e comparar seus desempenhos na presença de imperfeições significativas encontradas em alguns de seus dispositivos eletrônicos essenciais e também na presença de diferentes valores da relação entre a potência da portadora recebida e a potência de ruído na recepção.

Os métodos de sondagem escolhidos para comparação são Filtro Casado, OFDM e STDCC. Os dois primeiros são classificados como métodos digitais enquanto o último é um método de sondagem analógico. Nos métodos digitais foram aqui propostas inovações em suas estruturas de modo a aumentar a precisão de estimações.

## **Organização do texto**

O Capítulo 2 apresenta as bases teóricas sobre as quais as sondas são implementadas. O item 2.1 trata da técnica de compressão de pulsos a partir da qual são desenvolvidos o método Filtro Casado descrito no item 2.1.1 e o método STDCC descrito em 2.1.2. O item 2.2 apresenta o princípio do OFDM e descrito o OFDM de prefixo cíclico.

O capítulo 3 apresenta a maneira como as sondas usando os métodos STDCC, OFDM e Filtro Casado foram projetadas. É indicada a estrutura para sua construção real e a seguir a forma de sua implementação usando o Simulink® do Matlab®. Os itens 3.3, 3.4 e 3.5 descrevem respectivamente, a estrutura das sondas STDCC, OFDM e Filtro Casado. O item 3.6 apresenta a maneira como os dados brutos obtidos da aplicação dos métodos sobre o canal rádio móvel de referência foram processados criando parâmetros possíveis de serem comparados e a forma de apresentação dos resultados. O item 3.7 descreve o canal rádio móvel usado como referência apresentando-o em sua resposta ao impulso e sua resposta em frequência. O item 3.8 apresenta o erro intrínseco de cada método na

estimação do canal de referência e o item 3.9 apresenta as condições adversas sob as quais os três métodos foram explorados.

No Capítulo 4 está a síntese dos resultados das simulações considerando somente, como fator de degradação, o ruído aditivo Gaussiano branco. No item 4.1 encontra-se a indicação dos valores da relação  $E_b/N_0$  utilizadas e os motivos da determinação dos limites escolhidos. O item 4.2 mostra os gráficos em barras do erro médio quadrático, em módulo e fase, da relação entre raios e da relação entre o canal estimado e o canal de referência. Também são apresentados os resultados de desvio padrão destas mesmas relações conforme definido no Capítulo 3. O item 4.3 traz a análise dos resultados obtidos.

O principal objetivo do Capítulo 5 é apresentar o efeito das distorções não lineares sobre o resultado da estimação dos canais rádio móveis. Antes, porém, no item 5.1 são estudados os modelos de não linearidades usados para a representação destas distorções introduzidas, principalmente, pelos amplificadores de potência. No estudo de sua influência sobre a qualidade de cada método, apresentado no item 5.2, não foram levadas em consideração as limitações impostas pelos órgãos reguladores sobre o espectro transmitido. Assim, livremente, foram simulados valores de distorções que, na prática, não podem ser usados. Além disto, no item 5.3, foram estudados os espectros gerados por estas distorções com o objetivo de estabelecer limites para elas de modo que os espectros emitidos pelas sondas atendessem a padrões adotados e servissem como referência no uso nas simulações realizadas apresentadas nos capítulos 7 e 8.

O Capítulo 6 contém, inicialmente, uma introdução ao conceito de ruído de fase bem como apresentadas as condições com as quais foram realizadas as simulações. No item 6.2 encontram-se os resultados obtidos de erro médio quadrático e desvio padrão para a relação entre raios. O item 6.3 apresenta as considerações preliminares obtidas a partir da análise dos resultados.

O Capítulo 7 apresenta os resultados obtidos considerando as degradações estudadas isoladamente nos Capítulos 4, 5 e 6, isto é, o efeito do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase atuando agora, simultaneamente, sobre os métodos de sondagem comparados. A ênfase, no entanto, é sobre a influência do nível de ruído térmico sobre a precisão de cada método. Adotado o modelo de Saleh para a não linearidade, foram simulados para cada grupo de diferentes valores do ruído de fase significativos, diferentes valores do ruído térmico. O item 7.1 descreve as

condições sob as quais os métodos de sondagem foram expostos. O item 7.2 trata dos resultados na relação entre raios. O item 7.3 aborda a comparação entre o canal estimado e o canal de referência, enquanto o item 7.4 traz uma síntese dos resultados alcançados.

O Capítulo 8 apresenta uma variante das condições de simulações usadas no Capítulo 7 considerando ainda, simultaneamente presentes, as degradações estudadas isoladamente nos Capítulos 4, 5 e 6. Adotado o modelo de não linearidade de Saleh, escolhidos uma relação  $E_b/N_0$  e um valor de ruído de fase, foram usadas diferentes sementes aleatórias para geração dos canais de referência e observados os resultados de sua estimação obtidos ao longo de instantes de tempo distintos. O item 8.1 descreve as condições sob as quais os métodos de sondagem foram expostos. O item 8.2 trata dos resultados da evolução temporal na relação entre raios e o item 8.3 traz as considerações preliminares.

Excepcionalmente, no Capítulo 9 dedicado às conclusões, ainda apresenta gráficos para auxiliar a obtenção das mesmas, em decorrência da grande quantidade de resultados gerados ao longo deste trabalho. Os gráficos aí inseridos aglutinam e facilitam a comparação de resultados mostrados nos Capítulos 4, 5, 6, 7 e 8. Inicialmente, no item 9.1, são analisados simultaneamente os métodos anteriormente submetidos isoladamente aos fatores de degradação. Com este objetivo os três métodos que foram testados na presença do ruído térmico aditivo Gaussiano branco, não linearidade dos amplificadores de potência e ruído de fase no conversor de recepção são reapresentados. Concluída esta etapa, no item 9.2, são calculadas as médias dos indicadores utilizados no Capítulo 7, obtidas ao longo da variação dos valores de ruído de fase adotados. No item 9.3, ainda na etapa de simulações na presença simultânea dos três fatores de degradação, são analisados os resultados das médias temporais obtidas pelo uso dos valores aleatórios aplicados como sementes iniciais na criação de diferentes canais a serem estimados.

Finalmente são apresentadas conclusões e sugeridas novas linhas de pesquisa sobre este tema.

## 2

### BASE TEÓRICA

O objetivo deste Capítulo é apresentar a teoria utilizada na concepção das sondas usadas para a estimação dos canais rádio móveis em banda larga e cujos desempenhos são avaliados no decorrer deste trabalho.

Entende-se como sonda um sistema formado por um equipamento transmissor e outro equipamento receptor e seu respectivo sistema aéreo (linhas de transmissão, antenas, etc.), capaz de estimar os parâmetros de canais rádio móveis criados em ambientes interior (*indoor*) ou exterior (*outdoor*). A saída do receptor apresenta o sinal recebido que, depois de reprocessado, permite detectar o atraso relativo de cada multipercurso criado no ambiente pesquisado bem como a amplitude e fase com que estes multipercursos são captados no receptor móvel.

#### 2.1

##### Compressão de Pulso

A base dos sistemas de compressão de pulsos é parte da teoria de sistemas lineares [9]. É sabido que se um ruído branco  $n(t)$  é aplicado à entrada de um sistema linear invariante no tempo e a saída  $w(t)$  é correlatada à entrada com uma réplica do sinal de entrada atrasado  $n(t - \tau)$ , então a correlação cruzada resultante é proporcional à resposta ao impulso do sistema  $h(\tau)$  avaliada no tempo de retardo. Calculando a autocorrelação do ruído branco se obtém:

$$\mathbb{E}[n(t)n^*(t - \tau)] = R_n(\tau) = N_0\delta(\tau) \quad (2.1)$$

onde  $\mathbb{E}$  indica o operador valor esperado ou expectância,  $(.)^*$  representa o conjugado complexo,  $R_n(\tau)$  representa a função de autocorrelação do ruído  $n(t)$ ,  $N_0$  é a densidade espectral de potência de ruído em banda lateral singela e  $\delta(\tau)$  é a distribuição delta de Dirac de argumento  $\tau$ . No domínio do tempo contínuo o sinal de saída  $w(t)$  é obtido pela integral de convolução:

$$w(t) = \int h(\xi)n(t - \xi) d\xi \quad (2.2)$$

Deste modo a correlação cruzada entre a saída e a entrada atrasada é dada por:

$$\begin{aligned}
\mathbb{E}[w(t)n^*(t-\tau)] &= \mathbb{E}[\int h(\xi)n(t-\xi)n^*(t-\tau)d\xi] \\
&= \int h(\xi)R_n(\tau-\xi)d\xi \\
&= N_0h(\tau)
\end{aligned} \tag{2.3}$$

Portanto a resposta ao impulso de um sistema linear pode ser estimada usando uma fonte de ruído branco e um método para processar a correlação entre o sinal de saída e o sinal de teste atrasado.

Na prática os sistemas que aplicam a compressão de pulso usam formas de onda determinísticas que possuam sua autocorrelação com características semelhantes à autocorrelação do ruído branco. Uma sequência fácil de ser obtida e largamente utilizada é a chamada sequência binária pseudoaleatória de máximo comprimento, também conhecida por sequência de pseudo-ruído (PN).

### 2.1.1

#### Filtro casado

Neste item letras minúsculas em negrito representam vetores coluna enquanto letras maiúsculas em negrito representam matrizes. Ainda neste item  $(.)^*$  denota o conjugado complexo e  $(.)^T$  indica transposição enquanto o til ( $\sim$ ) representa quantidades no domínio da frequência, em oposição às quantidades no domínio do tempo tais como os coeficientes da resposta ao impulso do canal ou as amostras que são efetivamente transportadas pelas formas de onda transmitidas no canal de propagação. O símbolo  $\otimes$  denota a convolução circular.

O método de sondagem denominado filtro casado deve ser considerado como um método digital. Usa-se uma sequência de teste conhecida que possua a autocorrelação similar à do ruído branco, pois se trata de aplicar o princípio de compressão de pulso na estimação do canal. A partir de agora a sequência PN será adotada como sinal de teste a ser transmitido. Na recepção é empregado um filtro FIR cuja resposta ao impulso é a sequência de teste transmitida invertida no tempo, isto é, um filtro casado à sequência de teste.

Considerando a sequência periódica de teste representada por  $a_N(n)$  de comprimento  $N$  e período  $NT_s$ , onde  $T_s$  representa a duração de cada símbolo, pode-se identificá-la como sendo o vetor  $\mathbf{a}_N$  que corresponde à saída de um modulador BPSK em cuja entrada é aplicada uma sequência binária

pseudoaleatória de comprimento  $N$ , cujos elementos são zeros e uns obedecendo a sua lei de formação. Considerando ainda a amplitude de todos os símbolos BPSK igual a  $\pm 1$ , sabe-se que a energia por bit na constelação criada após esta modulação é igual à energia do símbolo  $E_s$ . Representa-se então, a sequência de teste como:

$$\mathbf{a}_N = [a(0), \dots, a(N-1)]^T, \quad a(n) = \pm 1, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.4)$$

Para a formatação do espectro a ser transmitido a teoria clássica representa a transmissão por canais lineares modelada em banda básica [11], [12] e [13]. Um sistema de transmissão ideal é mostrado na Figura 2.1, na qual foram introduzidas as alterações necessárias para representar a sonda denominada Filtro Casado.

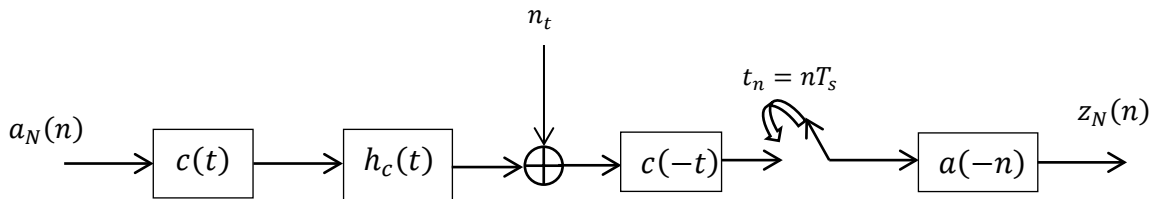


Figura 2.1 – Diagrama de blocos da sonda filtro casado

Na figura 2.1 o bloco identificado por  $c(t)$  representa o filtro formatador do pulso de transmissão do tipo raiz quadrada de cosseno levantado, o bloco  $h_c(t)$  representa a resposta ao impulso do canal de propagação, o bloco  $c(-t)$  representa o filtro formatador de recepção, casado ao de transmissão, do tipo raiz quadrada de cosseno levantado e  $n_t$  é o ruído presente na entrada do receptor, antes de ser filtrado por  $c(-t)$ . Após esses blocos é colocada uma chave que opera na taxa de símbolos recebidos após a recuperação do seu relógio, obtendo amostras do sinal analógico existente na saída do filtro formatador de recepção no instante ótimo de detecção. Por último é inserido o filtro casado à sequência de teste, indicado pelo bloco  $a(-n)$ .

Definindo por  $h(t)$  a resposta ao impulso, dada pela convolução do filtro formatador de transmissão com a resposta ao impulso do canal e com o filtro formatador de recepção, a sua representação matemática no instante de amostragem é:

$$h(n) = h(nT_s) = c(t) * c(-t) * h_c(t)|_{t_n=nT_s}, \quad (2.5)$$

onde  $h(n)$  representa a resposta ao impulso discreta do sistema

Na ausência de ruído na entrada do receptor, a sequência existente na saída do filtro casado à sequência de teste, é representada por:



$$z_N(n) = a_N(n) * a(-n) * h(n) \quad (2.6)$$

Considerando a variação do canal rádio como sendo suficientemente lenta de modo a não se alterar significativamente durante a transmissão de uma sequência PN e ainda a propriedade de periodicidade da sequência de teste, a convolução indicada em (2.6) pode ser considerada como circular. Denotando a sequência  $z_N(n)$  na  $i$ -ésima repetição da sequência de teste por  $z_n^{(i)}$ , obtém-se:

$$z_n^{(i)} = a(n) \otimes a(-n) \otimes h^{(i)}(n), \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.7)$$

Considerando que  $R_a(n) = a(n) \otimes a(-n)$  é a autocorrelação circular da sequência PN e sabendo-se que:

$$R_a(n) = \begin{cases} N; & n = 0 \\ -1; & n = 1, 2, \dots, N-1 \end{cases}$$

$R_a(n)$  pode então ser representada como:

$$R_a(n) = (N+1)\delta(n) + f(n), \quad f(n) = -1, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2.8)$$

onde  $\delta(n)$  é o impulso unitário ou impulso no tempo discreto definido por:

$$\delta(n) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0 & n \neq 0 \end{cases}$$

Portanto,

$$\begin{aligned} z_n^{(i)} &= [(N+1)\delta(n) + f(n)] * h^{(i)}(n) \\ &= [N+1]h^{(i)}(n) - \tilde{h}^{(i)}(0) \end{aligned} \quad (2.9)$$

onde  $\tilde{h}^{(i)}(0)$  é o valor da componente espectral de frequência zero da resposta em frequência do sistema pois:

$$\begin{aligned} f(n) * h^{(i)}(n) &= \sum_{k=0}^{L-1} h^{(i)}(k)f(n-k) = - \sum_{k=0}^{L-1} h^{(i)}(k) \\ &= -\tilde{h}^{(i)}(0) \end{aligned} \quad (2.10)$$

uma vez que  $f(n-k) = -1$  e  $L$  representa o comprimento da resposta ao impulso discreta do sistema. De fato a convolução  $f(n) * h^{(i)}(n)$  é a DFT para a frequência zero do canal transformado para o domínio da frequência discreta com o sinal invertido.

De (2.9) tem-se que:

$$\frac{z_n^{(i)}}{N+1} = h^{(i)}(n) - \frac{\tilde{h}(0)}{N+1} \quad (2.11)$$

Considerando a sequência PN suficientemente longa, chega-se a:

$$h^{(i)}(n) \cong \frac{z_n^{(i)}}{N+1} \cong \frac{z_n^{(i)}}{N} \quad (2.12)$$

Finalmente registra-se que:

- $N$  tem que ser maior que o suporte de  $h^{(i)}(n)$  para evitar superposição ( $N > L$ )
- Resolução: o espaçamento entre os raios de  $h_c(t)$  deve ser maior que o suporte de  $c(t) * c(-t)$ .

### 2.1.2

#### STDCC

O diagrama em blocos básico da sondagem do canal usando espalhamento de espectro ou STDCC (*Swept Time-Delay Cross-Correlation*), como será denominado este método, é mostrado na Figura 2.2. Ressalta-se que o STDCC é um método analógico utilizado para a estimação de canais rádio móveis. A vantagem do sistema com espalhamento de frequência é que, enquanto o sinal de teste possui banda larga, é possível detectar o sinal transmitido usando um receptor de faixa estreita, precedido de um misturador de faixa larga, o que melhora a faixa dinâmica do sistema, se comparado com a sondagem por pulsos periódicos [14].

No método STDCC a portadora é espalhada sobre uma banda de frequência quando é modulada com a sequência de teste PN de comprimento  $N$  tendo uma duração de bit  $T_c$  e uma taxa de bit  $R_c$  igual ao inverso de  $T_c$ .

A envoltória da densidade de potência do espectro da portadora espalhada é dada por:

$$\eta(f) = \left[ \frac{\sin(f-f_c)T_c}{(f-f_c)T_c} \right]^2 \quad (2.13)$$

onde  $f_c$  é a frequência central da portadora e a largura de banda entre os primeiros nulos,  $BW$ , é:

$$BW = 2R_c \quad (2.14)$$

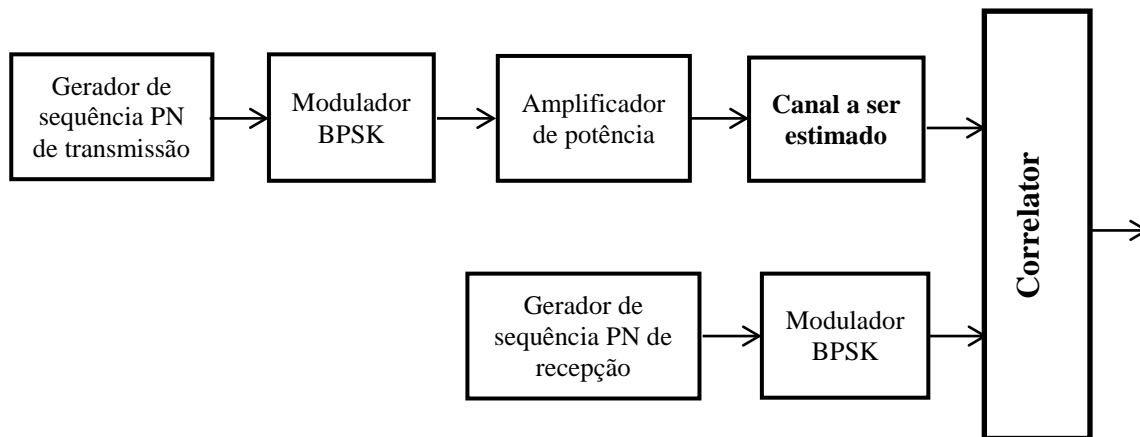


Figura 2.2 – Sistema de transmissão e recepção empregado na sonda STDCC –  
Equivalente em banda básica

O sinal espalhado recebido é então correlatado com uma sequência idêntica àquela usada no transmissor. Embora as duas sequências sejam idênticas em conteúdo, o relógio que determina a cadência de bits do transmissor possui uma frequência ligeiramente maior que a do receptor. Misturando-se as duas sequências de bits é implementado um correlator deslizante. Quando a sequência PN de maior taxa (do transmissor) alcança a sequência de menor taxa (do receptor) e se alinham, elas são virtualmente idênticas produzindo um pico de correlação máxima. Quando as duas sequências não estão correlatadas ao máximo, misturando o espectro recebido espalhado com a sequência PN assíncrona do receptor, um espectro espalhado é produzido, no mínimo tão largo quanto ao da sequência PN de referência do receptor. Assim, o filtro de banda estreita, que segue o multiplicador usado como parte do correlator, pode rejeitar quase toda a potência do sinal que chega. Desta forma é produzido um ganho, denominado ganho de processamento, como relação entre as bandas de passagem dos filtros, reduzindo, em consequência, o valor do ruído existente na saída destes filtros. Da mesma forma como acontece com o ruído, também são rejeitadas as interferências, a menos do pulso de sondagem do canal.

O ganho de processamento  $PG$  é calculado como:

$$PG = \frac{2R_c}{R_{bb}} = \frac{2\tau_{bb}}{T_c} = \frac{(S/N)_{saída}}{(S/N)_{entrada}} \quad (2.15)$$

onde  $\tau_{bb} = 1/R_{bb}$  é o período do símbolo em banda básica.

Para o caso deste método de sondagem, usando correlator, a taxa de informação de banda básica é igual ao desvio (*offset*) entre os relógios das sequências PN do transmissor e do receptor.

Quando o sinal que chega é correlatado com a sequência PN do receptor, o sinal é trazido de volta à banda de frequência original, isto é, ele fica comprimido e a envoltória é então detectada. Visto que os diferentes multipercursos possuem diferentes atrasos, eles terão correlação máxima com a sequência PN do receptor, em diferentes instantes. Portanto, depois da detecção de envoltória, é obtida a resposta ao impulso do canal.

A resolução no tempo ( $\Delta\tau$ ) das componentes de multipercurso, no método STDCC é:

$$\Delta\tau = 2T_c = 2/R_c \quad (2.16)$$

Em outras palavras, o sistema pode resolver dois componentes de multipercurso desde que eles estejam afastados de, pelo menos,  $2T_c$  segundos. Na realidade, duas componentes de múltiplos trajetos que possuam uma diferença entre o tempo de chegada menor que  $2T_c$  podem ser resolvidas, desde que a largura dos pulsos seja menor que o valor absoluto do pulso triangular de correlação, isto é, da ordem de  $T_c$ . Assim,  $T_c$  é a resolução mínima da sonda STDCC.

O método STDCC possui uma medição de tempo equivalente, que é atualizado cada vez que as duas sequências são correlatadas ao máximo. O tempo decorrido entre duas correlações adjacentes máximas  $\Delta T$  é calculado por:

$$\Delta T = T_c \gamma l = \gamma l / R_c \quad (2.17)$$

onde:

$T_c$  : duração do bit (s);

$R_c$  : frequência do relógio de bits (Hz);

$\gamma$  : fator de deslizamento (adimensional);

$l$  : comprimento da sequência PN (bit)

O fator de deslizamento  $\gamma$  é definido como a relação entre a taxa de relógio de bits da transmissão e a diferença entre as taxas de relógio da transmissão e recepção. Matematicamente é expresso como:

$$\gamma = \frac{\alpha}{\alpha - \beta} \quad (2.18)$$

onde,

$\alpha$  : frequência do relógio da sequência de bit da transmissão (Hz);

$\beta$  : frequência do relógio da sequência de bit da recepção (Hz).

O tempo equivalente de observação se refere ao tempo relativo às componentes de multipercursos. Contudo, a escala de tempo observada, usando uma sonda STDCC, é relacionada ao tempo real de propagação por:

$$\text{tempo real de propagação} = \frac{\text{tempo obtido pelo método}}{\gamma} \quad (2.19)$$

Este efeito é decorrente da taxa de informação relativa, transferida no correlator deslizante, sendo conhecido como dilatação no tempo, pois os atrasos relativos aos raios que chegam ao receptor estão expandidos, no tempo, pelo fator  $\gamma$ , para este método.

Para identificar a localização dos espalhadores, ou núcleos de espalhamento, é necessária a determinação dos ângulos de chegada na forma de deslocamento Doppler. Os limites nos quais as informações do deslocamento Doppler podem ser resolvidas dependem dos seguintes fatores:

- Velocidade do veículo ( $v$ ) e estabilidade;
- Frequência da portadora ( $f_c$ ) e estabilidade;
- Comprimento ( $l$ ) e período ( $T_c$ ) da sequência PN;
- Fator de deslizamento  $\gamma$  do correlator de varredura.

O deslocamento Doppler máximo  $f_D$  experimentado pelo receptor que se move com velocidade  $v$ , é dada por:

$$f_D = \frac{vf_c}{c} \quad (2.20)$$

onde  $c$  é a velocidade de propagação da onda eletromagnética em espaço livre. O máximo deslocamento Doppler que pode ser determinado pelo método STDCC é dado por:

$$f_D = \frac{1}{2\gamma l T_c} \quad (2.21)$$

De (2.19) e (2.20), obtém-se:

$$v = \frac{c}{2\gamma l T_c f_c} \quad (2.22)$$

A Equação 2.22 mostra que, para  $\gamma, T_C$  e  $f_C$  fixos, a velocidade é inversamente proporcional ao comprimento da sequência. Portanto, embora dobrando  $l$  se obtenha uma melhor resolução para grandes atrasos, isto vai limitar a velocidade do veículo à metade, para permitir uma mesma resolução Doppler.

## 2.2

### OFDM

OFDM é o acrônimo de *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*.

#### 2.2.1

##### Notação

Neste item letras minúsculas em negrito representam vetores coluna enquanto letras maiúsculas em negrito representam matrizes. Algumas vezes são usados subscritos para enfatizar suas dimensões. Por exemplo,  $\mathbf{s}_M$  indica um vetor  $M \times 1$  enquanto  $\mathbf{F}_M$  indica uma matriz  $M \times M$  e a matriz  $\mathbf{F}_{P \times M}$  possui dimensão  $P \times M$ . Os elementos de vetores e matrizes são indexados, respectivamente, por um ou dois subscritos como, por exemplo,  $s_k$  ou  $F_{k,l}$ .

Ainda neste item  $(.)^*$  denota o conjugado complexo,  $(.)^T$  indica transposição enquanto  $(.)^H$  representa uma transposição Hermitiana. O til ( $\sim$ ) representa quantidades no domínio da frequência, isto é, antes da IDFT em oposição às quantidades no domínio do tempo tais como os coeficientes da resposta ao impulso do canal ou as amostras que são efetivamente transportadas pelas formas de onda transmitidas no canal de propagação.

$\mathbf{F}_M$  denota a matriz da Transformada Discreta de Fourier (DFT) de dimensão  $M$  cujos elementos são  $F_{k,l} = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{-j2\pi kl/M}$  enquanto  $\mathbf{I}_M$  representa a matriz identidade de dimensão  $M$ .

O símbolo  $\odot$  representa o produto de dois vetores, termo a termo, e  $\otimes$  denota a convolução circular.

### 2.2.2

#### OFDM de prefixo cíclico

A ideia da transmissão através do OFDM é transformar o efeito da convolução do sinal transmitido com a resposta do canal, ambos no domínio do tempo, em uma multiplicação. Para este objetivo, utiliza-se a convolução circular que é transformada em uma multiplicação no domínio da frequência, já que a convolução circular pode ser entendida como uma convolução linear com sobreposição. O princípio desta operação está mostrado na Figura 2.3. Nela está ilustrada a diferença entre a convolução circular e a convolução linear no caso da transmissão de blocos de símbolos  $s(i)$ . Na parte superior da Figura 2.3 é descrita a convolução circular da sequência periódica  $s(i)$  com a resposta ao impulso do canal  $h$  que resulta em  $r(i)$ . Isto produz no domínio da frequência:

$$\text{DFT}(\mathbf{r}(i)) = \text{DFT}(\mathbf{h}) \times \text{DFT}(\mathbf{s}(i)) \quad (2.23)$$

Decorrente da sobreposição no início do bloco fica claro que o resultado da convolução linear de [...,  $s(i-1)$ ,  $s(i)$ ,  $s(i+1)$ , ...] com  $h$  não é igual, em geral, à convolução circular. De fato não existe razão para que o final do bloco  $s(i-1)$  seja igual ao final do bloco  $s(i)$ . Além disso, a transmissão de bloco  $s(i)$  se sobrepõe à transmissão do bloco  $s(i+1)$  que trará problemas quando se deseja recuperar  $s(i)$  e  $s(i+1)$  independentes. O princípio do prefixo cíclico consiste na introdução de alguma redundância no sinal transmitido de modo que a superposição induzida pela memória do canal corresponda àquela da convolução circular. Deste modo o bloco de símbolos recebido correspondente à transmissão de  $s(i)$  é exatamente igual à convolução circular de  $s(i)$  e  $h$  e, portanto  $s(i)$  é facilmente recuperável a partir do bloco recebido  $r(i)$  por meio de uma DFT. Além disso, o bloco  $r(i)$  é tornado independente de  $s(i-1)$  o que é um fato importante uma vez que a recuperação de  $s(i)$  não requer o conhecimento dos símbolos previamente enviados.

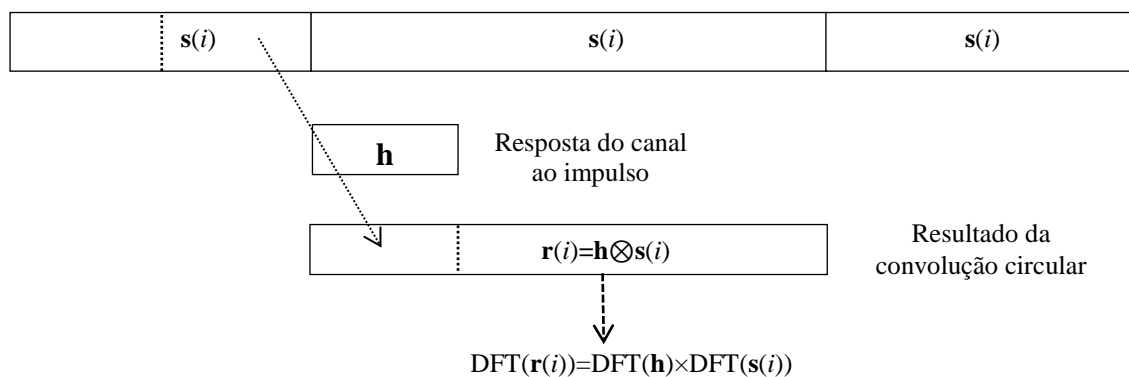
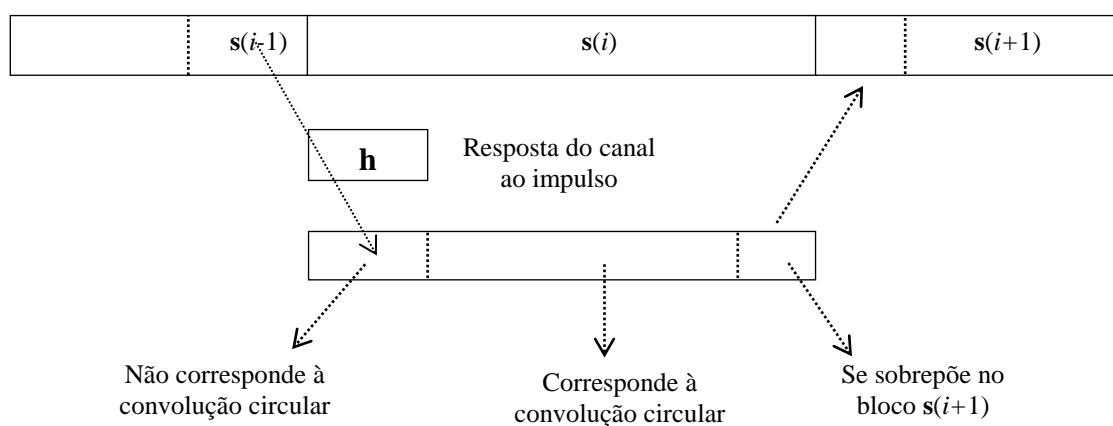
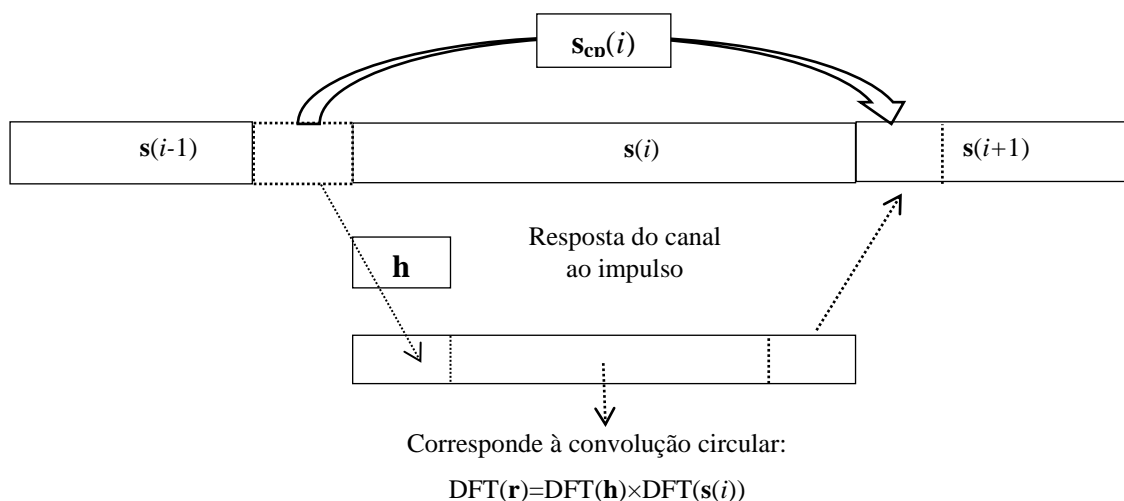
**a - Convolução Circular****b - Convolução Linear****c - Inserção do Prefixo Cíclico**

Figura 2.3 – Princípio do prefixo cíclico

Os sistemas OFDM implementados são, geralmente, baseados no OFDM de prefixo cíclico, cujo esquema do transceptor se encontra descrito na Figura 2.4.



Ela representa o seu equivalente em banda básica no domínio do tempo discreto. Em tese, é assumido que, tanto o sinal transmitido quanto o recebido, estão amostrados de forma síncrona em sua taxa básica e o foco será sobre os aspectos do OFDM de tempo discreto.

Na representação equivalente em banda básica dos transceptores dos sistemas OFDM os símbolos complexos representando os pontos da constelação de sinais da modulação utilizada são transmitidos em blocos de comprimento  $M$ :  $\tilde{\mathbf{s}}_M(i) = [\tilde{s}_0(i), \dots, \tilde{s}_{M-1}(i)]^T$  onde o índice  $i$  é usado para indexá-los. Estes símbolos são inicialmente transformados pela matriz da IDFT,  $\mathbf{F}_M^H$  cujos elementos são  $\exp\{+j2\pi mk/M\}/\sqrt{M}$  que transforma o bloco  $\tilde{\mathbf{s}}_M(i)$  para o domínio do tempo, agora denominado bloco  $\mathbf{s}_M(i)$ . Após esta etapa, o prefixo cíclico (CP: *cyclic prefix*) é inserido entre cada bloco de símbolos a ser transmitido com o objetivo de tornar circular a convolução linear. Deve ser ressaltado que o comprimento do prefixo cíclico deve ser igual ou maior que a ordem do canal para, efetivamente, garantir que a convolução linear possa ser equivalente à circular. Geralmente esta hipótese é verdadeira uma vez que os sistemas OFDM são projetados de modo que o comprimento do prefixo cíclico tenha um limite superior  $L$  maior que a ordem do canal. Os elementos do bloco resultante após a inserção da redundância, denominado  $\mathbf{s}_{cp}(i)$ , é finalmente transmitido sequencialmente através do canal seletivo em frequência.

O canal é representado pelo seu modelo discreto equivalente no domínio do tempo e seu efeito é modelado como um filtro linear de resposta ao impulso finita FIR que é representado pela resposta do canal ao impulso (CIR)  $\mathbf{h}_M = [h_0, \dots, h_{M-1}]^T$  e acrescido das amostras de ruído  $n_n$ . Portanto, desde que o prefixo cíclico seja maior que a ordem do canal, isto é,  $h_i = 0$  para  $i > L$  e, em consequência,  $\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_L]$ .

A Figura 2.4 apresenta o diagrama em blocos da transmissão e recepção de um sistema OFDM de prefixo cíclico

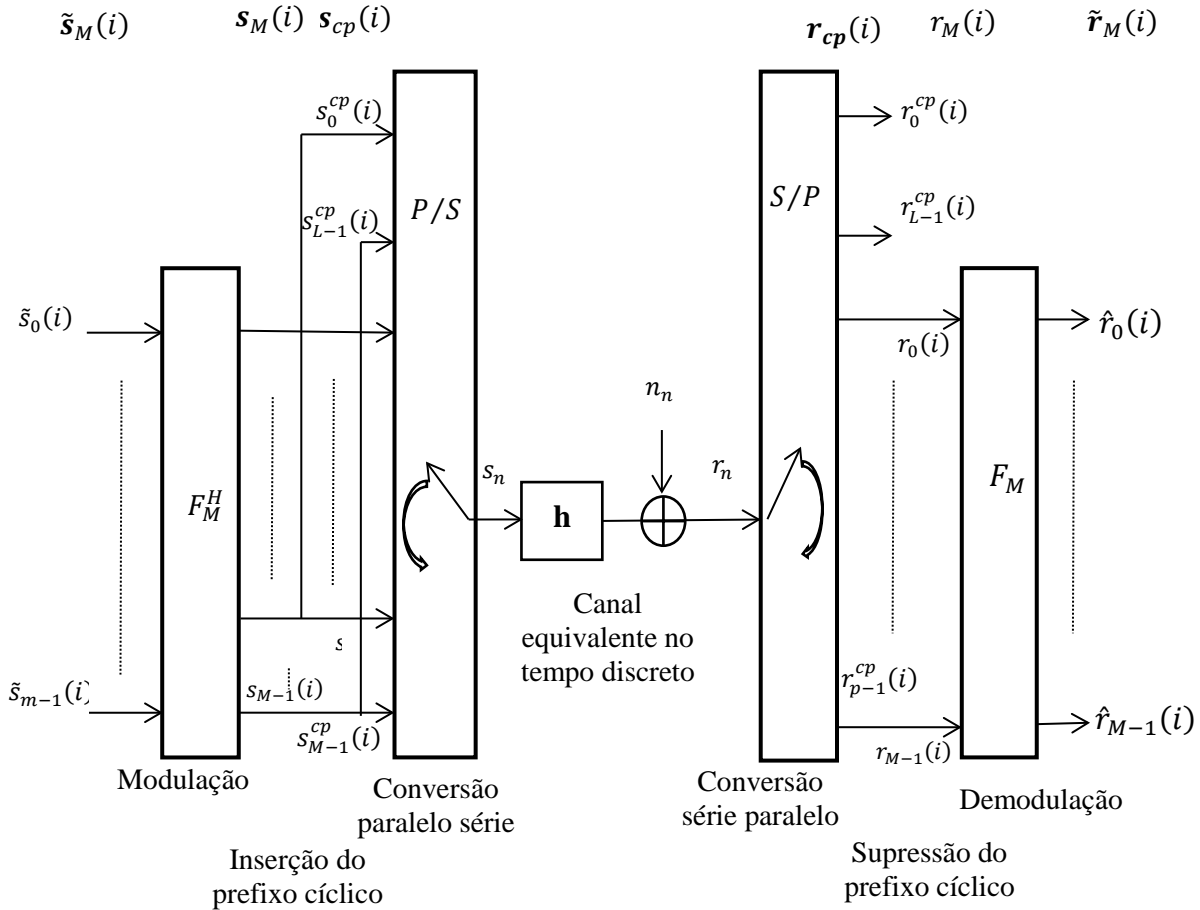


Figura 2.4 – Modelo discreto para o transceptor convencional OFDM

Seja  $P = M + L$  o número total de símbolos transmitidos para cada bloco de dados  $\tilde{\mathbf{s}}_M(i)$  e seja  $\mathbf{I}_{cp} = [\mathbf{I}_c, \mathbf{I}_M]^T$  uma matriz  $P \times M$  que representa a inserção do prefixo cíclico onde  $\mathbf{I}_c$  representa a matriz  $M \times L$  correspondente às  $L$  últimas colunas de  $\mathbf{I}_M$ . Seja a matriz denotada por  $\mathbf{F}_{cp}$  aquela que representa conjuntamente o prefixo cíclico dependente e a modulação introduzida pela IFDT, isto é,  $\mathbf{F}_{cp} = \mathbf{I}_{cp} \mathbf{F}_M^H$ .

O bloco de símbolos transmitido é, então, representado por:  $\mathbf{s}_{cp}(i) = \mathbf{I}_{cp} \mathbf{F}_M^H \tilde{\mathbf{s}}_M(i) = \mathbf{F}_{cp} \tilde{\mathbf{s}}_M(i)$ . Considerando a transmissão contínua de blocos cada bloco de símbolos recebido  $\mathbf{r}_{cp}(i)$  correspondente a esta transmissão pode ser expresso como a soma de dois termos. O primeiro termo corresponde à transmissão de  $\mathbf{s}_{cp}(i)$  através do canal  $\mathbf{h}$  que introduz a chamada Interferência Entre Símbolos (IES), uma interferência entre os símbolos  $s_k^{cp}(i)$  do próprio bloco. O segundo corresponde à sobreposição do bloco recebido correspondente ao bloco  $\mathbf{s}_{cp}(i)$  sobre aquele correspondente ao bloco  $\mathbf{s}_{cp}(i + 1)$  criando a

chamada Interferência Entre Blocos (IEB). Estas duas contribuições podem ser mostradas por intermédio de duas matrizes de Toeplitz triangulares, inferior e superior, de dimensão  $P \times P$ .

$$\mathbf{H}_{IES} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & & \vdots \\ h_L & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_L & \cdots & h_0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

e

$$\mathbf{H}_{IEB} = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & h_L & \cdots & h_1 \\ \vdots & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & & \ddots & h_L \\ \vdots & & & \ddots & & 0 \\ \vdots & & & & \ddots & \\ 0 & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & 0 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Usando as matrizes definidas nas expressões (2.24) e (2.25), pode-se exprimir  $\mathbf{r}_{cp}(i)$  como:

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{cp}(i) &= \mathbf{H}_{IES} \mathbf{s}_{cp}(i) + \mathbf{H}_{IEB} \mathbf{s}_{cp}(i-1) + \mathbf{n}_p(i) \\ &= \mathbf{H}_{IES} \mathbf{F}_{cp} \tilde{\mathbf{s}}_M(i) + \mathbf{H}_{IEB} \mathbf{F}_{cp} \tilde{\mathbf{s}}_M(i-1) + \mathbf{n}_p(i) \\ &= \mathbf{H}_{IES} \mathbf{I}_{cp} \mathbf{F}_M^H \tilde{\mathbf{s}}_M(i) + \mathbf{H}_{IEB} \mathbf{I}_{cp} \mathbf{F}_M^H \tilde{\mathbf{s}}_M(i-1) + \mathbf{n}_p(i) \end{aligned} \quad (2.26)$$

onde  $\mathbf{n}_p(i) = [(n_0(i), \dots, n_{P-1}(i))]^T$  representa as amostras do ruído complexo presente na recepção do modelo equivalente em banda básica do sistema.

Na recepção inicialmente são removidos os símbolos correspondentes ao prefixo cíclico de forma a eliminar a interferência entre blocos. Denotando por  $\mathbf{r}_M(i)$  o vetor de dimensão  $M \times 1$  obtido após a supressão do prefixo cíclico pode-se representá-lo como  $\mathbf{r}_M(i) = [r_L^{cp}(i), \dots, r_{P-1}^{cp}(i)]^T$  enquanto o ruído aditivo associado a cada símbolo é representado por  $\mathbf{n}_M(i) = [n_L^{cp}(i), \dots, n_{P-1}^{cp}(i)]^T$ . O vetor  $\mathbf{r}_M(i)$  pode ser representado a partir do sinal transmitido como sendo:

$$\mathbf{r}_M(i) = \begin{bmatrix} h_L & \cdots & h_0 & & 0 \\ & \ddots & & \ddots & \\ & & \ddots & & \ddots \\ 0 & & & h_L & \cdots & h_0 \end{bmatrix}_{M \times P} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_C^T \\ \mathbf{I}_M \end{bmatrix}_{P \times M} \mathbf{F}_M^H \tilde{\mathbf{s}}_M(i) + \mathbf{n}_M(i) \quad (2.27)$$

Em decorrência da estrutura circulante do prefixo cíclico, a matriz Toeplitz cheia obtida como produto das duas matrizes de dimensões  $M \times P$  e  $P \times M$  indicadas em (2.27) é uma matriz circulante, como segue:

$$\mathbf{r}_M(i) = \underbrace{\begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & h_L & \cdots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & \vdots \\ h_L & & \ddots & \ddots & & h_L \\ 0 & \ddots & & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_L & \cdots & h_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_M(h)} \mathbf{F}_M^H \tilde{\mathbf{s}}_M(i) + \mathbf{n}_M(i) \quad (2.28)$$

$M \times M$

Denominando  $\mathbf{C}_M(h)$  esta matriz circulante  $M \times M$  obtida e considerando que é possível diagonalizar uma matriz circulante pré e pós multiplicando-a pelas matrizes DFT e IDFT [2] e lembrando ainda que  $\mathbf{h}_M = [h_0, \dots, h_{M-1}]^T$  obtemos:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}_M(i) &= \mathbf{F}_M \mathbf{r}_M(i) = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_M(h) \mathbf{F}_M^H \tilde{\mathbf{s}}_M(i) + \mathbf{F}_M \mathbf{n}_M(i) \\ &= \sqrt{M} \text{diag}(\mathbf{F}_M \mathbf{h}_M) \tilde{\mathbf{s}}_M(i) + \tilde{\mathbf{n}}_M(i) \end{aligned} \quad (2.29)$$

Em (2.29)  $\text{diag}(\mathbf{F}_M \mathbf{h}_M)$  representa uma matriz diagonal  $M \times M$  que possui, em sua diagonal, as componentes do vetor  $\mathbf{h}_M$  transformadas para o domínio da frequência a menos de uma constante multiplicativa.

Esta última operação de aplicação da DFT sobre  $\tilde{\mathbf{r}}_M(i)$  através da multiplicação da matriz  $\mathbf{F}_M$  é a mesma aplicação da DFT sobre  $\mathbf{r}(i)$  indicada em (2.23). No entanto a transformação de  $\tilde{\mathbf{s}}_M(i)$  pela IDFT na transmissão faz com que os símbolos  $\tilde{\mathbf{s}}_M(i)$ , na recepção, apresentem as atenuações introduzidas pelo canal, ao contrário da forma apresentada em (2.23).

Seja  $H(z) := \sum_{k=0}^L h_k z^{-k}$  a função de transferência do canal e seja  $\tilde{\mathbf{h}}_M = \sqrt{M} \mathbf{F}_M \mathbf{h}_M = [H(0), H(e^{j2\pi/M}), \dots, H(e^{j2\pi(M-1)/M})]^T$  o vetor contendo a resposta em frequência discreta do canal, correspondente à sua resposta ao impulso discreta. Definindo  $\text{diag}(\tilde{\mathbf{H}}_M)$  como uma matriz diagonal  $M \times M$  que possua o vetor  $\tilde{\mathbf{h}}_M$  em sua diagonal (de forma análoga ao realizado em (2.29) a menos do produto por uma constante), a equação (2.29) pode ser reescrita como:

$$\tilde{\mathbf{r}}_M(i) = \text{diag}(\tilde{\mathbf{H}}_M) \tilde{\mathbf{s}}_M(i) + \tilde{\mathbf{n}}_M(i) = \tilde{\mathbf{h}}_M \odot \tilde{\mathbf{s}}_M(i) + \tilde{\mathbf{n}}_M(i) \quad (2.30)$$

Assim, a  $n$ -ésima componente de  $\tilde{\mathbf{r}}_M(i)$  denotada por  $\tilde{r}_{M_n}(i)$  pode ser detectada de forma independente das demais, ou seja, não há interferência entre os símbolos de informação. A expressão (2.30) pode-se ser reescrita como:

$$\tilde{r}_{M_n}(i) = \tilde{h}_{M_n} \tilde{s}_{M_n}(i) + \tilde{n}_{M_n}(i) \quad (2.31)$$

onde  $\tilde{h}_{M_n}$  corresponde à  $n$ -ésima componente da diagonal de  $\text{diag}(\tilde{\mathbf{H}}_M)$  e  $\tilde{n}_{M_n}(i)$  é a  $n$ -ésima componente do vetor de ruído  $\tilde{\mathbf{n}}_M(i)$ . Nessas condições o vetor de informação  $\hat{\tilde{\mathbf{s}}}_M(i)$  estimado, porém contendo uma parcela de ruído, pode ser então

detectado a partir da observação de  $\tilde{\mathbf{r}}_M(i)$ , invertendo-se a matriz diagonal  $\text{diag}\tilde{\mathbf{H}}_M$ .

A interpretação de (2.30) e (2.31) é auxiliada pela observação da Figura 2.5 na qual os símbolos são transmitidos em paralelo, distorcidos pelo canal na frequência de sua portadora e é adicionada uma amostra do ruído a cada símbolo recebido.

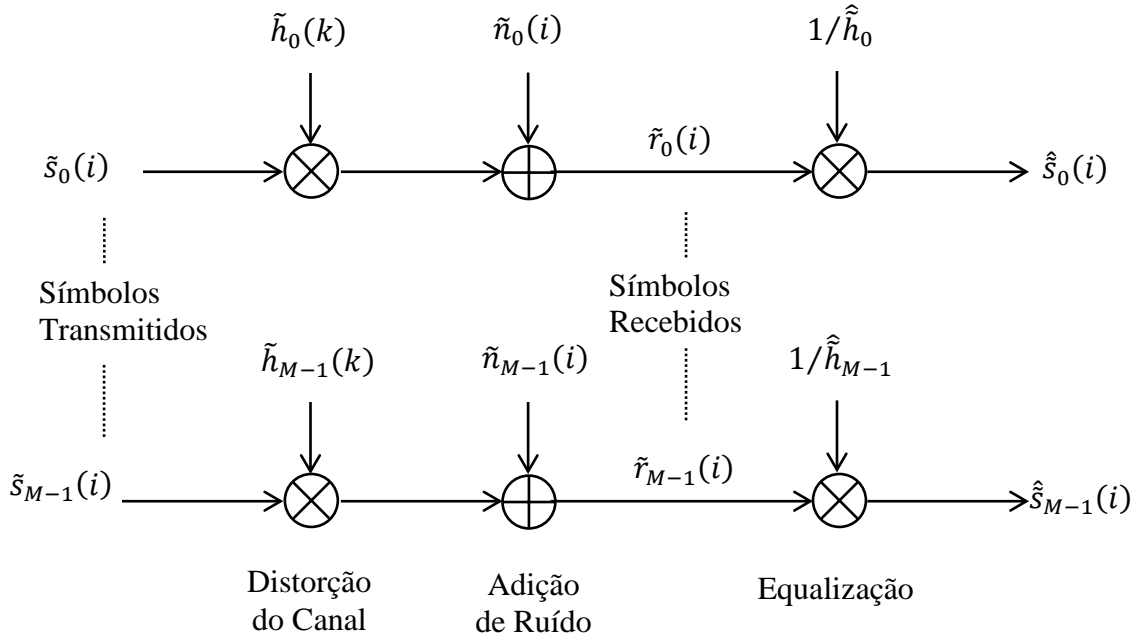


Figura 2.5 – Modelo equivalente paralelo das portadoras do transceptor OFDM

A estimativa *Zero Forcing* (ZF) ruidosa de  $\tilde{\mathbf{s}}_M(i)$ , denotada por  $\hat{\tilde{\mathbf{s}}}_M^{ZF}(i)$ , obtida por simples inversão da matriz diagonal  $\text{diag}\tilde{\mathbf{H}}_M$  [8] possui seu vetor, elemento a elemento, dado por:

$$\hat{\tilde{s}}_{M_n}^{ZF}(i) = \tilde{r}_{M_n}(i) \frac{1}{\hat{\tilde{h}}_{M_n}} = \hat{\tilde{s}}_{M_n}(i) + \frac{\tilde{n}_{M_n}(i)}{\hat{\tilde{h}}_{M_n}}, \quad n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2.32)$$

Os símbolos de informação são finalmente recuperados por meio de:

$$\hat{\tilde{s}}_{M_n}(i) = \text{Disc}\left(\hat{\tilde{s}}_{M_n}^{ZF}(i)\right), \quad n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2.33)$$

onde a função  $\text{Disc}(x)$  retorna o ponto da constelação complexa de sinais da modulação mais próximos do complexo  $x$ .

No entanto, se  $\hat{\tilde{h}}_{M_n} = 0$ , o símbolo  $\hat{\tilde{s}}_n(i)$  da  $n$ -ésima subportadora não poderá ser recuperado. Sob outra perspectiva, as subportadoras que ocupam faixas de frequências nas quais existe uma cunha (*notch*) de desvanecimento seletivo profundo terão alta probabilidade de ter o símbolo recuperado incorretamente.

Para a realização desta etapa de recuperação do símbolo transmitido é indispensável o conhecimento prévio da matriz diagonal que possui a resposta em frequência estimada do canal, isto é, é necessário estimar o canal. Existem diversos trabalhos que tratam desta questão como, por exemplo, [3], [4], [5], [6], [7] e [8].

No caso em que a técnica OFDM é usada para construção de sondas com o propósito de estimar o comportamento dos canais rádio móveis em ambientes a serem caracterizados conhece-se, a priori, o sinal transmitido usado como sinal de teste. Com o objetivo de eliminar a necessidade de inserção do prefixo cíclico, a sequência usada para teste deve ser uma sequência periódica  $\tilde{\mathbf{s}}_M$  tendo seus elementos denotados por  $\tilde{s}_{M_n}$ , preferencialmente de fácil geração, de maneira a garantir a convolução circular como mostrado na Figura 2.1-a.

A partir de (2.32) e a menos da amostra do ruído  $\tilde{n}_{M_n}(i)$ , é possível calcular, elemento a elemento, todos os valores do vetor  $\tilde{\mathbf{h}}_M(i)$  que representa a resposta em frequência variante no tempo do canal sondado [7], pois:

$$\hat{\tilde{h}}_{M_n}(i) = \frac{r_{M_n}(i)\tilde{s}_{M_n}^*}{|\tilde{s}_{M_n}|^2} \quad (2.34)$$

Na presença do ruído, para a implementação da sonda usando a técnica OFDM, a estimação da resposta em frequência do canal é realizada multiplicando, elemento a elemento, o sinal recebido  $\tilde{\mathbf{r}}_M(i)$  pelo inverso de cada elemento do sinal de teste  $\tilde{\mathbf{s}}_M$ . Denominando por  $\text{diag}^{-1}(\tilde{\mathbf{s}}_M)$  a matriz diagonal  $M \times M$  que contém em sua diagonal o inverso de cada elemento do vetor  $\tilde{\mathbf{s}}_M$  e lembrando que o canal é suposto invariante durante a transmissão de cada sequência de teste se obtém:

$$\hat{\tilde{\mathbf{h}}}_M(i) = \text{diag}^{-1}(\tilde{\mathbf{s}}_M)\tilde{\mathbf{r}}_M(i) = \tilde{\mathbf{h}}_M + \text{diag}^{-1}(\tilde{\mathbf{s}}_M)\tilde{\mathbf{n}}_M(i) \quad (2.35)$$

Naturalmente, a presença do ruído  $\tilde{\mathbf{n}}_M(i)$  presente na recepção afetará a precisão da estimação do canal rádio móvel.

### 3

## IMPLEMENTAÇÃO DAS SONDAS

O objetivo deste capítulo é apresentar a maneira como as sondas usando os métodos STDCC, OFDM e Filtro Casado foram projetadas. Inicialmente é indicada a estrutura para sua construção real e simultaneamente a forma de sua implementação usando o Simulink® do Matlab®. São apresentadas suas principais características e como os resultados obtidos a partir de sua aplicação foram processados de modo a apresentar resultados possíveis de serem comparados.

Além disto, é mostrado o exemplo do canal rádio de referência mais frequentemente usado para efeito do objeto a ser estimado, os erros próprios de cada método na busca de resultados e as situações sob as quais os métodos foram explorados.

### 3.1

#### Introdução

No desenvolvimento dos modelos de sonda a serem comparados procurou-se dotá-las de uma estrutura tal que permitisse a sua transformação para outras taxas de transmissão, modelos de canais e fatores de degradação tão simples quanto possível, além de facilitar a análise dos resultados. Na escolha da duração do quadro do sinal de teste foi adotado o tempo de um segundo de modo que a taxa de transmissão fosse o inverso do comprimento do quadro. As sondas STDCC e Filtro Casado usam como quadro uma sequência binária pseudoaleatória de comprimento 511 criada por um polinômio primitivo gerador de um corpo de Galois, a partir de agora chamada de sequência PN de teste ou simplesmente sequência de teste. Para a sonda OFDM foi acrescentado um zero ao fim da sequência PN de comprimento 511 de forma que esta possuísse o número de zeros igual ao número de uns. A escolha de uma sequência de teste determinística que possua uma autocorrelação similar à do ruído branco é essencial aos métodos baseados na compressão do pulso [9] e a escolha da

sequência PN é uma opção natural ser usada como sinal de teste para os métodos STDCC e Filtro Casado. Para o método OFDM, o uso de uma sequência periódica permite a eliminação do prefixo cíclico necessário à realização da convolução circular o que corresponde ao produto da DFT do canal a ser caracterizado com a DFT da sequência de teste.

## 3.2

### Principais Características

As três sondas construídas, usando o Simulink®, possuem em comum os seguintes dispositivos:

- Gerador de sequência PN usando o polinômio gerador  $x^9+x^4+1$  com intervalo de amostragem igual a 1/511 com 511 amostras por quadro.
- Modulador BPSK com deslocamento de fase de  $0^\circ$ .
- Filtro raiz quadrada de cosseno levantado de transmissão com retardo de grupo igual a 16, fator de arredondamento (*roll-off*) igual a 0,5 e fator de sobreamostragem igual a 16. O fator de arredondamento igual a 0,5 foi escolhido para todos os filtros deste tipo usado em diversos pontos destas sondas por ser um valor usualmente empregado em equipamentos.

Além disto, no caso geral (com ou sem o emprego do Simulink®), o uso deste fator de arredondamento faz com que os últimos pré-cursors e os primeiros pós-cursors obtidos no resultado final não sejam excessivamente elevados, aumentando a resolução de multipercurso e a gama dinâmica. As Figuras 3.1, 3.2 e 3.3 mostram a imagem, no domínio do tempo, obtida na saída de cada uma das sondas simuladas estimando um canal ideal, isto é, um canal possuindo uma resposta amplitude versus frequência plana e igual a um, e uma resposta de fase versus frequência linear. Estas imagens obtidas do Simulink®, por sua vez, são livres de qualquer fator de degradação adicional além daquelas intrínsecas à sua construção, tais como a limitação imposta na escolha dos parâmetros dos dispositivos usados e pelas aproximações computacionais.



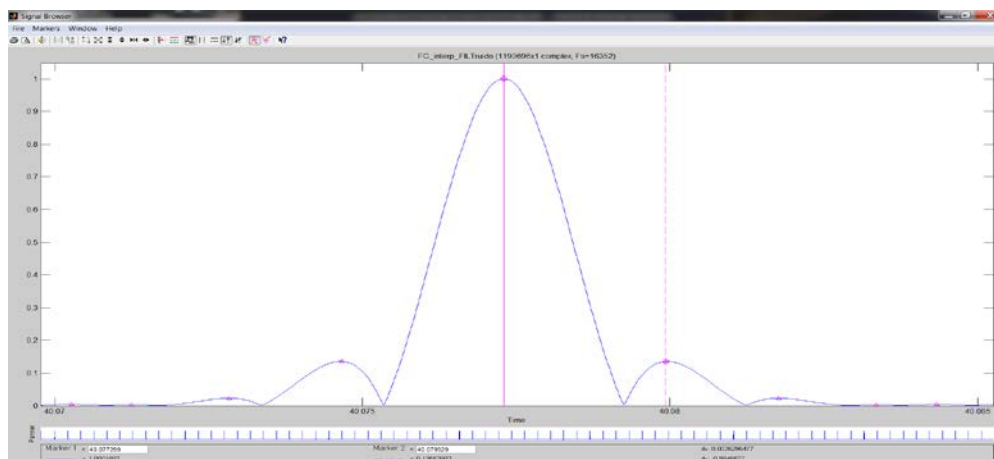


Figura 3.1 – Resposta, no domínio do tempo, do resultado obtido pela sonda Filtro Casado

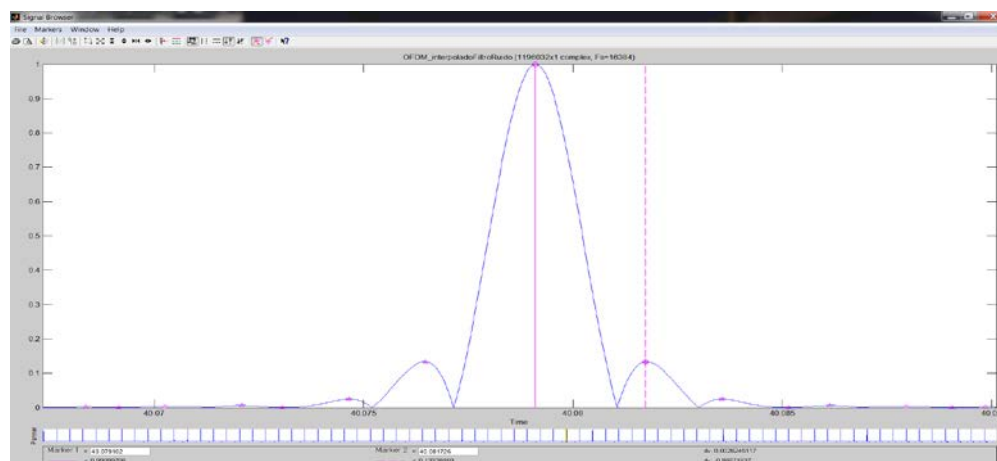


Figura 3.2 – Resposta, no domínio do tempo, do resultado obtido pela sonda OFDM

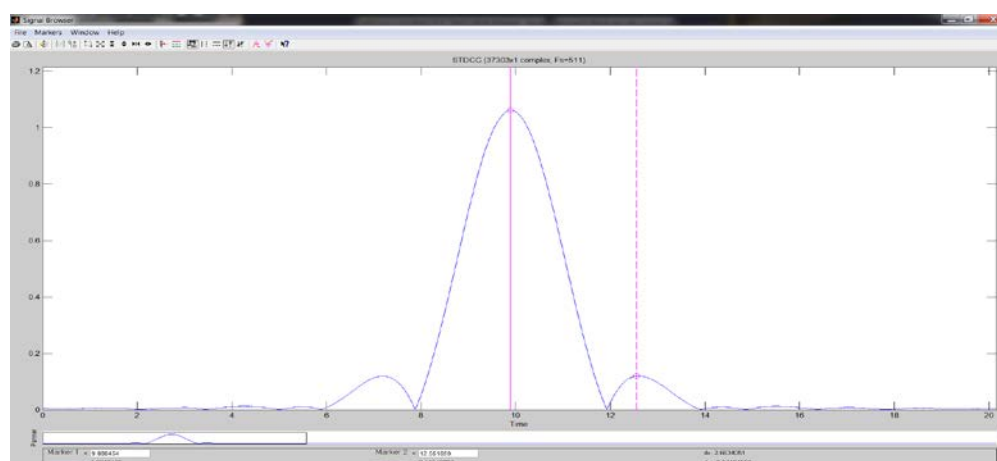


Figura 3.3 – Resposta, no domínio do tempo, do resultado obtido pela sonda STDCC

A Tabela 3.1 apresenta a relação calculada entre o pico do canal estimado e os valores máximos dos precusores e pós-cursors que, respectivamente, o

precedem e o sucedem e o tempo decorrido entre o pico e cada máximo. Teoricamente o resultado em uma sonda perfeita seria a convolução entre um impulso que representa o multipercurso estimado, obtido como resultado da sondagem e o filtro interpolador do tipo cosseno levantado que é descrito no item 3.4, isto é, a própria resposta ao impulso do filtro deslocada no tempo. Na última coluna da Tabela 3.1 estão os módulos dos valores máximos e mínimos da resposta ao impulso do filtro interpolador.

Tabela 3.1 – Relações calculadas entre o pico do canal ideal estimado e os três primeiros pré-cursors e pós-cursors obtidos após o interpolador

	<b>Filtro Casado</b> Relação entre amplitudes referidas ao canal ideal	<b>OFDM</b> Relação entre amplitudes referidas ao canal ideal	<b>STDCC</b> Relação entre amplitudes referidas ao canal ideal	<b>Valor Obtido do filtro (dB)</b>
Primeiro Pré/pós-cursor	- 17,36 dB @ 0,002629 s	- 17,50 dB @ 0,002645 s	- 18,98 dB @ 0,002685 s (corrigido)	-17,49
Segundo Pré/pós-cursor	- 32,72 dB @ 0,004464 s	- 32,04 dB @ 0,004455 s	- 40,78 dB @ 0,00446 s (corrigido)	-32,69
Terceiro Pré/pós-cursor	- 52,76 dB @ 0,006054 s	- 70,45 dB @ 0,006042 s	- 38,93 dB @ 0,00556 s (corrigido)	-44,74

Ainda, pela observação da Tabela 3.1, constata-se que a gama dinâmica dos métodos a partir do segundo pré-cursor ou pós-cursor inclusive, é igual ou maior que 32,72 dB, 32,04 dB e 40,78 dB respectivamente para os métodos Filtro Casado, OFDM e STDCC na ausência de ruído e demais fatores de degradação.

Outro fator que distingue os métodos Filtro Casado e OFDM do método STDCC é que os dois primeiros apresentam um resultado a cada sequência de teste ou bloco transmitido enquanto o último produz uma correlação cruzada, isto é, um resultado depois de transcorrido um tempo igual ao produto do fator de deslizamento  $\gamma$  definido na expressão (2.18) e rerepresentado em (3.1) pela

duração da sequência de teste. Para a implementação realizada usando um fator de deslizamento  $\gamma$  igual a mil, temos então mil resultados para os métodos Filtro Casado e OFDM para um único resultado STDCC.

A resolução de máximo atraso do trajeto de eco livre de ambiguidade em todos os modelos é igual à duração da sequência utilizada.

### 3.3

#### A Sonda STDCC

A figura 3.4 apresenta a maneira como foi implementada a sonda STDCC através de seu diagrama em blocos simplificado. Ele inclui a contribuição de todos os elementos de degradação pesquisados, isto é, a não linearidade do amplificador de potência, o ruído térmico aditivo Gaussiano branco e o ruído de fase no receptor.

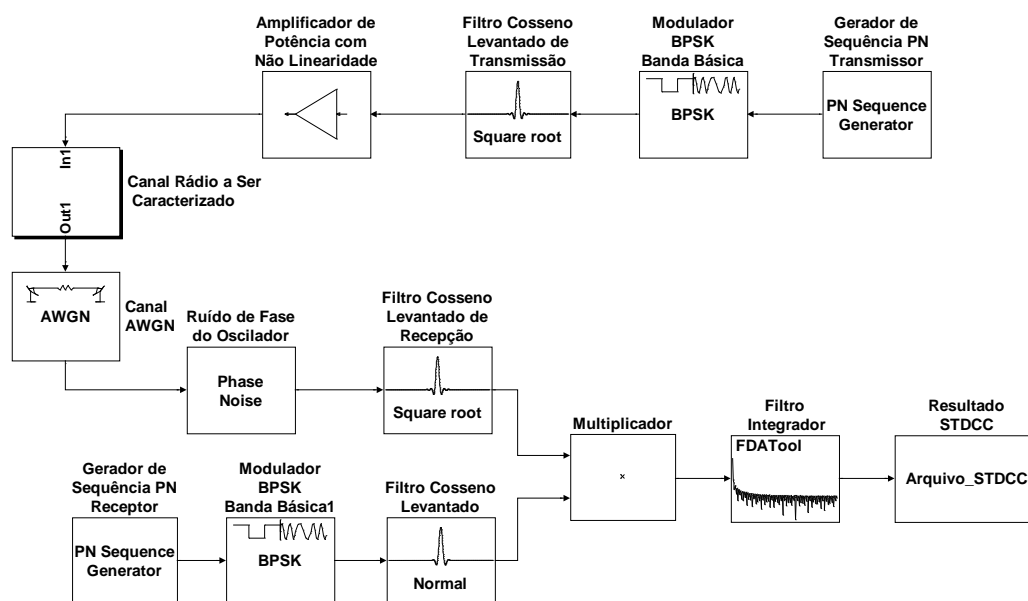


Figura 3.4 – Diagrama em blocos da sonda STDCC

Na sua parte referente à transmissão é usado um gerador da sequência PN seguido de um modulador BPSK em banda básica gerando a sequência de símbolos  $\pm 1$  chamada de sequência de teste. Esta sequência de teste passa por um filtro formatador do tipo raiz quadrada de cosseno levantado de transmissão e o amplificador de potência não linear.

Após a inserção do canal rádio genérico a ser estimado, é considerada a presença do ruído aditivo Gaussiano branco, cujo valor é representado pela

relação  $E_b/N_0$ . No primeiro bloco da recepção surge o ruído de fase representando a imperfeição provocada pelo oscilador local usado pelo conversor de recepção. O sinal recebido, convertido para banda básica, passa pelo filtro formatador raiz quadrada do cosseno levantado de recepção. Para a realização da correlação cruzada que caracteriza este método foi usado um gerador de sequência PN gerando também uma sequência de comprimento 511 com o mesmo estado inicial, porém possuindo a duração do quadro um milésimo de segundo maior que aquela usada na transmissão. Sucedendo este gerador é inserido um modulador BPSK idêntico ao usado na transmissão gerando a sequência de símbolos  $\pm 1$  e um filtro formatador de cosseno levantado de transmissão.

O fator de deslizamento, definido como a relação entre a taxa do relógio de transmissão e a diferença entre as taxas do relógio de transmissão e recepção, é expresso, matematicamente, por:

$$\gamma = \frac{\alpha}{|\alpha - \beta|} \quad (3.1)$$

onde,

$\gamma$  – fator de deslizamento (adimensional)

$\alpha$  – taxa do relógio de bit da transmissão (Hz);

$\beta$  – taxa do relógio de bit da recepção (Hz).

No caso específico  $\gamma$  é igual a 1.000 fazendo com que o tempo real de propagação seja 1.000 vezes menor que aquele obtido pela aplicação do método.

A seguir, o sinal recebido amostrado é correlatado ao sinal gerado localmente por meio de um multiplicador seguido de um filtro passa baixo tipo FIR, ‘*equiripple*’ de ordem 4.723 e comprimento 4.724. Como a taxa de amostras na sua entrada é igual a 511 amostras/s, este filtro produz sua saída projetada com retardo de 9,25 segundos. Sua resposta amplitude versus frequência é mostrada na Fig. 3.5.

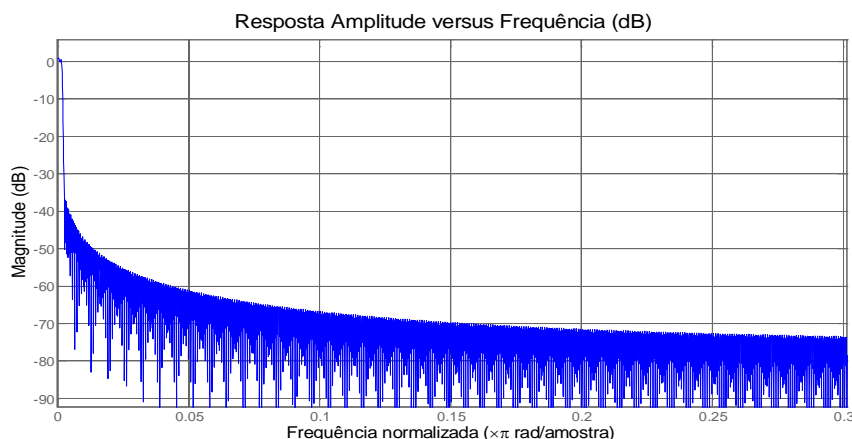


Figura 3.5 – Resposta amplitude versus frequência do filtro integrador

Na implementação usando o Simulink®, o sinal correlatado é enviado ao espaço de trabalho do Matlab® criando um arquivo denominado ‘STDCC’ para posterior processamento.

A imagem que se tem, no plano complexo, do arquivo STDCC é mostrada na Figura 3.6. Os três detalhes apresentados na parte inferior desta figura mostram as extremidades dos três raios estimados em escala expandida. Considerando que a relação  $E_b/N_0$  utilizada para a obtenção deste resultado é igual a 60 dB, observa-se que este método possui um ruído na correlação que dificulta a detecção do máximo ou mínimo verdadeiro. Para solucionar este problema foi desenvolvida uma sub-rotina usada no principal programa de processamento dos dados brutos gerados como resultado da aplicação da sonda.

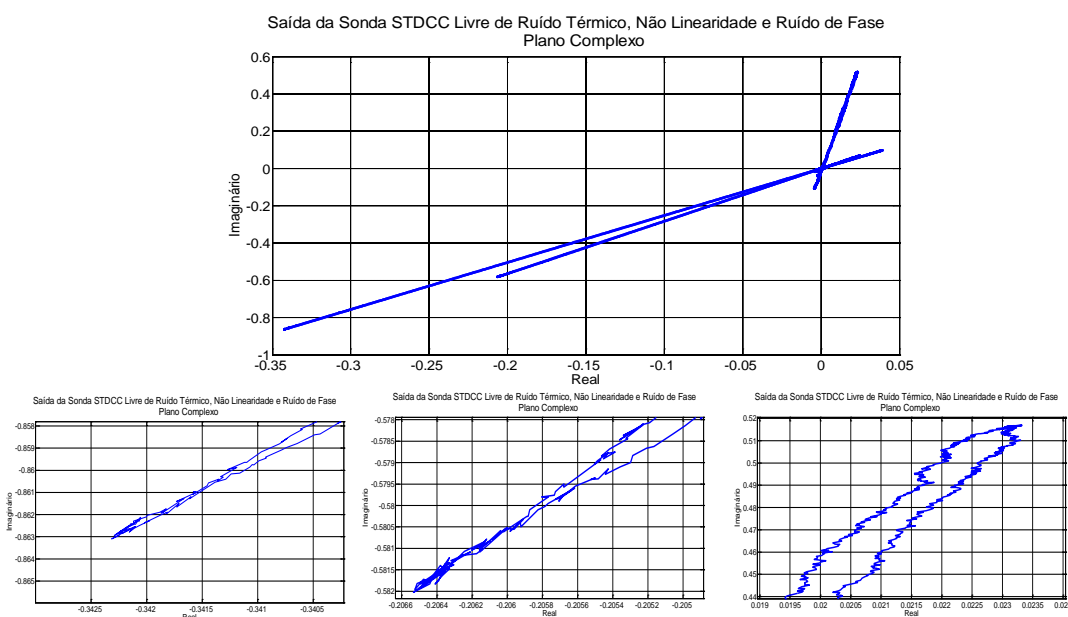


Figura 3.6 – Imagem do resultado obtido pela sonda STDCC no plano complexo

Com relação ao período de simulação, deve-se usar um tempo de registro em torno da detecção dos raios do canal a ser estimado que seja suficiente para acomodar o resultado das correlações cruzadas e tempo de resposta do filtro FIR. Como os parâmetros utilizados para a construção desta sonda levam a um fator de deslizamento  $\gamma$  igual a mil, será obtido a cada mil segundos um resultado da estimação do canal. Supondo que o atraso máximo dos raios na escala de tempo virtual deste método seja de 100 segundos, a duração da simulação neste método deverá ser de 100 segundos, 1100 segundos, 2100 segundos e assim sucessivamente.

### 3.4

#### A Sonda OFDM

A Figura 3.7 apresenta o diagrama em blocos da sonda OFDM. Na transmissão inicialmente é colocado um gerador de sequência PN já descrito seguido de um '*pad*' onde é inserido um zero ao final desta sequência. A sequência assim gerada, com igual número de zeros e uns, é modulada em BPSK produzindo a sequência de símbolos  $\pm 1$  denominada sequência de teste. Esta sequência é multiplicada por um fator  $K$  igual ao inverso da raiz quadrada do seu comprimento e depois é transformado para o domínio do tempo por meio de uma IDFT usando o algoritmo IFFT de comprimento 512. A seguir é introduzido o filtro formatador de transmissão do tipo raiz quadrado de cosseno levantado, após o qual o sinal, na forma analógica, é amplificado por um amplificador de potência não linear. Na implementação usando o Simulink® o filtro formatador de transmissão possui um fator de sobreamostragem igual a 16 e passa-se a trabalhar com um sinal amostrado em tempo discreto.

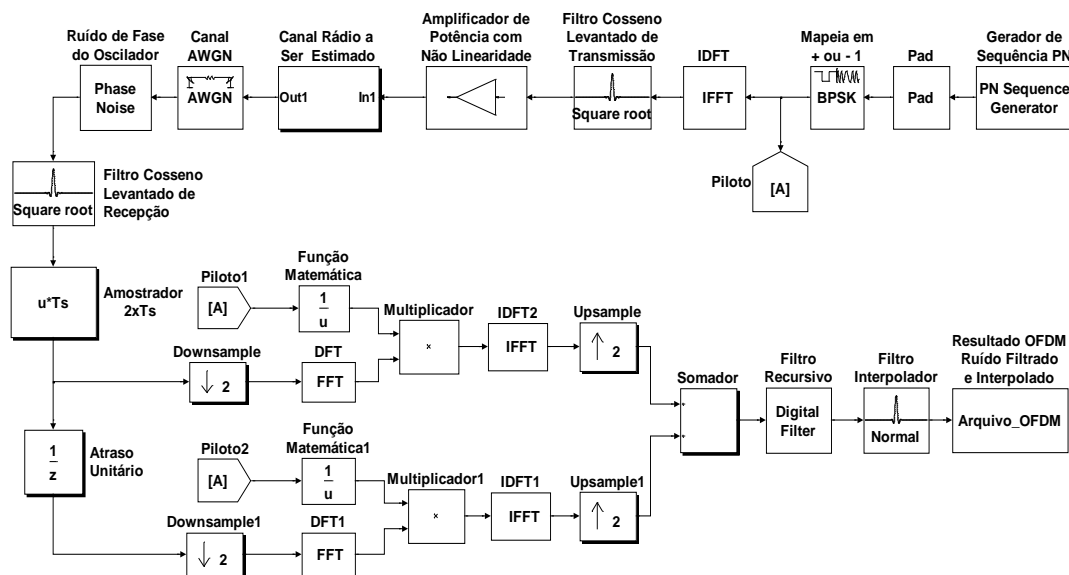


Figura 3.7 – Diagrama em blocos da sonda OFDM

Após o canal rádio a ser estimado, é considerada a presença do ruído aditivo Gaussiano branco, cujo valor é representado pela relação  $E_b/N_0$ . No primeiro bloco da recepção surge o ruído de fase representando a imperfeição provocada pelo oscilador local usado pelo conversor de recepção. O sinal analógico recebido, convertido para banda básica, passa pelo filtro formatador raiz quadrada do cosseno levantado de recepção e tem duas amostras colhidas para cada símbolo recebido. Neste ponto passa-se a trabalhar com o sinal amostrado no tempo discreto. Esta operação é realizada no Simulink® ao se utilizar um fator de subamostragem igual a oito no filtro formatador raiz de cosseno levantado da recepção. Com este fator, a taxa de amostras na sua saída, sobreamostrada no filtro formatador de transmissão pelo fator 16, passa a ser duas vezes maior que a original, existente na saída do bloco que realiza a IFFT.

A partir daí o sinal é então dividido em dois ramos, em um dos quais é introduzido um atraso de um símbolo e subamostrado por um fator igual a dois. No outro ramo, sem introduzir retardo, também o sinal é subamostrado pelo mesmo fator. Em consequência, no ramo superior ficam as amostras pares do sinal enquanto no segundo, as suas amostras ímpares. Após a multiplicação do sinal pelo inverso da raiz quadrada do comprimento da sequência subamostrada é aplicada a DFT usando o algoritmo FFT de comprimento 512 em cada um dos ramos.

Para a estimação da resposta em frequência do canal objeto da sondagem multiplica-se, elemento a elemento, o sinal da saída do bloco que realizou a DFT, isto é, o sinal recebido no domínio da frequência com todas as distorções e ruídos introduzidos pelos equipamentos e pelo canal rádio com seus multipercursos, por um vetor que contém a sequência de teste com os seus elementos invertidos. Desta forma são obtidos, para as amostras pares e ímpares, duas representações do canal no domínio da frequência.

Como se deseja obter a resposta ao impulso do canal estimado no domínio do tempo, aplica-se mais uma vez a IDFT sobre o resultado obtido nas amostras pares e ímpares e, através da sobreamostragem pelo fator dois de cada resultado e as amostras são somadas, uma delas deslocada de uma posição no tempo, obtendo-se finalmente a resposta ao impulso do canal pesquisado com o dobro de amostras. A sequência das Figuras 3.8 a 3.10 mostra, respectivamente, os sinais obtidos no domínio do tempo no ramo superior, ramo inferior e o resultado da soma para um canal que possui três multipercursos, tendo o segundo deles um atraso igual a um número inteiro da duração dos símbolos da sequência de teste e o terceiro um número fracionário desta duração.

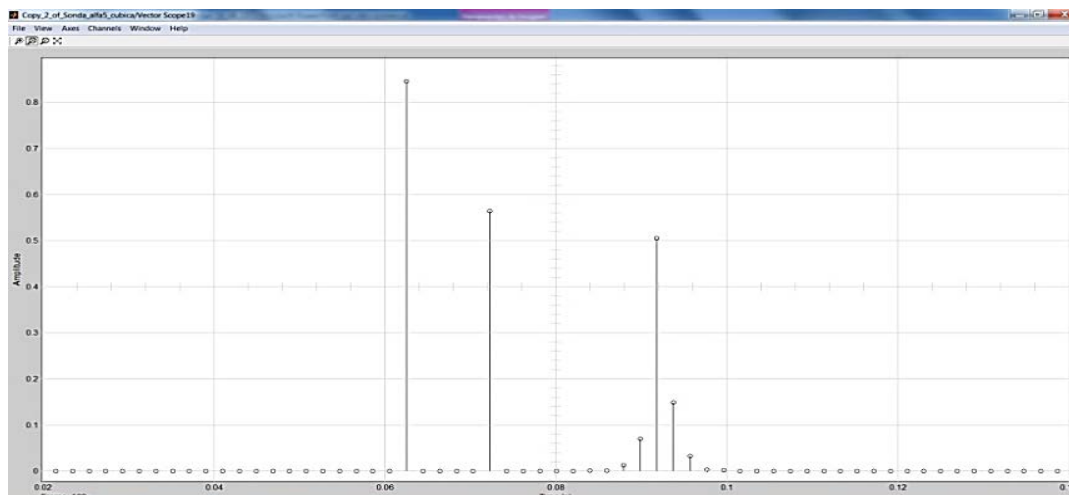


Figura 3.8 – Sinal no ramo superior, na recepção, obtido das amostras pares



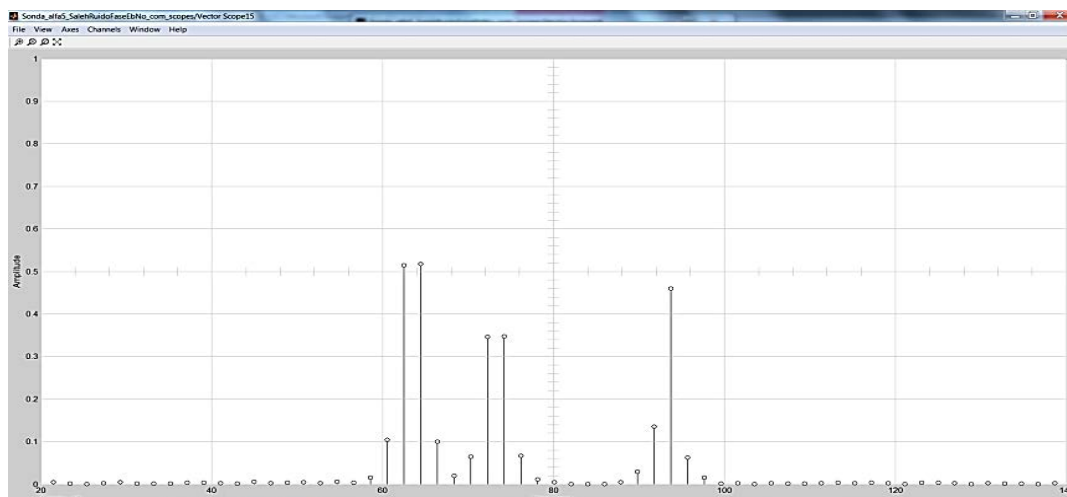


Figura 3.9 – Sinal no ramo inferior, na recepção, obtido das amostras ímpares

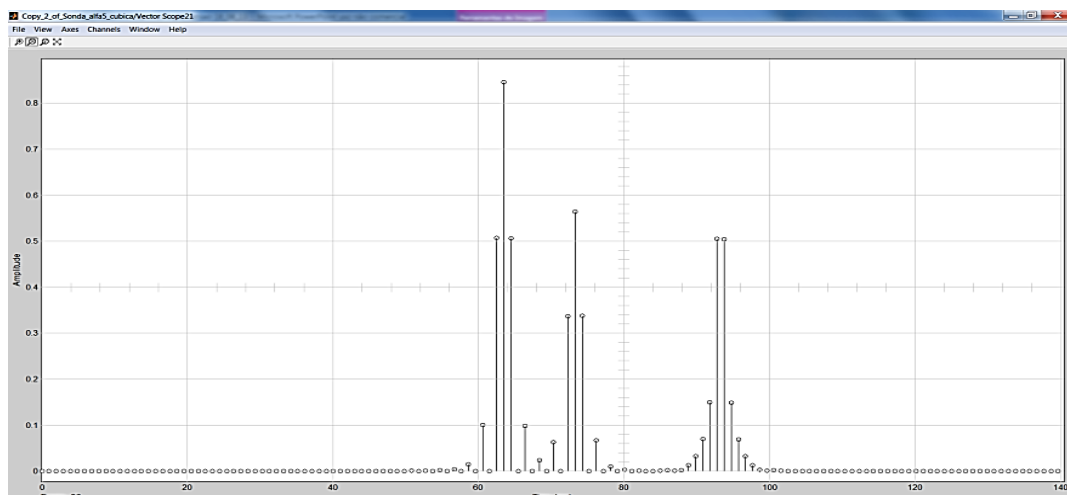


Figura 3.10 – Sinal resultante da soma do ramo superior e inferior

No processamento final para a obtenção dos dados brutos é inserido um filtro recursivo passa baixas com o objetivo de reduzir o ruído aditivo Gaussiano branco presente na recepção. As Figuras 3.11 e Fig. 3.12 apresentam, respectivamente, a resposta ao impulso e a resposta amplitude versus frequência do filtro recursivo empregado na redução deste ruído.



Figura 3.11 – Resposta ao impulso do filtro digital recursivo

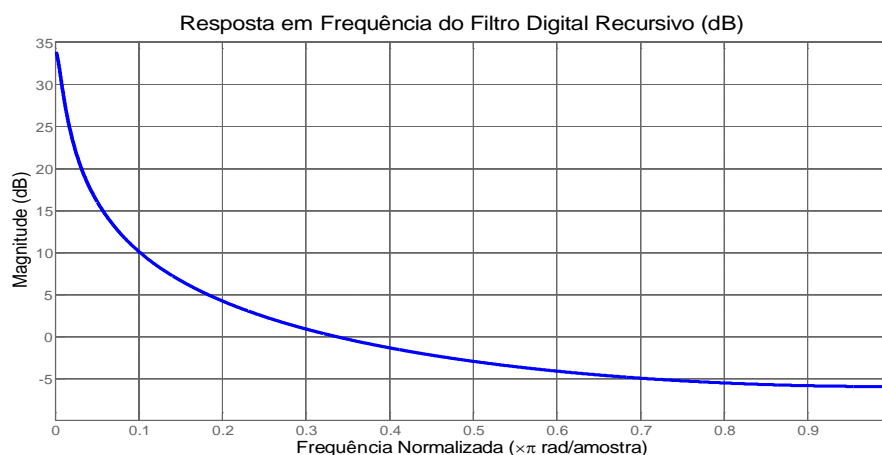


Figura 3.12 – Resposta amplitude versus frequência do filtro digital recursivo

Analisando a resposta ao impulso com os recursos do Matlab® observa-se que o filtro converge alcançando o valor  $2,332 \times 10^{-3}$  na amostra de ordem 300. Assim, por opção, foi adotado um tempo de simulação igual ou maior que 300 s em todas as realizações de forma a se obter resultados posteriores ao tempo necessário à convergência dos filtros usados nos três métodos. Outra característica deste filtro é sua capacidade de acompanhar as variações do canal rádio móvel. Isto é alcançado pela adequada escolha dos seus coeficientes.

Por último é feita a interpolação de valores intermediários aos obtidos anteriormente com a inserção de um filtro passa baixas do tipo cosseno levantado similar aos usados até agora e é gerado um arquivo com os resultados. Na implementação com o Simulink® foi usado o fator de sobreamostragem igual a

16. As Figuras 3.13 e 3.14 apresentam as imagens obtidas, no Simulink®, do sinal antes e após esta interpolação.

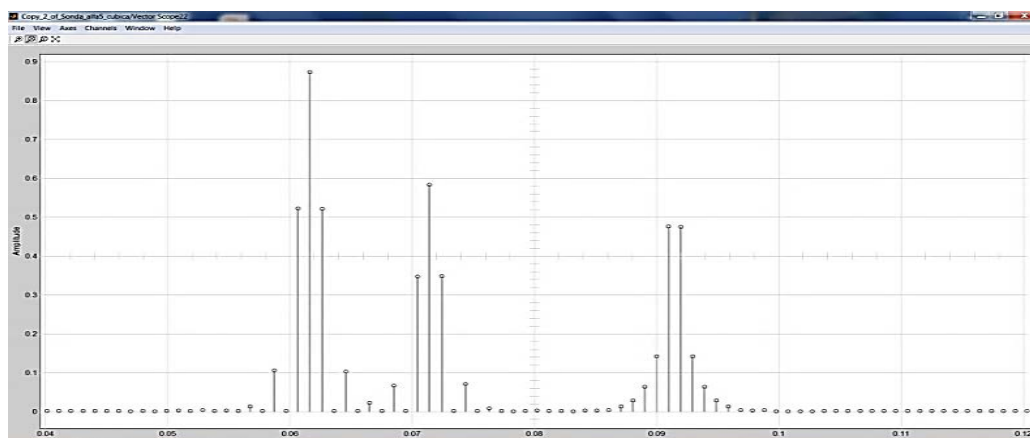


Figura 3.13 – Sinal do método OFDM no domínio do tempo antes do filtro interpolador

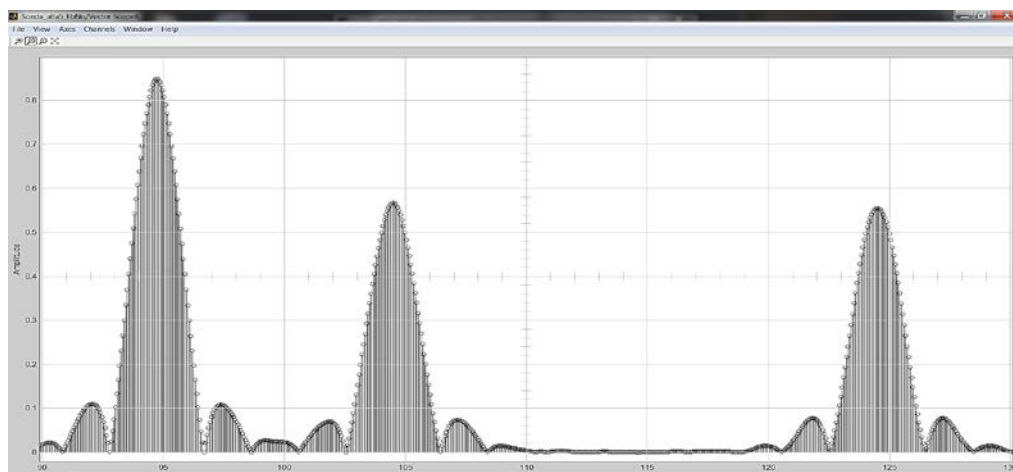


Figura 3.14 – Efeito do filtro interpolador: OFDM interpolado

O arquivo OFDM obtido, como resultado da aplicação desta sonda, gerando uma imagem no plano complexo, está mostrado na Figura 3.15. Ao contrário do que ocorre na sonda STDCC, as três extremidades dos raios estão livres de quaisquer oscilações aleatórias, permitindo a obtenção de máximos e mínimos facilmente, mesmo em presença de ruído térmico elevado. Menciona-se que idêntico resultado é encontrado para a sonda Filtro Casado.

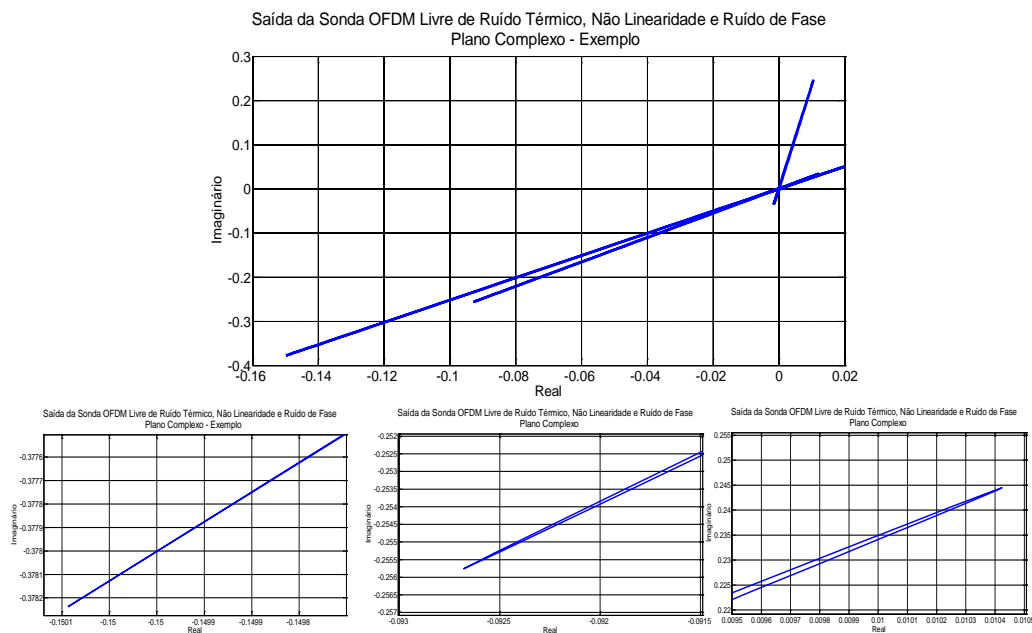


Figura 3.15 – Imagem do resultado obtido pela sonda OFDM no plano complexo

### 3.5

#### A Sonda Filtro Casado

A Fig. 3.16 apresenta o diagrama em blocos da sonda Filtro Casado. Os três primeiros blocos na cadeia de transmissão são idênticos aos equivalentes da sonda STDCC. Na implementação utilizando o Simulink® o filtro formatador raiz quadrada de cosseno levantado possui um fator de sobreamostragem igual a 16.

Após o canal rádio a ser estimado, é considerada a presença do ruído aditivo Gaussiano branco, cujo valor é representado pela relação  $E_b/N_0$ . No primeiro bloco da recepção surge o ruído de fase introduzido pelo oscilador local usado no conversor de recepção. O sinal analógico recebido, convertido para banda básica, passa pelo filtro formatador raiz quadrada do cosseno levantado de recepção e tem duas amostras colhidas para cada símbolo recebido. Neste ponto passa-se a trabalhar com o sinal amostrado no tempo discreto. Esta operação é realizada no Simulink® ao se usar um fator de subamostragem igual a oito no filtro formatador raiz de cosseno levantado da recepção. Com este fator, a taxa de amostras na sua saída, sobreamostrada no filtro formatador de transmissão pelo fator 16, passa a ser duas vezes maior que a original da sequência de teste.

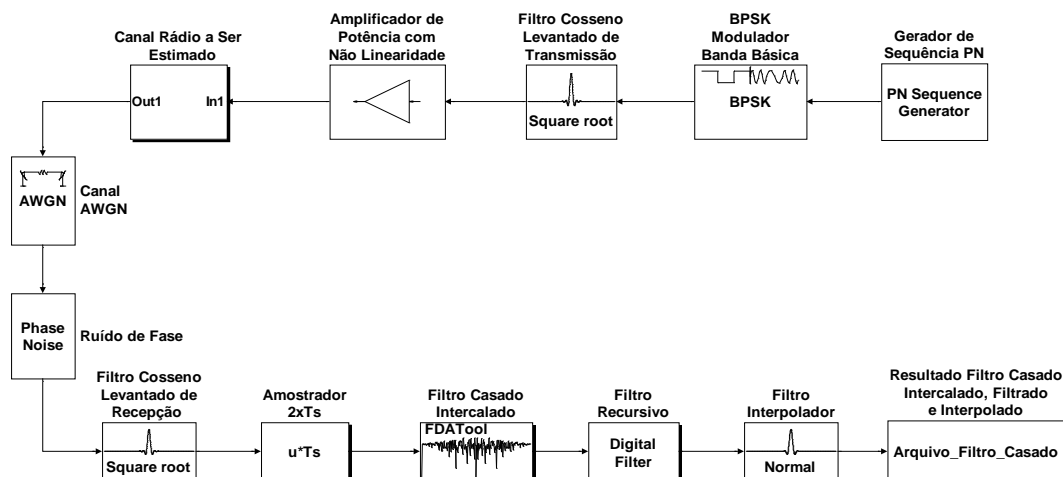


Figura 3.16 – Diagrama em blocos da sonda Filtro Casado

De forma idêntica à sonda OFDM, o filtro raiz quadrada de cosseno levantado de recepção é amostrado com uma taxa igual ao dobro da taxa de transmissão da sequência de teste. Isto é obtido, na implementação utilizando o Simulink®, aplicando um fator de subamostragem igual a oito no filtro formatador de recepção. Também aqui existem duas amostras do canal, agora no domínio do tempo, para estimá-lo.

No projeto do filtro casado foi usado o artifício de intercalar com zeros os elementos da sequência de teste gerando uma sequência resultante de comprimento  $2 \times 511$  que, após a inversão da ordem de seus elementos, é usada como coeficiente de um filtro FIR aqui referido como filtro casado intercalado. A Figura 3.17 representa a estrutura deste filtro.

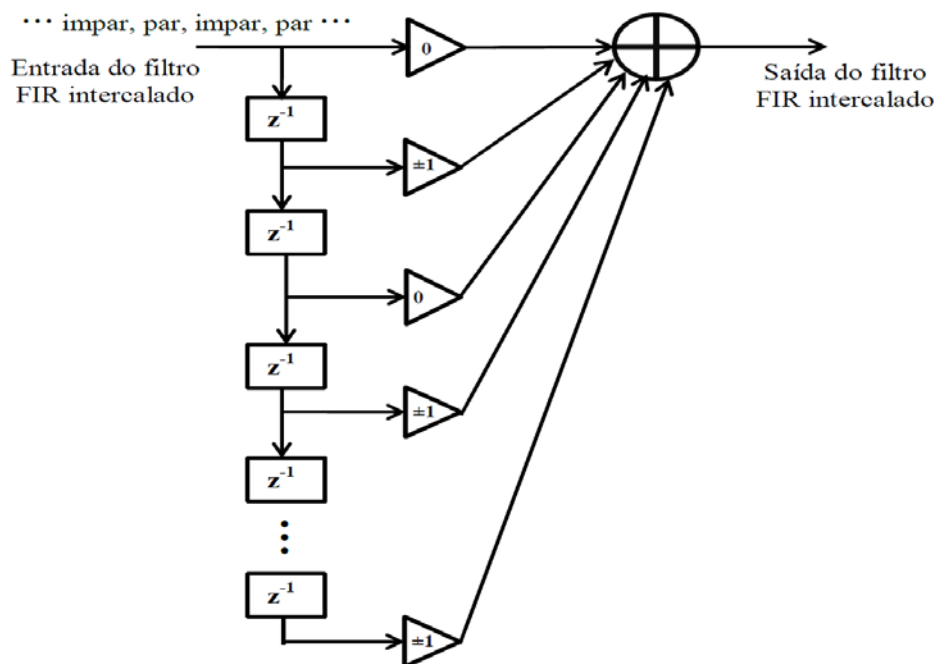


Figura 3.17 – Diagrama do filtro FIR casado e intercalado

Assim, de modo similar à sonda OFDM, existe para cada pulso do relógio o deslocamento no interior do filtro casado intercalado da sequência do sinal recebido, de forma que sejam filtradas, alternadamente, pelo filtro casado original, as amostras pares e, em seguida as amostras ímpares. Portanto, também aqui é duplicado o número de amostras na estimativa do canal. É importante ressaltar que este artifício pode ser usado para outros valores do fator de sobreamostragem da saída do filtro formatador de recepção. A Figura 3.18 mostra a estimação de um raio detectado pela sonda Filtro Casado, sem e com o uso do filtro intercalado, estando à direita da imagem, o resultado obtido utilizando o filtro intercalado.

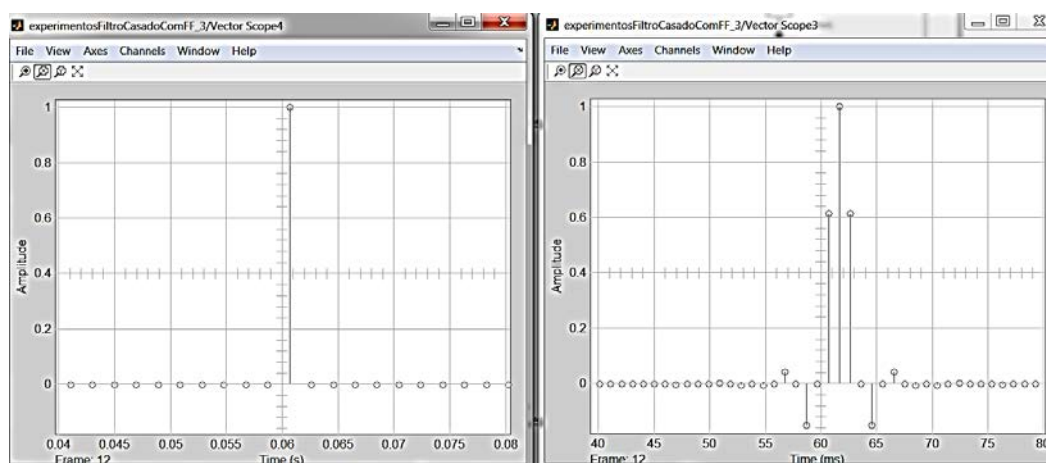


Figura 3.18 – Estimação obtida - Comparação entre o método convencional e o proposto

A partir do sinal obtido na saída do filtro casado intercalado o processamento a ele aplicado é idêntico ao realizado na sonda OFDM, isto é, o ruído é filtrado pelo filtro recursivo descrito no item 3.4, é feita a interpolação de valores e gerado um arquivo com os resultados obtidos para posterior processamento. As Fig. 3.13 e 3.14 usadas na descrição da sonda OFDM são válidas para representar o sinal antes e depois da interpolação.

A Figura 3.19 apresenta a imagem do arquivo criado na saída da sonda Filtro Casado, mostrando o módulo do canal estimado em uma simulação de 1100 segundos. Nota-se na parte ascendente da envoltória, o efeito de convergência do filtro recursivo, após o que a sonda rastreia a variação do canal de referência. Se ampliada esta imagem no eixo do tempo (eixo x), serão obtidas 1100 resultados da estimação do canal, como mostram dois exemplos na parte inferior desta figura.

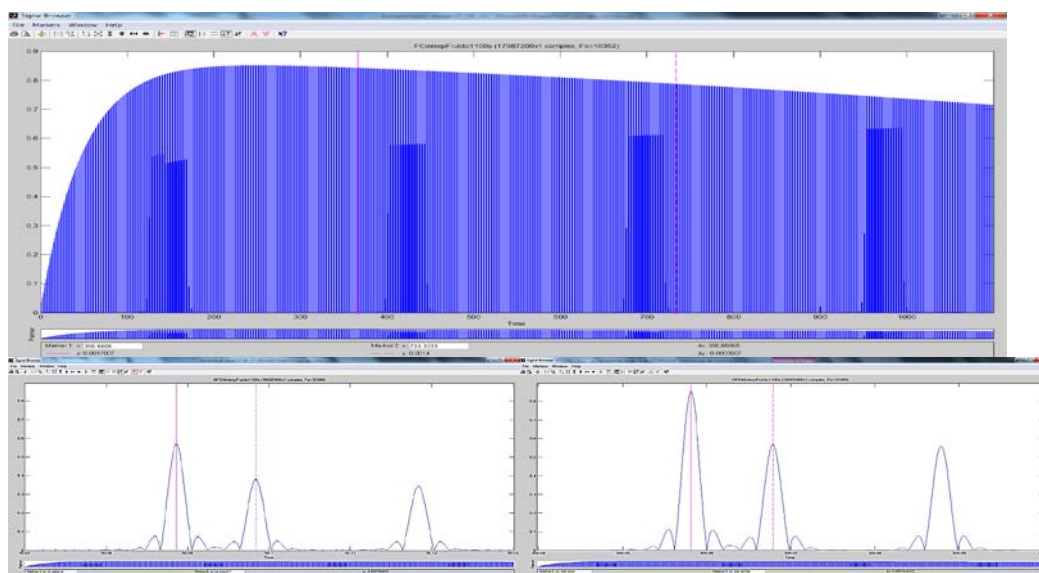


Figura 3.19 – Resultado da estimação feita pela sonda Filtro Casado – Detalhes nos instantes 50 segundos e 300 segundos

### 3.6

#### Processamento dos Arquivos Gerados pelas Sondas

Os arquivos salvos contêm os resultados das simulações realizadas nos modelos das sondas descritos nos itens 3.3, 3.4 e 3.5 usando o Simulink®. Os arquivos possuem os seguintes resultados:

- Estimação do canal pelo método STDCC;

- Estimacão do canal pelo método Filtro Casado com o uso do filtro interpolador e com o ruído filtrado;
- Estimacão do canal pelo método OFDM com o uso do filtro interpolador e com o ruído filtrado;
- Duas matrizes com o ganho dos canais usados como referência.

Neste texto  denominado raio cada sinal detectado pela sonda que chega ao receptor por um multipercurso diferente, tenha amplitude superior ao limiar estabelecido de sensibilidade dos métodos e que tenha diferença de atraso para os raios adjacentes, de modo que a resoluo da sonda seja suficiente para identificlo.

Os resultados que se obtém pelo processamento dos dados brutos são:

- 1- A relao entre cada raio estimado e o raio equivalente do canal de referência para cada um dos métodos;
- 2- A relao entre a razão entre o raio de ordem  $n$  e o raio de ordem  $n-k$  do canal de referência e esta razão entre os mesmos raios para o canal estimado, para cada um dos métodos, atendendo as condioes  $2 \leq n \leq N$ ,  $1 \leq k \leq (N-1)$  e  $n > k$ , onde  $N$   o número total de raios simulados e  $k$  representa a diferença entre a ordem dos raios comparados.
- 3- A relao entre o retardo do raio de ordem  $n$  subtraído do retardo do raio de ordem  $n-1$  do canal de referência e esta mesma diferença obtida pelo canal estimado pelo método aplicado.

Matematicamente podemos representar estas relaoes como:

$$\begin{aligned} \frac{Estimado(n)}{Referência(n)} &= \\ &= \frac{Amplitude\ do\ Raio\ Estimado(n)}{Amplitude\ do\ Raio\ de\ Referência(n)} \end{aligned} \quad (3.2)$$

onde  $1 \leq n \leq N$  sendo  $N$   o número total de raios detectados.

$$\begin{aligned} \frac{Raio(n)}{Raio(n-k)} &= \\ &= \frac{\frac{Amplitude\ do\ Raio\ Estimado(n)}{Amplitude\ do\ Raio\ Estimado(n-k)}}{\frac{Amplitude\ do\ Raio\ de\ Referência(n)}{Amplitude\ do\ Raio\ de\ Referência(n-k)}} \end{aligned} \quad (3.3)$$

onde  $2 \leq n \leq N$ ,  $1 \leq k \leq (N-1)$  e  $n > k$ .



$$\frac{\frac{\text{Atraso do Canal Estimado}(n)}{\text{Atraso do Canal de Referência}(n)}}{\frac{\text{Atraso do Raio Estimado}(n) - \text{Atraso do Raio Estimado}(n-1)}{\text{Atraso do Raio Referência}(n) - \text{Atraso do Raio Referência}(n-1)}} = \quad (3.4)$$

onde  $2 \leq n \leq N$

Nas expressões (3.2), (3.3) e (3.4),  $n$  representa a ordem de aparição do raio no domínio do tempo-retardo e  $k$  representa a diferença entre a ordem dos raios comparados. O raio de ordem um é aquele que possui o menor retardo na propagação entre o transmissor e o receptor.

O resultado obtido com a aplicação de (3.2) é denominado como Relação associada ao resultado da razão Estimado( $n$ )/Referência( $n$ ). O obtido pela aplicação de (3.3) é também chamado de Relação associada à razão Raio( $n$ )/Raio( $n-k$ ). A relação entre atrasos obtida de (3.4) é chamada de Relação de Atraso.

Como tanto os raios do canal de referência como os raios do canal estimado possuem módulo e fase, isto é, são representados por números complexos, os resultados das Equações (3.2) e (3.3) também são números complexos dos quais são extraídos módulo e fase. Quando apresentados, o módulo é adimensional, denominado Relação, enquanto a fase pode ser expressa em grau ou radiano.

Para exemplificar estas relações, são apresentados resultados de métodos não identificados obtidos pela aplicação das expressões (3.2) e (3.3) onde é variado um parâmetro genérico do modelo entre os valores  $a$  e  $i$ . É importante ressaltar que figuras semelhantes às 3.16, 3.17, 3.18 e 3.19 foram produzidas em grande quantidade, sendo inconveniente colocá-las no texto. Desta forma elas aparecem em anexos apresentados no Volume II.

- Comparação com o canal de referência. Aplicação da expressão (3.2).

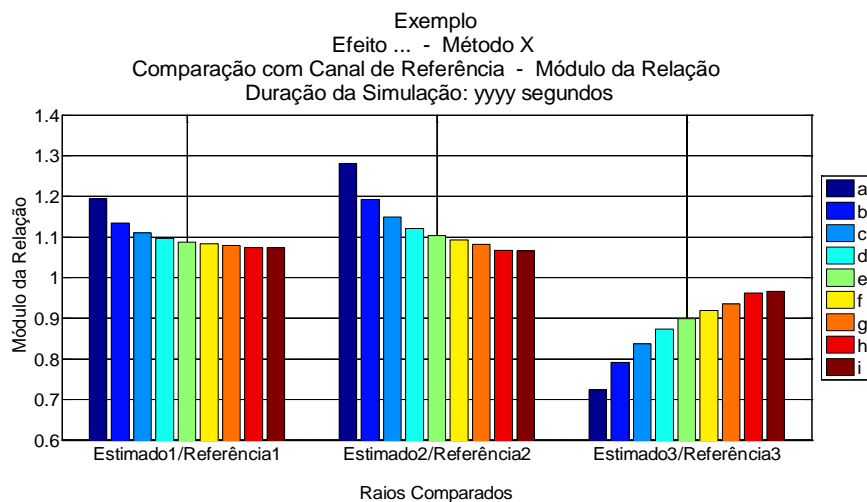


Figura 3.20 – Exemplo da aplicação de (3.2) – Resultado do módulo da relação

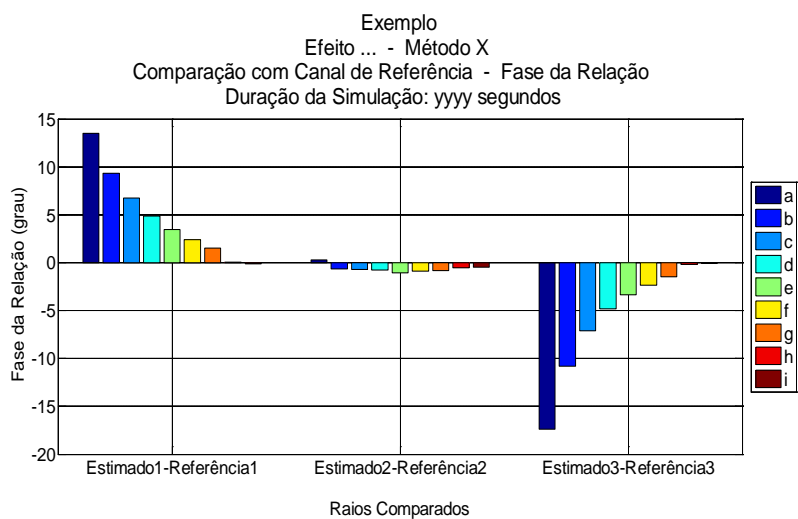


Figura 3.21 – Exemplo da aplicação de (3.2) – Resultado da fase da relação

- Comparação da relação entre raios. Aplicação da expressão (3.3).

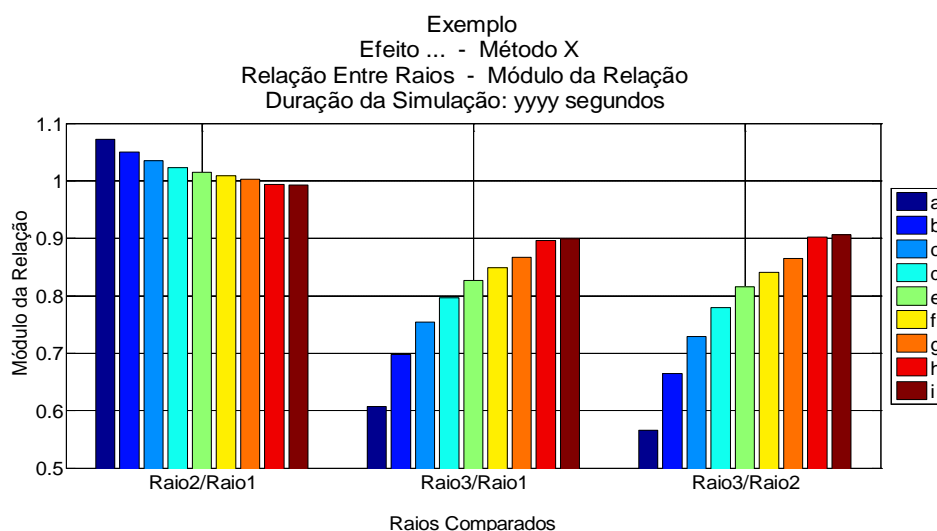


Figura 3.22 – Exemplo da aplicação de (3.3) – Resultado do módulo da relação

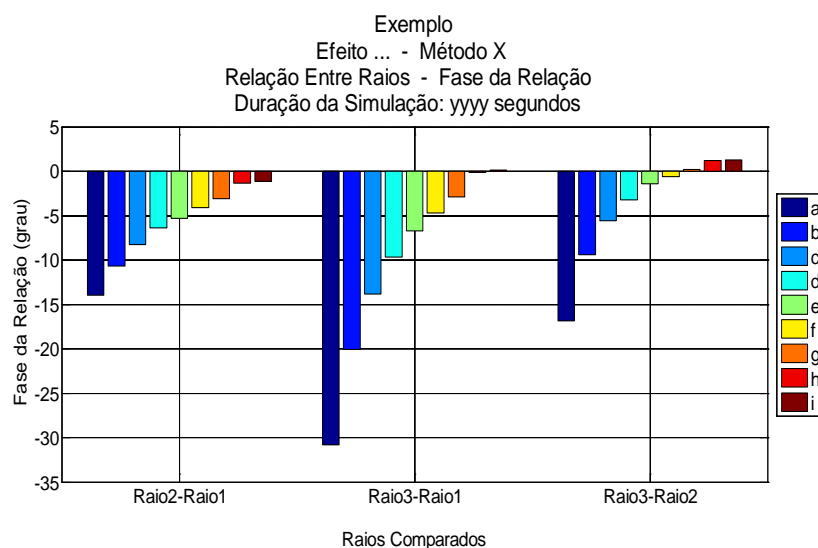


Figura 3.23 – Exemplo da aplicação de (3.3) – Resultado da fase da relação

Após a obtenção desses primeiros resultados, as matrizes originalmente obtidas são processadas para que novos parâmetros sejam apresentados de forma mais compacta, de modo a expressar o comportamento de cada modelo de sonda na presença de um ou vários fatores de degradação dos sistemas. Assim, são calculados o erro RMS e o desvio padrão não polarizado. Quando se trata de módulos considera-se erro qualquer diferença entre a unidade e o valor obtido da simulação. Para fase, são erros as diferenças da comparação com o valor zero.

O exemplo apresentado na Fig. 3.24 se refere ao módulo do erro RMS na comparação entre o valor estimado e o canal estabelecido como referência. Foram calculados, para cada um dos métodos, o seu desempenho na presença de um

determinado fator de degradação, tendo esta degradação assumido diferentes valores. A seguir foi calculado o erro RMS para as relações Estimado( $n$ )/Referência( $n$ ),  $n$  assumindo todos os valores possíveis e isto foi realizado nos três métodos comparados. A análise do resultado deste processamento indica que, neste caso, o método C apresenta os maiores valores do erro RMS seguido do método B. O método A é, dentre eles, o melhor. Ainda, aproveitando esta figura, se for analisada a relação Estimado2/Referência2, vê-se que no método C este erro está um pouco acima de 14%, enquanto no método B ele é um pouco maior que 2% e para o método A este erro não ultrapassa 2%.

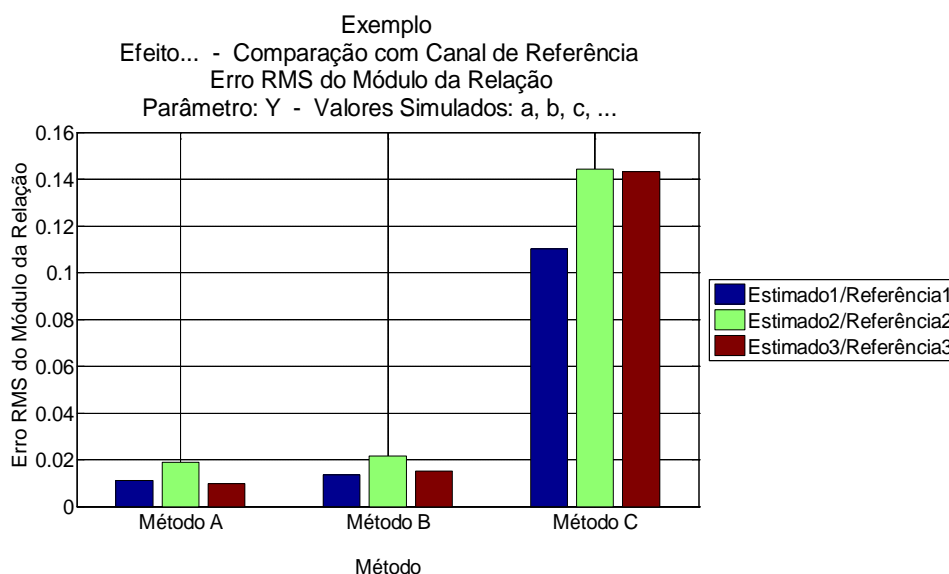


Figura 3.24 – Exemplo de figura síntese da comparação com o canal de referência – Erro RMS do módulo da relação

O mesmo procedimento descrito para a análise dos resultados encontrados para o módulo foi repetido para o erro de fase usando os dados da matriz que gerou a Fig. 3.23 e as outras dos demais métodos. Analisando a Fig. 3.25, novamente encontramos o método C como aquele que, apresenta piores resultados para as diferenças Estimado1-Referência1 e Estimado3-Referência3. Entretanto, dentre os métodos, é o que apresenta o menor erro RMS de fase para a diferença Estimado2-Referência2.

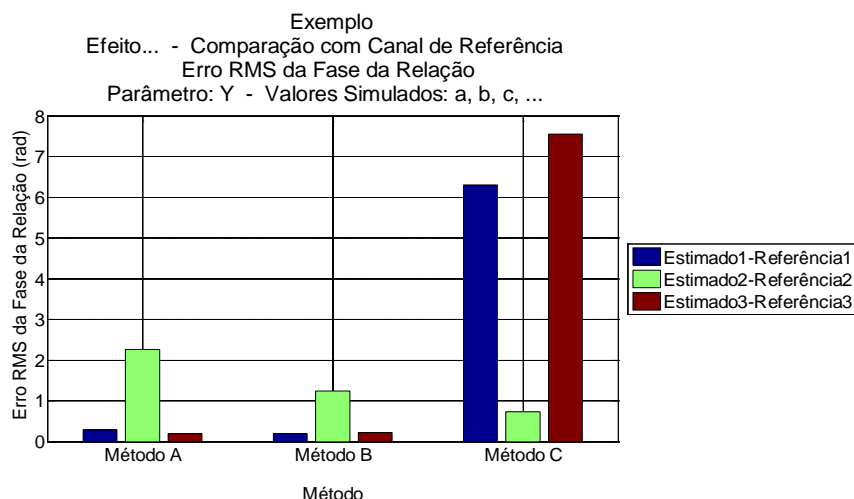


Figura 3.25 – Exemplo de figura síntese da comparação com o canal de referência - Erro RMS da fase da relação

Além do erro RMS julga-se necessária a observação da sensibilidade de cada método à presença da variação do grau da distorção ou ruído ou ambos simultaneamente aplicados. Observando, por exemplo, a Fig. 3.21 conclui-se que os resultados do comportamento da fase quando variado o valor do parâmetro da distorção ou ruído ou ambos simultaneamente aplicados, são muito notáveis para as diferenças Estimado1-Referência1 e Estimado3-Referência3 e pouco significativos para a diferença Estimado2-Referência2. Procura-se, através da apresentação do desvio padrão, representar a sensibilidade de cada método à variação do grau de distorção ou ruído introduzido no sistema.

A Fig. 3.26 apresenta o desvio padrão calculado para o erro do módulo estando indicadas para cada um dos métodos mencionados no eixo das abcissas, as variações observadas na Fig. 3.20.

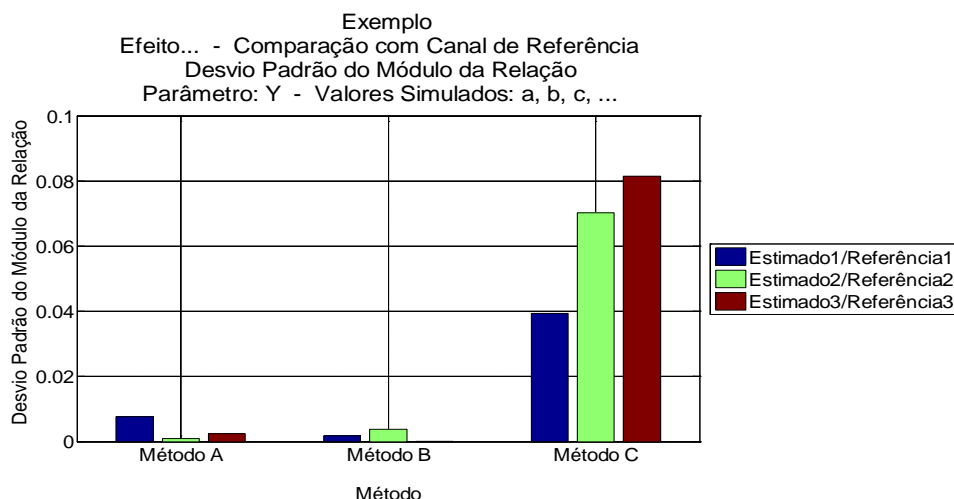


Figura 3.26 – Exemplo de figura síntese da comparação com o canal de referência –  
Desvio padrão do módulo da relação

Da mesma forma a Fig. 3.27 apresenta o desvio padrão calculado para o erro de fase, estando indicadas para cada um dos métodos indicados no eixo das abcissas, as variações observadas na Fig. 3.21.

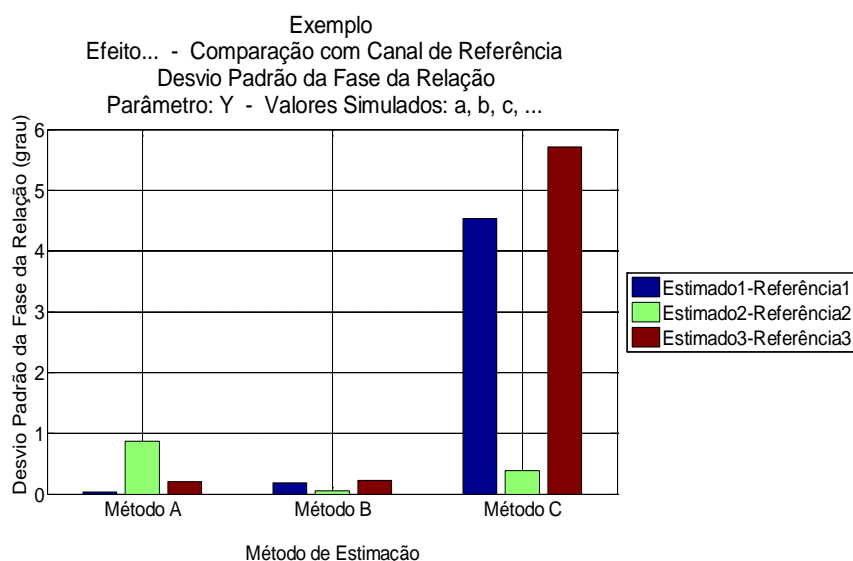


Figura 3.27 – Exemplo de figura síntese da comparação com o canal de referência –  
Desvio padrão da fase da relação

A análise acima foi direcionada aos resultados da aplicação da expressão (3.2). Comparações similares são feitas para os resultados encontrados na aplicação da expressão (3.3), sendo calculado o erro RMS do módulo e da fase da relação calculada usando (3.3) bem como o desvio padrão do módulo e da fase das relações obtidas pela aplicação desta mesma relação. Neste caso os resultados que deram origem às Fig. 3.24 e 3.26 servem como fonte da obtenção dos resultados

apresentados nas Figuras 3.28, 3.29, 3.30 e 3.31. Esta sequência de figuras apresenta o que foi chamado ‘Relação entre Raios’.

Assim, a Fig. 3.28 apresenta, para a relação entre raios, o erro RMS do módulo dos erros observados na Fig. 3.22.

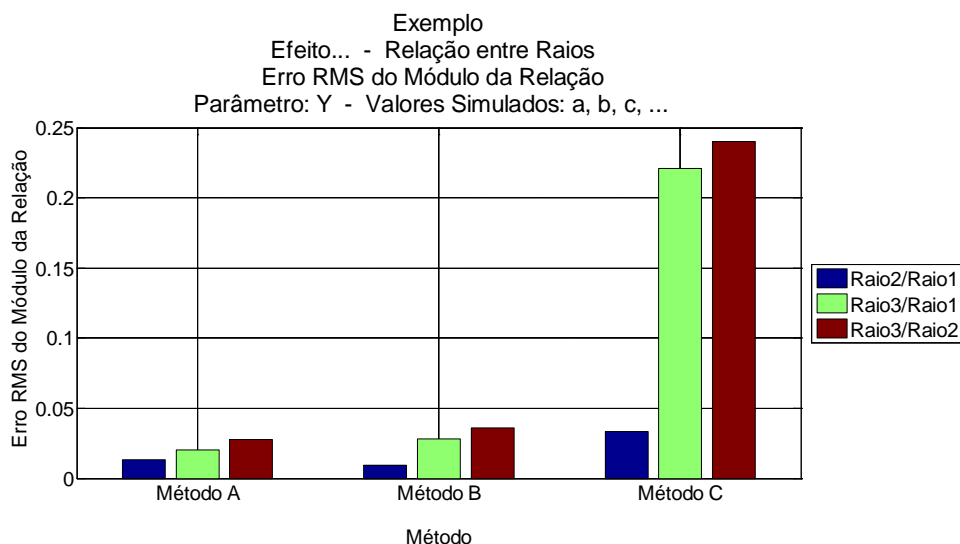


Figura 3.28 – Exemplo de figura síntese da comparação entre raios – Erro RMS do módulo da relação

A Fig. 3.29 apresenta, para a relação entre raios, o erro RMS da fase dos erros observados na Fig. 3.23.

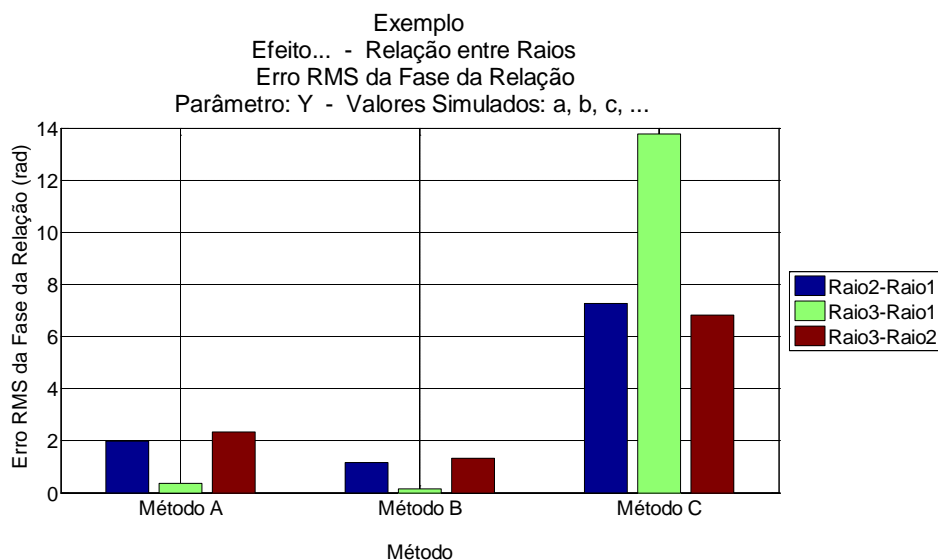


Figura 3.29 – Exemplo de figura síntese da comparação entre raios - Erro RMS da fase da relação

A Fig. 3.30 apresenta, para a relação entre raios, o desvio padrão do módulo dos erros observados na Fig. 3.22.

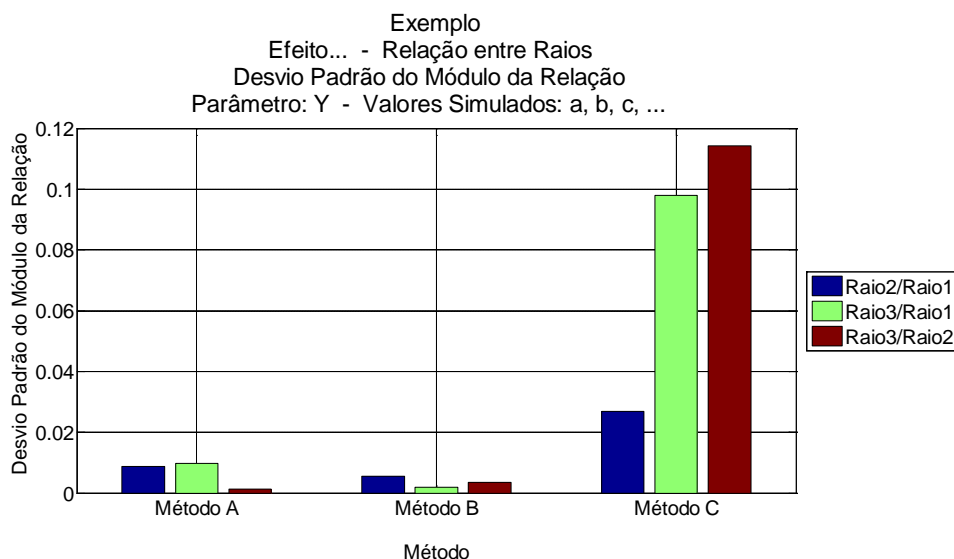


Figura 3.30 – Exemplo de figura síntese da comparação entre raios – Desvio padrão do módulo da relação

A Fig. 3.31 apresenta, para a relação entre raios, o desvio padrão dos erros de fase observados na Fig. 3.23.

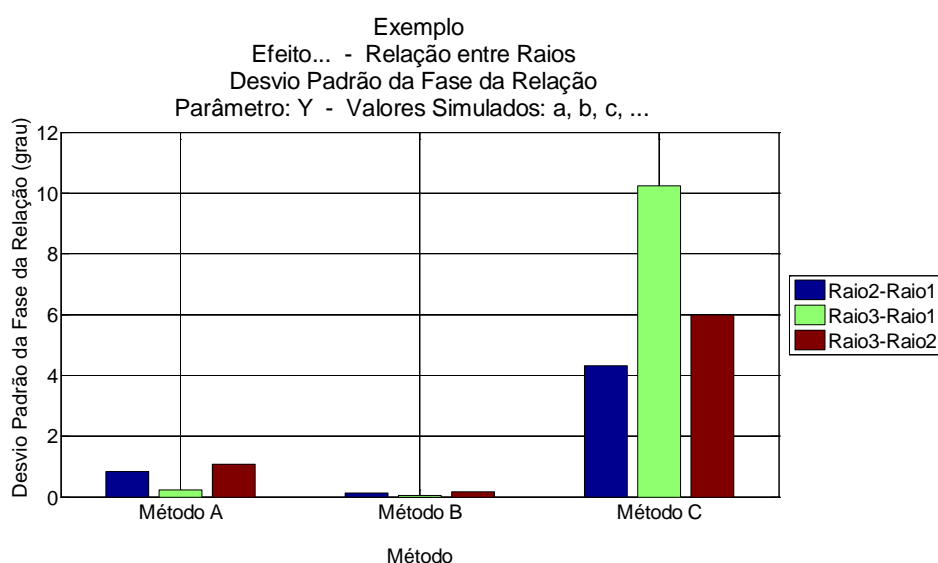


Figura 3.31 – Exemplo de figura síntese da comparação entre raios – Desvio padrão da fase da relação

A relação entre atrasos obtida pela aplicação de (3.4), chamada de Relação de Atraso, embora calculada na fase de processamento dos dados brutos obtidos na saída do Simulink® não está sendo mostrada em razão de não apresentar resultados significativos. Nos métodos OFDM e Filtro Casado encontra-se sempre o valor um o que significa a perfeita estimação do instante de ocorrência dos raios.



O método STDCC, por sua vez apresenta erros de, no máximo 2%. Fica, portanto, irrelevante apresentar estes resultados.

### 3.7

#### Canal Rádio Usado como Referência

O canal rádio móvel de referência tomado como canal a ser estimado pela aplicação dos três métodos em análise é o implementado no objeto '*Multipath Rayleigh Fading Channel*' do Simulink®, descrito em detalhes por Iskander [3.2]. Este canal possui como principais características:

- É baseado no modelo de Clarke;
- Possui, como distribuição de densidade de probabilidade da envoltória da amplitude do campo recebido, a distribuição de Rayleigh;
- Possui, como distribuição de densidade de probabilidade da fase do campo recebido, uma distribuição uniforme sobre o intervalo  $[0, 2\pi]$ ;
- Em decorrência do movimento do receptor e considerado o modelo de Clarke é gerada uma densidade espectral de potência do campo elétrico recebido devido ao efeito Doppler;
- É assumido que para os trajetos espalhados (*scatters*) não resolvidos pelo receptor, na perspectiva do receptor, possui um único trajeto de propagação e exhibe desvanecimento plano na frequência;
- Se grupos de espalhadores são resolvidos pelo receptor, então o canal rádio móvel possui múltiplos trajetos e apresenta desvanecimento seletivo em frequência e espalhamento no tempo;
- O simulador trata o espalhamento Doppler e o espalhamento no tempo como dois processos independentes, gerando um canal estacionário em sentido amplo com espalhadores descorrelatados (*WSSUS - Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering*);

- A simulação do espalhamento Doppler é feita pelo método de filtragem do ruído Gaussiano branco por um filtro FIR e utilização da FFT;
- Para um canal com desvanecimento Rayleigh, cada processo de desvanecimento é Gaussiano complexo caracterizado por seu espectro Doppler;

Para a realização das simulações foi escolhido um canal rádio com desvanecimento tipo Rayleigh com espectro de Doppler do tipo Jakes e deslocamento Doppler máximo igual a  $10^{-4}$  Hz. O deslocamento Doppler máximo foi estabelecido com este valor para que o seu produto pelo período do bloco OFDM fique dentro do intervalo  $(10^{-5}, 10^{-4})$ , o que significa que o canal pode ser considerado aproximadamente invariante durante o período de tempo equivalente à transmissão de um bloco. Esta consideração também se aplica ao método Filtro Casado. Foi usado como semente inicial para geração da aleatoriedade o valor 73. Este valor acompanha o bloco quando este é retirado da biblioteca do Simulink®.

Embora a comparação entre métodos deva ser feita pela precisão da estimação de cada um deles sobre seu canal de referência, em decorrência da diminuta diferença na taxa de transmissão entre o método OFDM e os demais, são descritos os dois canais empregados embora, na prática, o comportamento de ambos possa ser considerado idêntico até a máxima duração da simulação realizada. Mesmo assim eles possuem em comum o fato de no vetor de atrasos dos canais, o atraso do segundo multipercursos é um valor inteiro da taxa de bits gerada enquanto o terceiro multipercurso possui um atraso não inteiro da taxa de bits gerada.

### 3.7.1

#### Canal para as Sondas STDCC e Filtro Casado

Neste caso o canal possui as seguintes características:

- Vetor de Atraso:  $[0 \ 10/1022 \ 30,5/1022]$  ou  $[0 \ 0,009784 \ 0,02984]$
- Vetor de Atenuação:  $[0 \ 0 \ 0]$

Após o filtro formatador com a saída sobreamostrada temos:

- Atraso do segundo raio em número de amostras:  $(10/1022) \times 8176 = 80,1248$  amostras
- Atraso do terceiro raio em número de amostras:  $(30,5/1022) \times 8176 = 244,000$  amostras

Este vetor de atraso, em segundos, corresponde em número de bits do quadro de 511 bits a 5,0078 bits e 15,2500 bits, respectivamente. Portanto, para o método STDCC e Filtro Casado, o vetor de atraso definido em número de amostras no bloco '*Multipath Rayleigh Fading Channel*' é [0 80,1248 244,0]. Nele observamos um número inteiro de amostras para o terceiro raio simulado o que implica que, quando filtrado em um filtro cuja frequência de corte é a metade da taxa de símbolos, isto é, 4.088 Hz, haja coincidência entre o pico da função *sinc* do canal filtrado e o pico do impulso que representa este raio. Tal coincidência já não acontece para o segundo raio simulado. As Figuras 3.32 e 3.33 apresentam a resposta ao impulso e a resposta em frequência deste canal decorrido 1100 e 2100 segundos após início da simulação.

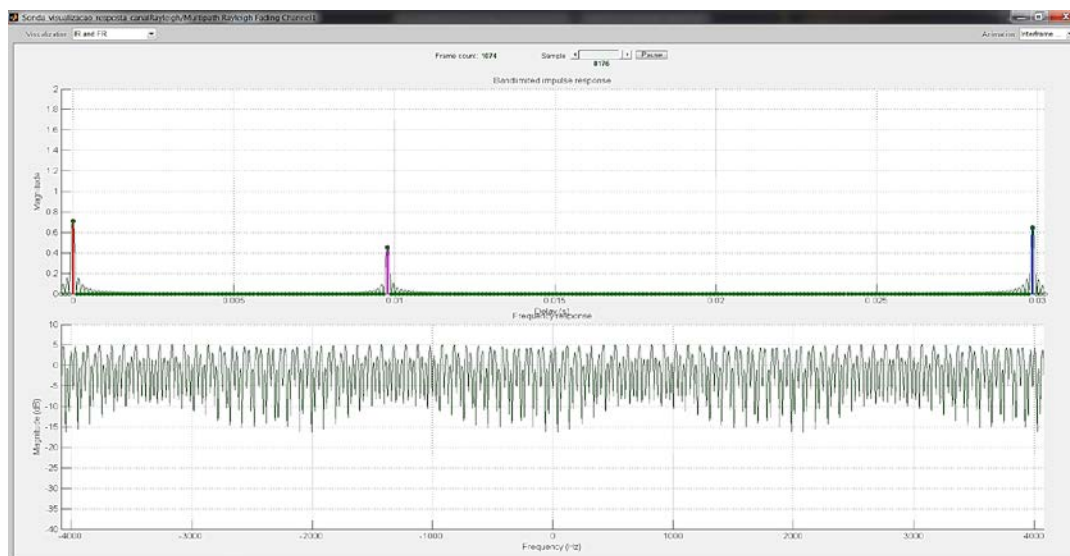


Figura 3.32 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal [0 10/1022 30,5/1022] no instante 1100 segundos - semente: 73

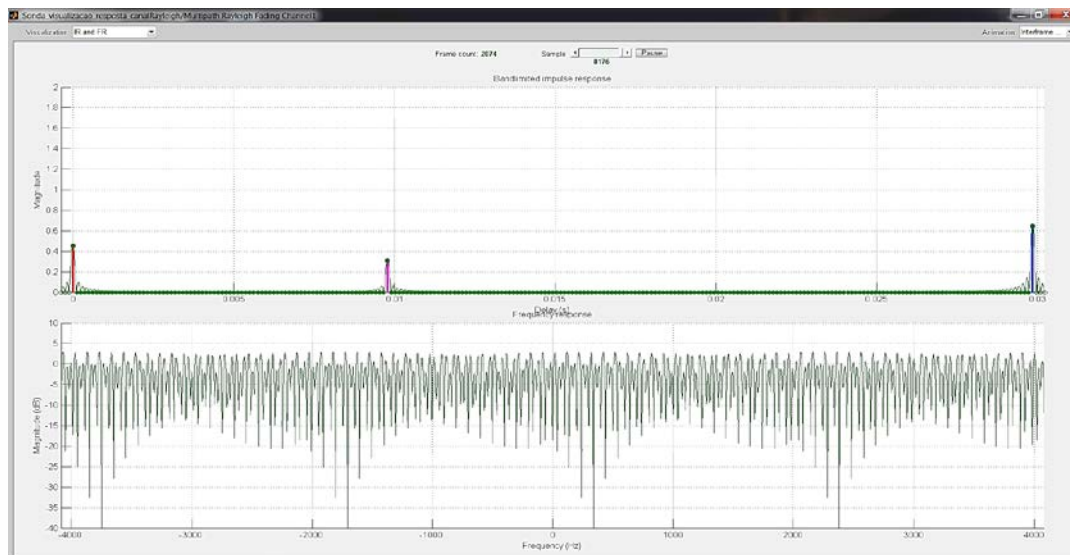


Figura 3.33 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal  $[0 \ 10/1022 \ 30,5/1022]$  no instante 2100 segundos - semente: 73

### 3.7.2

#### Canal para as Sonda OFDM

O canal Rayleigh empregado possui as seguintes características:

- Vetor de Atraso:  $[0 \ 10/1024 \ 30,5/1024]$  ou  $[0 \ 0,009765 \ 0,029785]$
- Vetor de Atenuação:  $[0 \ 0 \ 0]$

Após o filtro formatador com a saída sobreamostrada temos:

- Atraso do segundo raio em número de amostras:  
 $(10/1024) \times 8192 = 80,2816$  amostras
- Atraso do terceiro raio em número de amostras:  
 $30,5/1024 \times 8192 = 244,1216$  amostras

Este vetor de atraso, em segundos, corresponde em número de bits do quadro de 512 bits a 5,0078 bits e 15,2576 bits, respectivamente. Portanto, para o método OFDM o vetor de atraso definido em número de amostras no bloco *Multipath Rayleigh Fading Channel* é  $[0 \ 80,2816 \ 244,1216]$ . Nele observamos um número não inteiro de amostras para o segundo e terceiro raios simulados o que implica que, quando filtrado por um filtro cuja frequência de corte é a metade da taxa de símbolos, isto é, 4096 Hz, não haja coincidência entre o pico da função *sinc* do canal filtrado e o pico do impulso que representa este raio. As Figuras

3.34, 3.35 e 3.36 representam a resposta ao impulso e a resposta em frequência deste canal após 1100, 2100 e 3100 segundos de simulação, respectivamente.

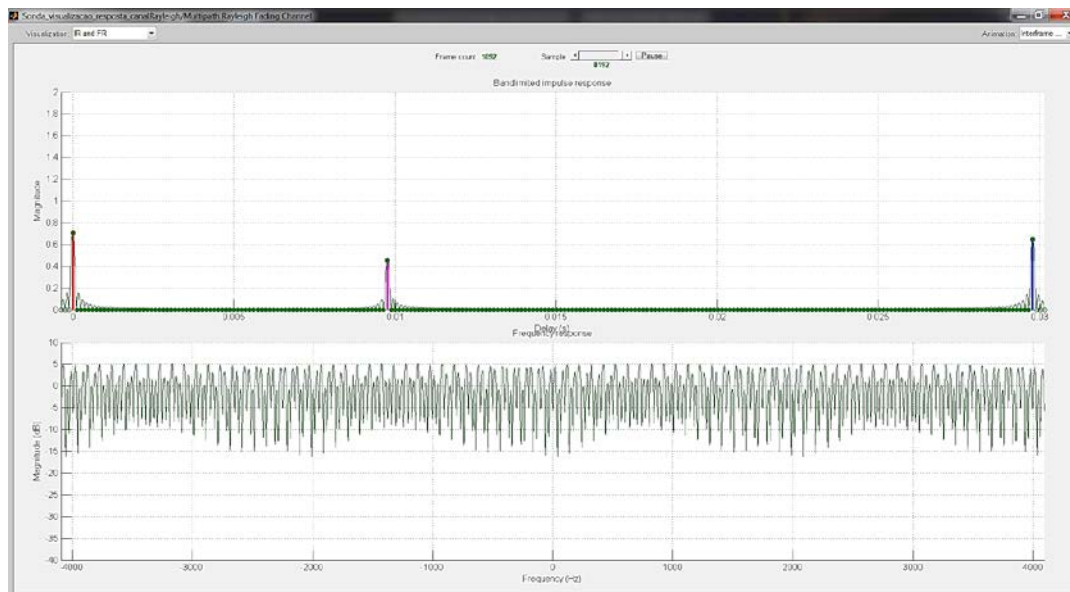


Figura 3.34 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal  $[0 \ 10/1024 \ 30,5/1024]$  no instante 1100 segundos - semente: 73

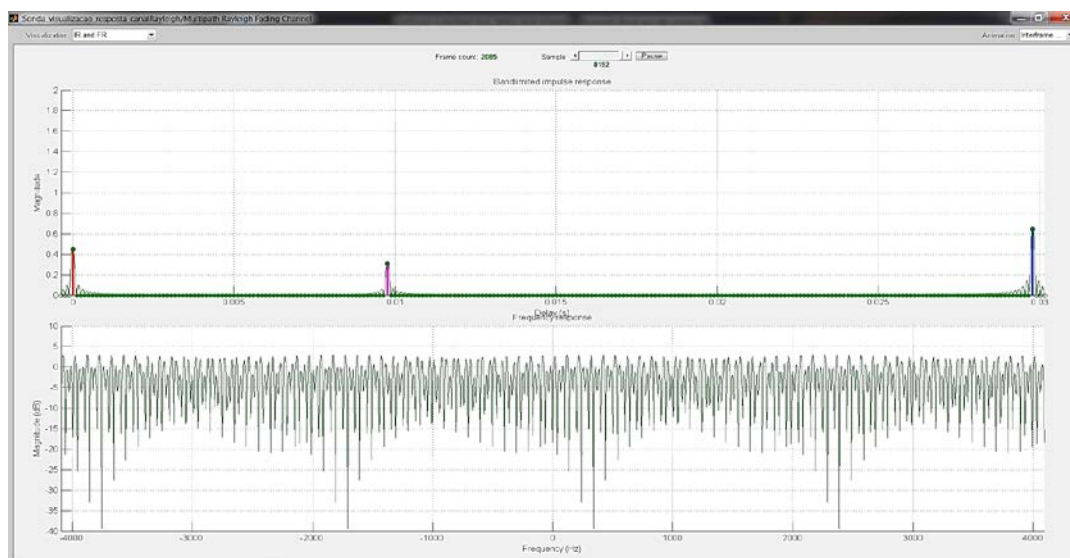


Figura 3.35 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal  $[0 \ 10/1024 \ 30,5/1024]$  no instante 2100 segundos - semente: 73

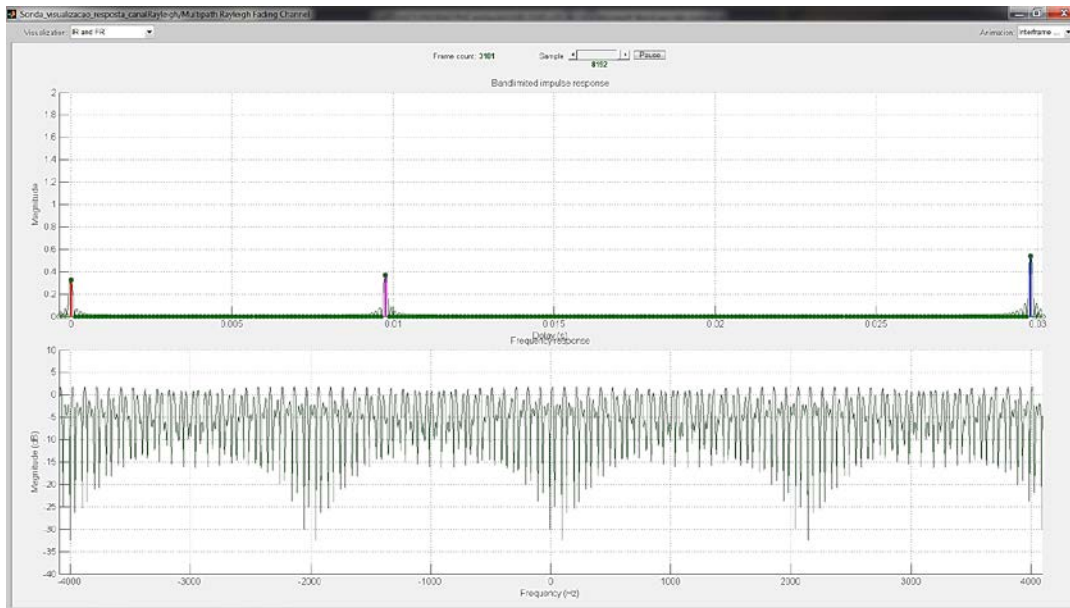


Figura 3.36 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal  $[0 \ 10/1024 \ 30,5/1024]$  no instante 3100 segundos - semente: 73

### 3.8

#### Erro Intrínseco dos Modelos

Para os canais rádio escolhidos como referências foram aplicadas as sondas sem qualquer tipo de distorção ou imperfeição e sem ruído térmico. Processados os arquivos obtidos da maneira indicada no item 3.6 chega-se à conclusão que cada um dos métodos comparados possui um erro intrínseco e que este erro é função da situação do canal radio estimado. A sequência de figuras a partir da Fig. 3.33 até a Fig. 3.40 apresenta o resultado da observação deste erro.

- Fig. 3.37 e 3.38: Módulo do erro da relação entre raios para 1100 s e 2100 s de simulação.

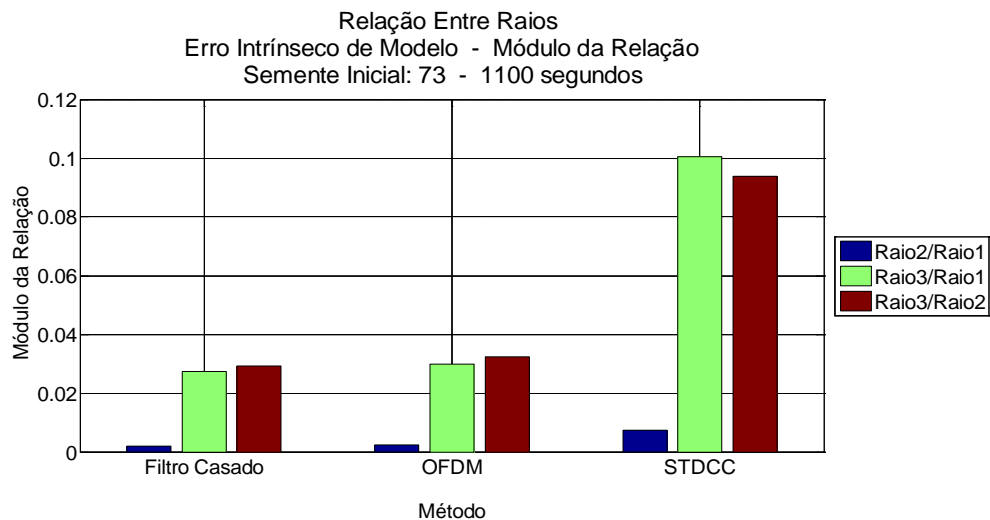


Figura 3.37 – Relação entre Raios – Erro intrínseco do modelo – Módulo – 1100 segundos

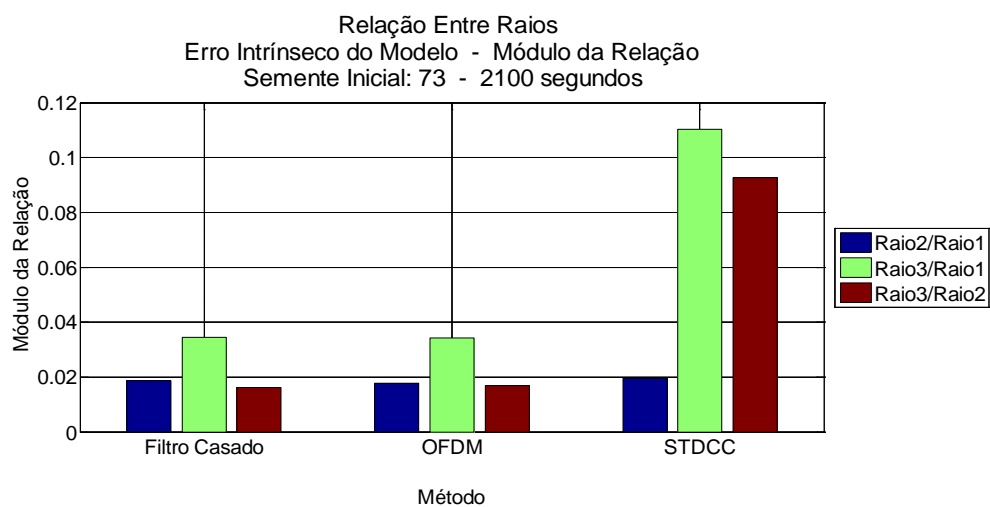


Figura 3.38 – Relação entre Raios – Erro intrínseco do modelo – Módulo – 2100 segundos

- Fig. 3.39 e 3.40: Valor absoluto do erro de fase da relação entre raios para 1100 s e 2100 s de simulação.

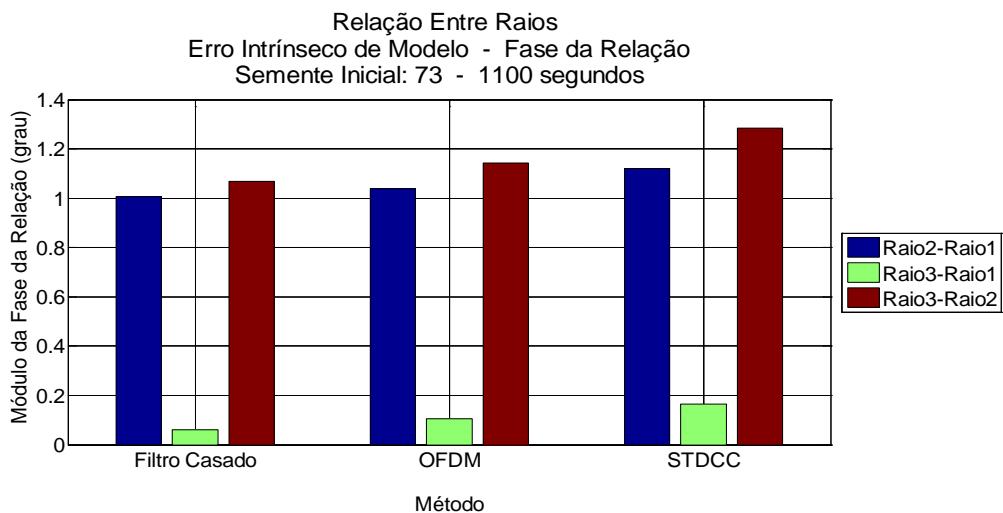


Figura 3.39 – Relação entre Raios – Erro intrínseco do modelo – Módulo da Fase – 1100 segundos

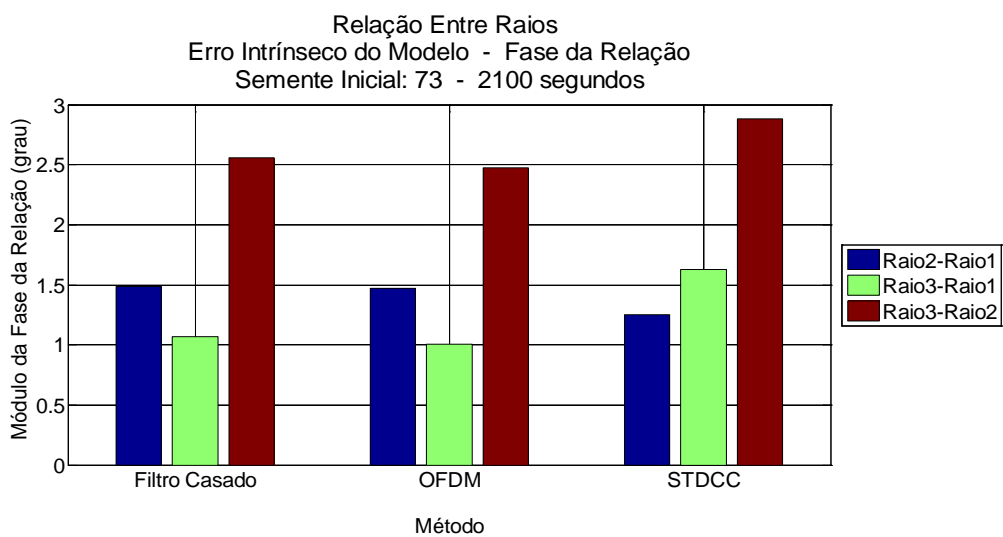


Figura 3.40 – Relação entre Raios – Erro intrínseco do modelo – Módulo da Fase – 2100 segundos



- Fig. 3.41 e 3.42: Módulo do erro da relação com o canal de referência para 1100 s e 2100 s de simulação.

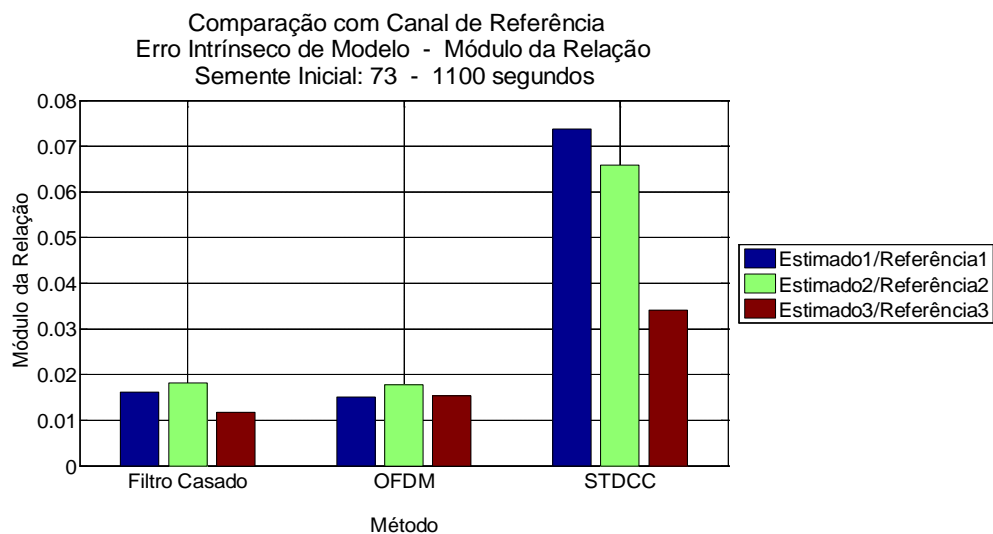


Figura 3.41 – Comparação com canal de referência – Erro intrínseco do modelo –  
Amplitude – 1100 segundos

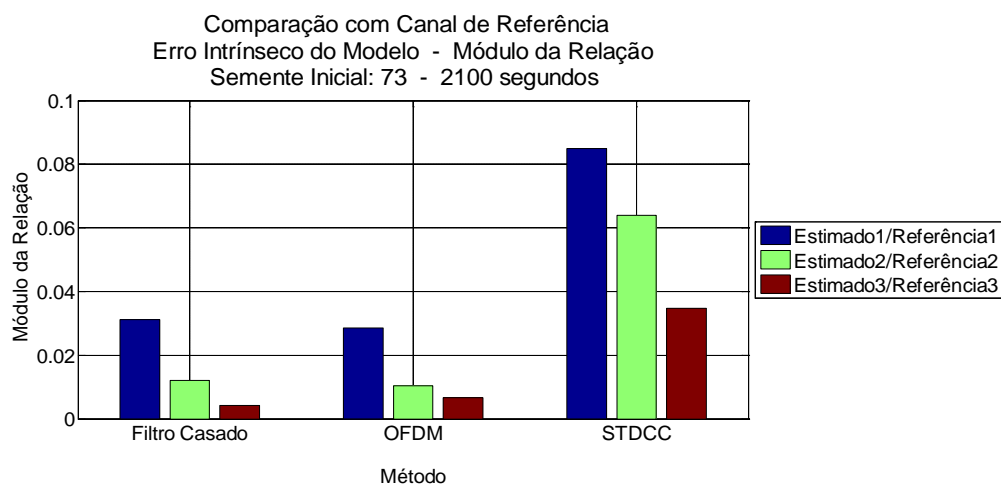


Figura 3.42 – Comparação com canal de referência – Erro intrínseco do modelo –  
Amplitude – 2100 segundos

- Fig. 3.43 e 3.44: Valor absoluto do erro de fase da relação com o canal de referência para 1100 s e 2100 s de simulação.

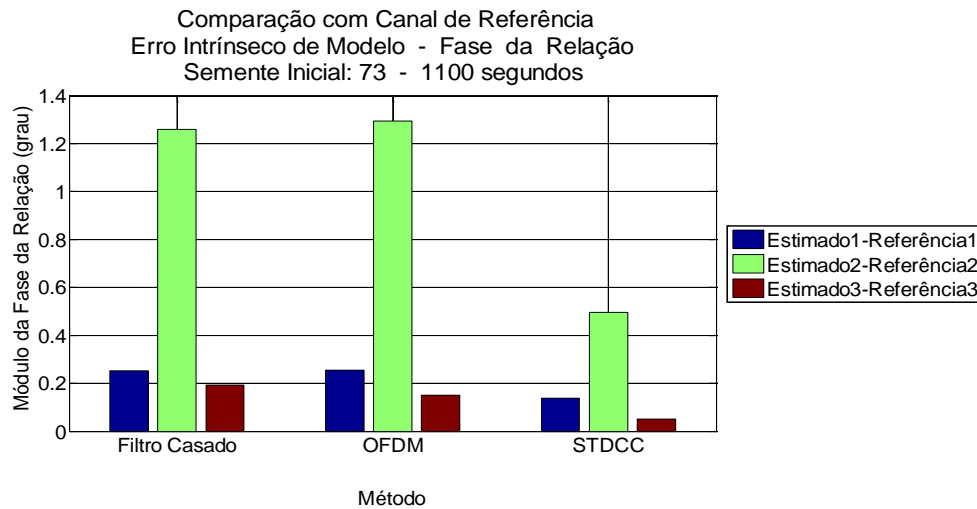


Figura 3.43 – Comparação com canal de referência – Erro intrínseco do modelo –  
Módulo da fase – 1100 segundos

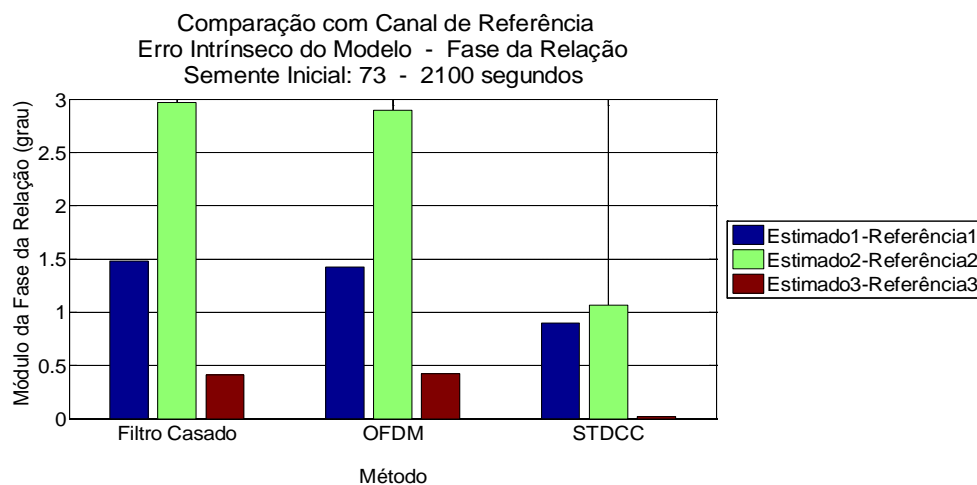


Figura 3.44 – Comparação com canal de referência – Erro intrínseco do modelo –  
Módulo da fase – 2100 segundos

Analisando estas figuras conclui-se que, de um modo geral, os métodos OFDM e Filtro Casado possuem erros intrínsecos similares. No entanto o método STDCC costuma possuir erros intrínsecos maiores que os demais, uma única exceção no caso do erro de fase na comparação com o canal de referência onde ele apresenta os melhores resultados.

Nos Capítulos 4, 5, 6, 7 e 8 os resultados do erro RMS, tanto em módulo quanto em fase, não possuem correção do erro intrínseco do método. Também,

nos resultados obtidos pela aplicação das expressões (3.2) e (3.3) estes erros estão presentes. Isto significa que os resultados observados estão contaminados por erro, mas é desta forma como são colhidos os resultados de campo pela aplicação das sondas reais. A ausência desta correção impede, portanto, de ser avaliada, por meio das figuras geradas, a contribuição absoluta das distorções e ruídos introduzidos com diferentes graus de intensidade na qualidade da estimação. Esta limitação é contornada pelo cálculo e apresentação do desvio padrão, uma vez que este indicador representa um resultado relativo livre do erro intrínseco do método.

### 3.9

#### Situações Simuladas

Para efeito de comparação entre métodos as simulações foram organizadas em três grandes grupos. No primeiro estuda-se a influência isolada de cada fator de perturbação sobre cada um dos métodos. No segundo grupo os fatores de perturbação foram simultaneamente inseridos e observados os resultados para diversos valores de ruído de fase e de ruído AWGN usando sempre a mesma semente geradora do desvanecimento no canal de Rayleigh. O terceiro grupo inclui, mais uma vez as perturbações combinadas e nele é alterada a semente do canal de Rayleigh de forma aleatória.

#### 3.9.1

##### Efeitos Isolados de Degradações

Foram simulados os efeitos isolados do ruído térmico, não linearidades e ruído de fase sobre a qualidade dos resultados obtidos. A duração da simulação adotada foi, em geral, de 1100 segundos, o que permite a convergência do filtro recursivo empregado para redução do ruído nos métodos Filtro Casado e OFDM. Ao mesmo tempo foi utilizado o segundo resultado da correlação no método STDCC o que garantiu a não interferência, nos resultados, do tempo necessário ao filtro FIR integrador de alcançar o seu estado estacionário. Por sua vez, os 1100 segundos de simulação reduzem o tempo dispendido para a obtenção dos resultados. No caso particular da avaliação em presença do ruído térmico foram realizadas simulações adicionais de 2100 segundos e 3100 segundos.

- Ruído térmico: Foi utilizada a relação entre a energia do bit e a densidade espectral de potência de ruído ( $E_b/N_0$ ) fazendo que assumisse os seguintes valores: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB e +60 dB. O limite inferior foi limitado a -10 dB pelo fato do método STDCC se degradar excessivamente para valores menores. O valor +60 dB serviu para avaliar os métodos em situação muito favorável.
- Não linearidades: Os três métodos foram testados para diferentes modelos de não linearidade. Foram utilizados os modelos de Saleh, Ghorbani, Rapp e Polinomial Cúbico. Para cada caso o indicador do grau da não linearidade é próprio, com exceção de Saleh e Ghorbani caracterizados pelo recuo na potência de entrada em relação ao ponto de 1 dB de compressão. Rapp é caracterizado pelo fator de suavidade (*smoothness factor*) e pela tensão de saturação. No polinomial cúbico utiliza-se a potência de entrada associada ao ponto de interseção de terceira ordem (IIP3).

Para todos eles foram feitas simulações desde um alto grau de não linearidade até valores praticamente isentos desta distorção. Nos modelos de Saleh e Ghorbani existem distorções em amplitude e fase, isto é, conversão AM/AM e AM/PM. Em Rapp, somente a conversão AM/AM, enquanto que no modelo polinomial cúbico foi ajustado o fator de conversão AM/PM para 0°/dB. Assim, esses dois últimos apresentam somente distorção de amplitude.

- Ruído de fase: O parâmetro usado para definir o ruído de fase foi a relação entre o valor da portadora e a densidade espectral de ruído de fase para um determinado afastamento, em frequência, da frequência portadora. Este afastamento entre as frequências é conhecido como *off-set frequency*. Utilizou-se como valor máximo do ruído de fase -35 dBc e como mínimo -120 dBc, cobrindo esta gama com sete valores intermediários.

### 3.9.2

#### **Efeito Simultâneo de Imperfeições Sobre os Resultados por Variação da Relação $E_b/N_0$**

Foram realizadas simulações para diversos valores do ruído de fase e, para cada um deles, vários valores da relação  $E_b/N_0$ . Todas essas simulações possuíram duração de 1100 segundos pelos mesmos motivos apresentados no item 3.9.1.

Os valores de ruído de fase empregados foram: -40 dBc, -50 dBc, -60 dBc e -90 dBc, todos com frequência de *off-set* de 100 Hz. Nesta gama de valores estão inseridos aqueles altos, típicos e baixos.

Quanto aos valores da relação  $E_b/N_0$  destacam-se dois grupos: O primeiro grupo foi usado para os métodos Filtro Casado e STDCC. Seus valores são: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB.

O segundo grupo, usado para OFDM possui os valores -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB.

Estes valores são usados sempre aos pares, sendo os valores do segundo grupo 3 dB inferiores ao do primeiro. Esta diferença decorre do recuo usado para o amplificador de potência na sonda OFDM ser de 9 dB, enquanto o recuo nas sondas Filtro Casado e STDCC ser de 6 dB, de modo que atendam a máscara usada como limite do espectro transmitido como será mostrado no Capítulo 6. Considerados todos os amplificadores de potência iguais, a sonda OFDM estará transmitindo a metade da potência das demais sondas e, em consequência, para um mesmo ambiente explorado, se recebe uma potência também 3 dB menor implicando em uma relação  $E_b/N_0$  3 dB inferior.

### 3.9.3

#### **Efeito Simultâneo de Imperfeições Sobre os Resultados Usando Sementes Aleatórias na Geração do Canal Rayleigh**

Neste conjunto de simulações foi criado um vetor de números aleatórios com vinte valores, cada um deles gerando uma função amostra de um conjunto de  $2^{32}-1$  inteiros positivos (4.294.967.295) que podem ser usados no canal Rayleigh como semente inicial. Todas estas simulações foram realizadas com um ruído de

fase de -60 dBc e dois pares da relação  $E_b/N_0$ , a saber, o par +30 dB, +27 dB e o par +6 dB e +3 dB.

As simulações tiveram duração de 1100 segundos, 2100 segundos, 3100 segundos e 4100 segundos permitindo a observação da evolução do comportamento de cada método em quatro instantes diferentes para cada uma das sementes iniciais utilizadas. Observou-se que algumas sementes não permitiram a obtenção de resultados como será visto no Capítulo 8.

## 4

### EFEITO ISOLADO DO RUÍDO

Este Capítulo apresenta a síntese dos resultados das simulações considerando somente, como fator de degradação, o ruído aditivo Gaussiano branco.

No item 4.1 encontra-se a indicação dos valores da relação  $E_b/N_0$  utilizadas, os motivos da escolha dos limites adotados e a imagem da resposta ao impulso e da resposta em frequência nos instantes analisados.

O item 4.2 mostra a alteração do erro RMS da relação entre raios em relação à variação do valor da relação  $E_b/N_0$ , em módulo e fase, nos instantes de simulação 1100 segundos, 2100 segundos e 3100 segundos. São apresentados, ainda, os resultados da alteração do desvio padrão, também em relação à variação do valor da relação  $E_b/N_0$ .

Ainda no item 4.2 é apresentada a alteração do erro RMS da relação entre o canal estimado e o canal de referência ao longo de valores selecionados da relação  $E_b/N_0$  nos instantes 1100 segundos, 2100 segundos e 3100 segundos. Além disto, são apresentados os resultados da alteração do desvio padrão, também em relação à variação do valor da relação  $E_b/N_0$  nos instantes acima mencionados.

O item 4.3 apresenta as considerações preliminares as quais se chega após a análise dos resultados obtidos.

#### 4.1

##### Considerações Iniciais

Foram utilizados nove diferentes valores de relação entre a energia do bit ( $E_b$ ) e a densidade espectral de ruído aditivo Gaussiano branco ( $N_0$ ). As relações  $E_b/N_0$  simuladas foram: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB.

O valor inferior das relações utilizadas foi limitado pela excessiva sensibilidade do método STDCC a este ruído. Como ilustração desta pequena capacidade de suportar altos valores de ruído térmico, a Figura 4.1 apresenta para

a relação  $E_b/N_0$  igual a -10 dB o resultado, no domínio do tempo, do módulo do sinal de saída deste método, onde a linha horizontal interrompida mostra o limite superior dos picos encontrados da correlação cruzada, enquanto a linha horizontal cheia tangencia o pico do raio de menor módulo estimado. Observa-se que os picos da correlação cruzada na presença do ruído térmico se aproximam bastante do pico do raio de menor módulo, tornando inviável o uso de relações  $E_b/N_0$  menores.

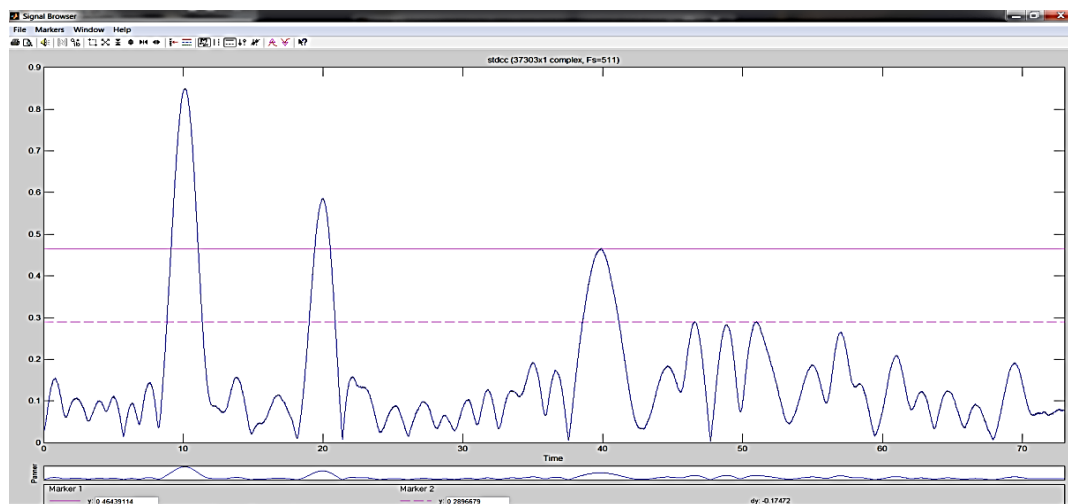


Figura 4.1 – Canal estimado pelo método STDCC em 1100 segundos para -10 dB de relação  $E_b/N_0$

Para efeito de comparação é apresentada, para esta mesma relação  $E_b/N_0$ , a imagem obtida quando é usado o método Filtro Casado, após o filtro recursivo usado para a redução do ruído. Foi empregada idêntica convenção para as linhas horizontais. O método OFDM apresenta imagem similar à do Filtro Casado.



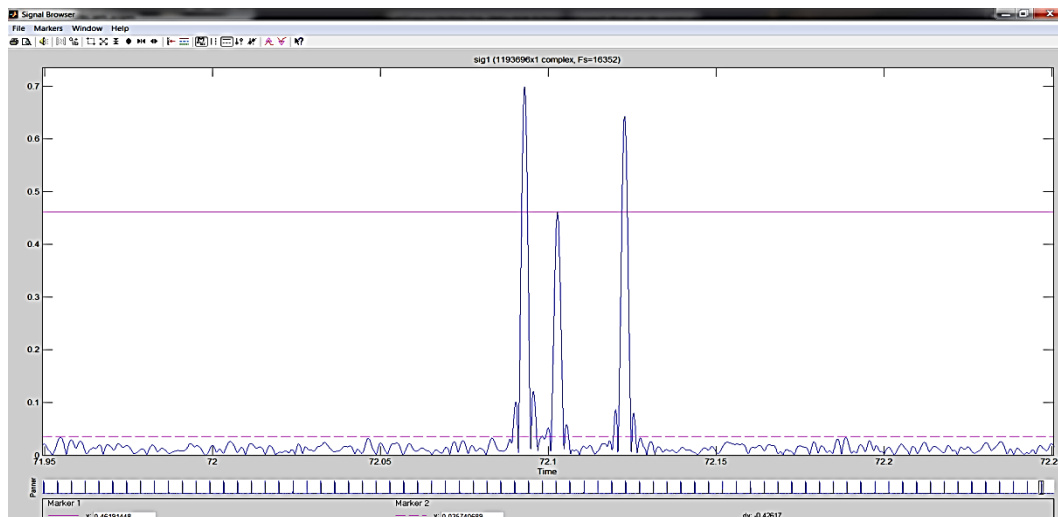


Figura 4.2 – Canal estimado pelo método Filtro Casado em 1100 segundos para -10 dB de  $E_b/N_0$  após a redução do ruído pelo filtro recursivo

O limite superior de +60 dB para a relação  $E_b/N_0$  foi escolhido para que houvesse um resultado praticamente livre de ruído térmico que servisse como referência para comparações com resultados alterados por este ruído. A observação dos resultados detalhados está disponível no Anexo A deste Capítulo.

As Figuras 4.3, 4.4 e 4.5 mostram o canal que se deseja estimar em sua resposta ao impulso filtrada e não filtrada e sua resposta amplitude versus frequência nos três instantes observados.

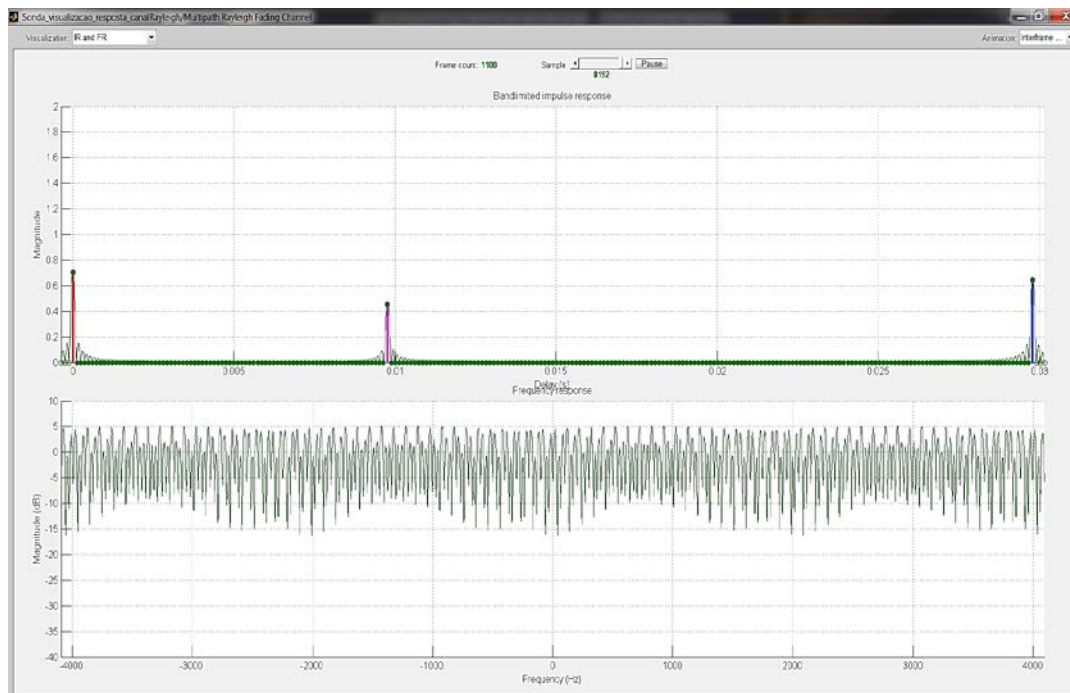


Figura 4.3 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal de referência no instante 1100 segundos

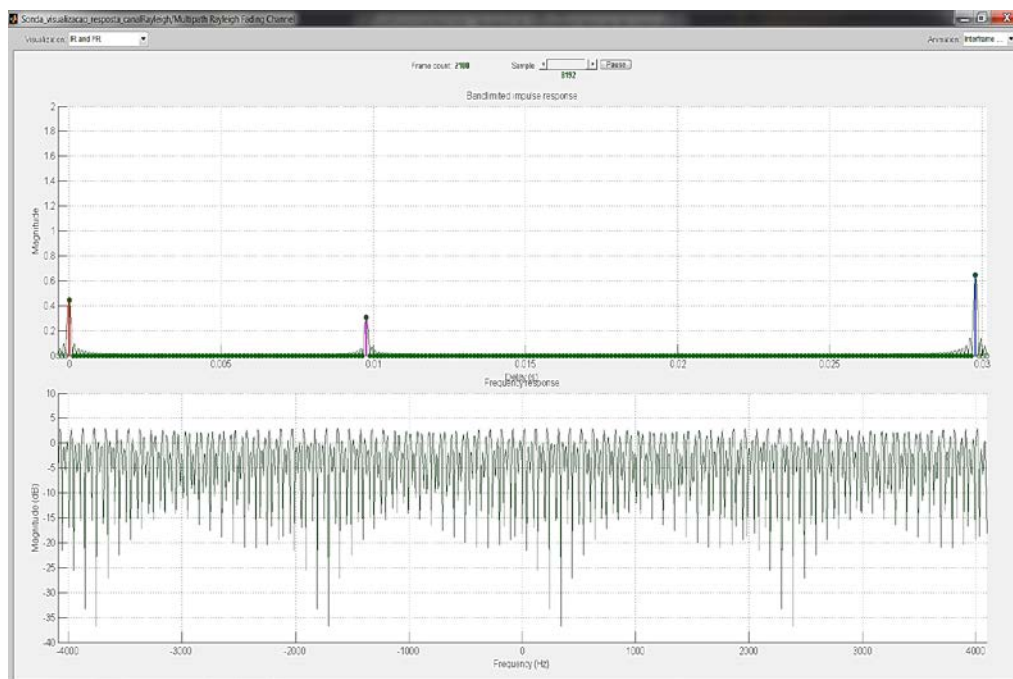


Figura 4.4 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal de referência no instante 2100 segundos

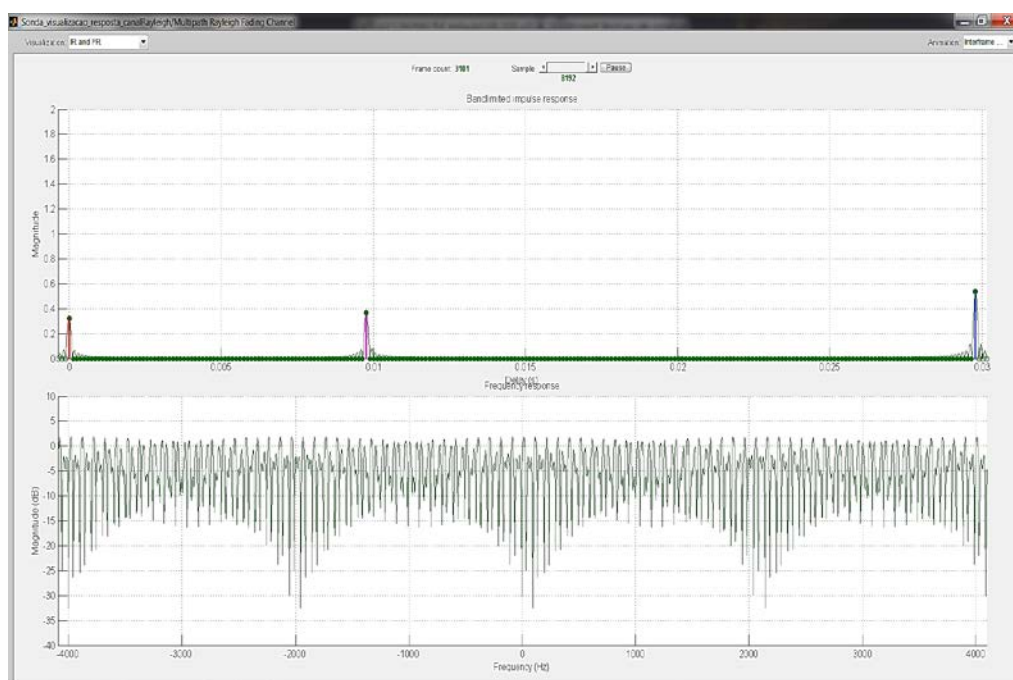


Figura 4.5 – Resposta ao impulso e resposta em frequência do canal de referência no instante 3100 segundos

A observação nestes três instantes mostra o canal no domínio do tempo com os três raios simulados apresentando amplitudes destacadas e resposta em frequência com profundidade das cunhas dos desvanecimentos seletivos (*notches*)

que são da ordem de 15 dB em 1100 segundos e ultrapassam 30 dB nos outros instantes.

## 4.2

### Efeitos do Ruído Térmico na Qualidade da Estimação de Canais Rádio Móveis

Os resultados estão divididos em dois grupos. O primeiro deles trata dos resultados obtidos pela aplicação de (3.3), a chamada relação entre raios. Considera-se este grupo como sendo o de maior importância tendo em vista que, no campo, o canal de referência é desconhecido. Resta, portanto, analisar os resultados alcançados pelos experimentos realizados e, com eles, concluir sobre as condições de propagação, em banda larga, nos ambientes pesquisados.

O segundo grupo, decorrente da aplicação de (3.2), mostra a relação entre o canal estimado e o canal de referência. O interesse na apresentação destes é oferecer uma informação sobre a capacidade de cada método de se aproximar quantitativamente do que é objeto da medição.

Os resultados completos da aplicação de (3.2) e (3.3) estão no Anexo A deste Capítulo para consulta (Volume II).

#### 4.2.1

##### Resultados da Relação entre Raios

São apresentados neste item somente os resultados obtidos para o erro RMS e o desvio padrão, em módulo e fase, para a relação entre raios ao longo da relação  $E_b/N_0$ . Foram realizadas simulações com durações diferentes, sendo processados os dados brutos dos instantes 1100 segundos, 2100 segundos e 3100 segundos. Assim, é possível observar a alteração do comportamento dos métodos em presença de um canal variante no tempo.

Pela aplicação de (3.3) se obtém um número complexo, tendo este módulo e fase. O valor deste módulo igual a 1 indica perfeita estimação no tocante a amplitudes e o seu erro relativo é definido como a diferença entre o valor encontrado e a unidade. O valor do ângulo do complexo já representa o erro de fase do resultado da estimação.

A Figura 4.6 apresenta o resultado da alteração do erro RMS encontrado para módulo da relação. Analisando esta figura constata-se que, para as relações  $E_b/N_0$  empregadas, o método STDCC é o que possui pior desempenho tendo o seu erro se aproximado de 25% em 1100 segundos e possuindo grande variação ao longo do tempo. Observa-se, também, que os três métodos geralmente oferecem uma pior estimativa em todos os casos em que o raio de ordem três está envolvido.

Este erro é decorrente do fato do terceiro raio possuir um atraso fracionário de símbolos. Pode ser observado na Figura 4.9 que tanto o primeiro raio quanto o segundo raio, pelo fato de sofrerem atrasos inteiros da duração do sinal de teste, possuem uma representação exata da sua amplitude estimada enquanto, para o raio de ordem três é necessário que a interpolação preencha a lacuna de valores existente entre os instantes imediatamente anterior e posterior ao instante de aparecimento do raio como mostra a Figura 4.11. Nota-se ainda que os resultados para Filtro Casado e OFDM são similares, estando o erro abaixo de 5%.

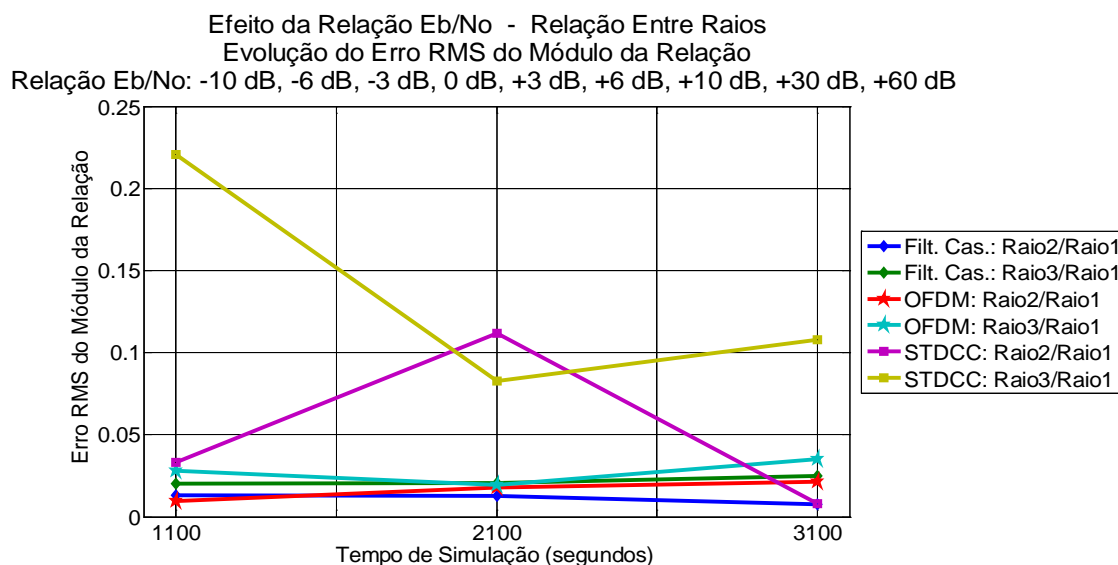


Figura 4.6 – Alteração do erro RMS da relação entre raios – Módulo

O resultado encontrado para o desvio padrão apresentado na Figura 4.7 indica que o método Filtro Casado é o que apresenta alteração mais uniforme, em módulo, à variação do ruído. O método OFDM, embora tenha o valor de desvio padrão sempre inferior a 2%, sofre maiores variações que o Filtro Casado. Por último o método STDCC se comporta de maneira errática. Porém, os seus resultados em 3100 segundos são tão bons quanto os demais. Os resultados aqui apresentados podem ser vistos em detalhes no anexo A deste Capítulo.

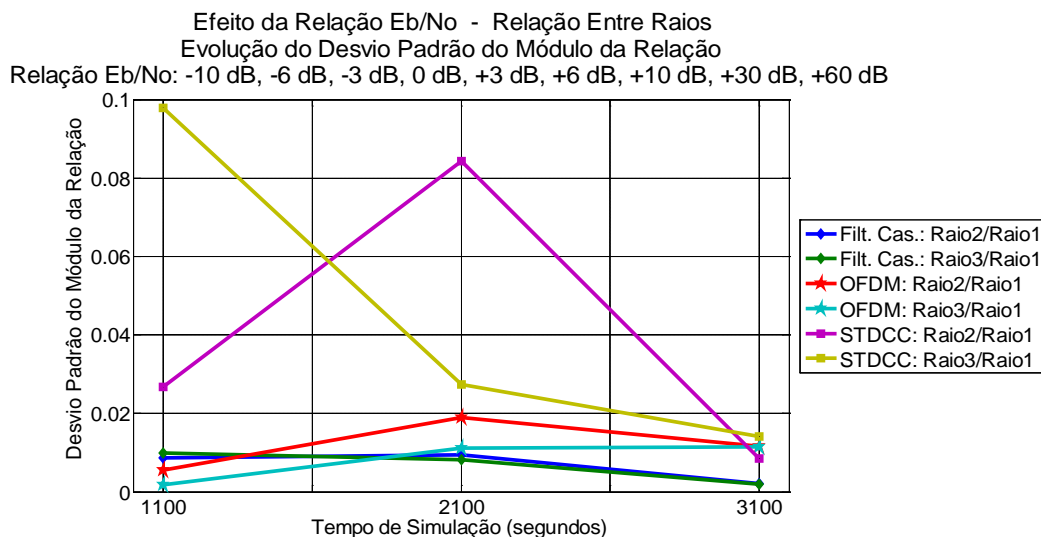


Figura 4.7 – Alteração do desvio padrão da relação entre raios – Módulo

O resultado da análise do comportamento da alteração do erro RMS de fase para os três métodos comparados, apresentado na Figura 4.8 mostra, mais uma vez, que o método STDCC apresenta o pior desempenho neste aspecto com comportamento irregular enquanto o OFDM e Filtro Casado possuem resultados similares, alternando-se ao longo dos três instantes.

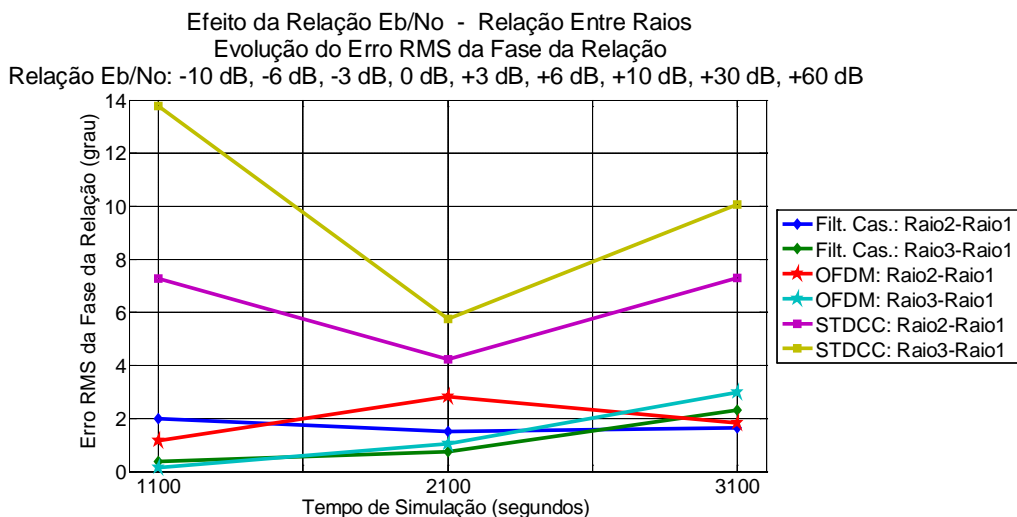


Figura 4.8 – Alteração do erro RMS da relação entre raios – Fase

Novamente observa-se na Figura 4.9 o método STDCC como aquele que apresenta a maior sensibilidade à variação da relação  $E_b/N_0$ . O OFDM, embora possua comportamento similar ao Filtro Casado, é ligeiramente inferior a este. A diferença Raio2-Raio1 em 2100 segundos e 3100 segundos para o Filtro Casado está abaixo de  $0,1^\circ$ .

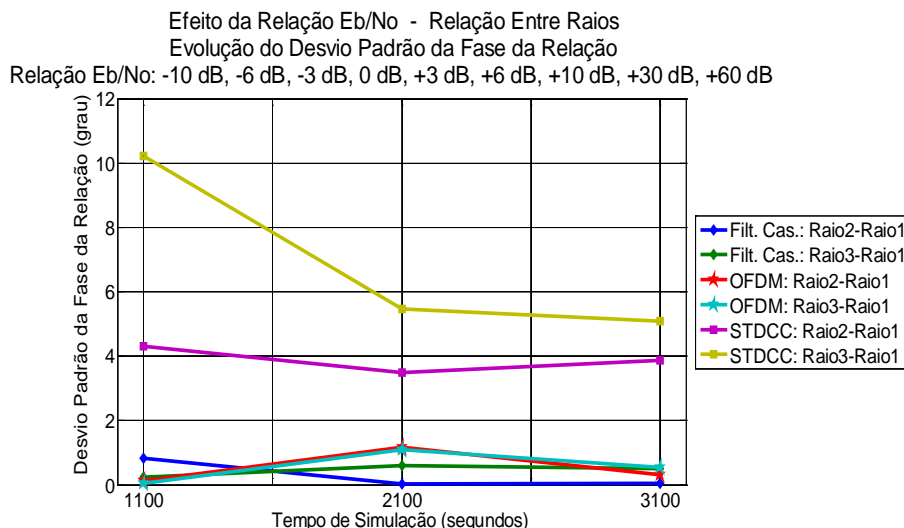


Figura 4.9 – Alteração do desvio padrão do erro de fase da relação entre raios

#### 4.2.2

#### Resultados da Comparação com o Canal de Referência

A Figura 4.10 mostra o resultado alcançado pelos três métodos na comparação com o canal de referência. Mais uma vez o método STDCC se destaca apresentando maior sensibilidade ao ruído térmico, ultrapassando 10% para os três raios comparados em 1100 segundos. No instante 2100 o STDCC apresenta sua maior dispersão, estando o seu valor em torno de 20% e o seu melhor valor próximo a 5%. Esta diferença se reduz em 3100 segundos. Os outros dois métodos possuem comportamentos similares, raio a raio, e são equivalentes em qualidade, tendo sido encontrado o erro RMS não superior a 4%.

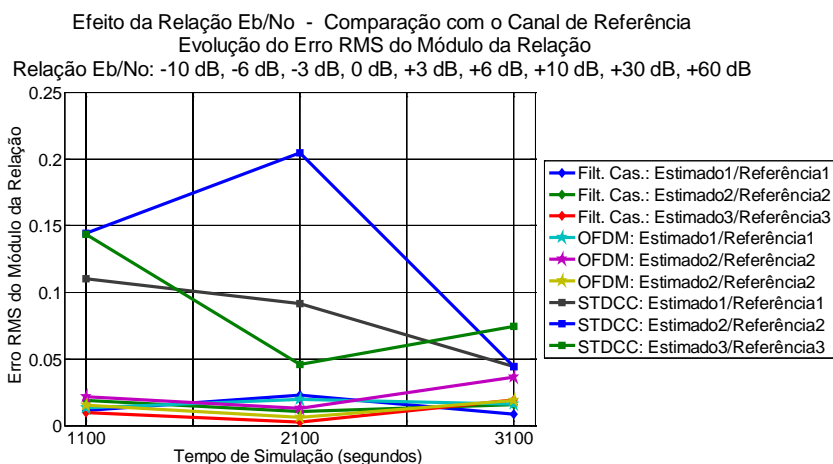


Figura 4.10 – Alteração do módulo do erro RMS da comparação com o canal de referência

Sob o aspecto do desvio padrão, os resultados apresentados na Figura 4.11, são qualitativamente semelhantes. Ressalta-se a pequena sensibilidade dos métodos Filtro Casado e OFDM à variação da relação  $E_b/N_0$  em decorrência do uso do filtro recursivo empregado para redução de ruído.

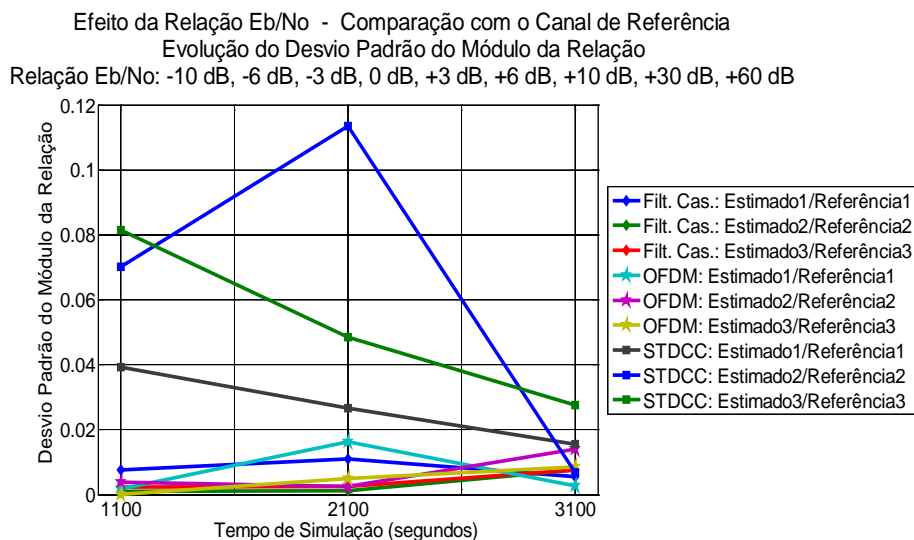


Figura 4.11 – Alteração do desvio padrão do módulo da comparação com o canal de referência

A comparação do erro RMS no aspecto fase, apresentado na Figura 4.12, indica que os métodos Filtro Casado e OFDM se comportam de forma muito semelhante quando analisados par a par, isto é, Estimado1-Referência1, etc. Já o STDCC apresenta uma tendência para alteração um tanto caótica. No entanto a diferença quanto à qualidade entre os três métodos não é tão notável quanto nos demais casos.

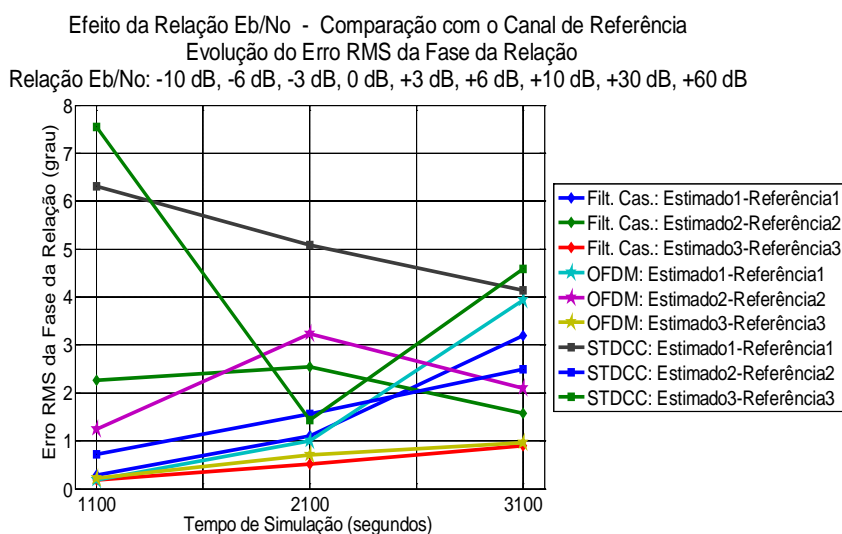


Figura 4.12 – Alteração do erro RMS de fase da comparação com o canal de referência

O comportamento da alteração do desvio padrão do erro de fase, ilustrado na Figura 4.13, indica semelhança entre Filtro Casado e OFDM possuindo estes métodos alta resistência à presença do ruído térmico, já que o desvio padrão máximo não chega a alcançar 1°. Já o STDCC repete um comportamento não previsível.

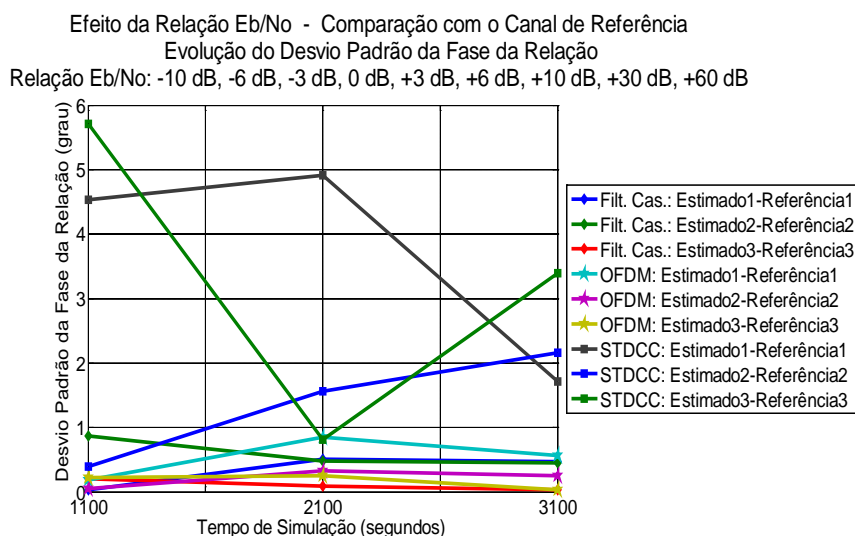


Figura 4.13 – Alteração do desvio padrão do erro de fase da comparação com o canal de referência

## 4.3

### Análise dos resultados

#### 4.3.1

#### Relação entre raios

Os métodos Filtro Casado e OFDM apresentam os valores de erro RMS, tanto do módulo quanto da fase, semelhantes e abaixo, respectivamente, de 4% e 3°. Conclui-se, portanto, que são pouco sensíveis à presença do ruído térmico. O método STDCC apresenta os piores resultados alcançando 22% para o módulo e 14° para a fase no pior caso. Sob o ponto de vista do desvio padrão, o OFDM e Filtro Casado possuem comportamento homogêneo e menor sensibilidade à variação do ruído. Sob este aspecto, o método STDCC é o que apresenta claramente o pior desempenho.



### 4.3.2

#### Comparação com o canal de referência

- Módulo: O erro RMS dos métodos Filtro Casado e OFDM apresentam resultados equivalentes e são pouco sensíveis à presença do ruído térmico. O STDCC, é o pior dos métodos. O desvio padrão reforça esta conclusão.
- Fase: Para o erro RMS da fase, embora o Filtro Casado e o OFDM sejam superiores ao STDCC, a diferença entre eles não é grande quanto à encontrada nos outros indicadores analisados. O desvio padrão mostra homogeneidade entre OFDM e Filtro Casado, muito pouco sensíveis ao valor do ruído térmico presente, enquanto o STDCC é, claramente, inferior.

## 5

### EFEITO ISOLADO DAS NÃO LINEARIDADES

O principal objetivo deste capítulo é apresentar o efeito das distorções não lineares sobre o resultado da estimação dos canais rádio móveis, na ausência de ruído térmico aditivo Gaussiano branco e ruído de fase.

Antes, porém, são estudados os modelos de não linearidades usados para a representação destas distorções introduzidas, principalmente, pelos amplificadores de potência. No estudo dos seus efeitos não foram levadas em consideração as limitações impostas pelos órgãos reguladores sobre o espectro transmitido. Assim, livremente, foram simulados valores das distorções que impedem o seu uso na prática.

Finalmente foram estudados os espectros gerados por estas distorções com o objetivo de estabelecer limites para elas, de modo que os espectros emitidos atendessem a padrões adotados.

#### 5.1

##### Modelos de Não Linearidades Analisados

Genericamente todos os dispositivos ativos usados nas partes analógicas dos equipamentos introduzem distorções não lineares nos sinais que os percorrem. Em particular, os amplificadores de potência em estado sólido ou que usam válvulas TWTs apresentam as maiores contribuições destas distorções, tanto em amplitude (conversão AM/AM) quanto em fase (conversão AM/PM) pelo fato de operarem no limite de sua capacidade.

São adotados, na literatura [16], [15], [21], [22] um ou dois modelos de não linearidades, independentes da frequência, para caracterizar os efeitos adversos destas distorções sobre os vários sistemas de telecomunicações. São eles o modelo amplitude-fase e o modelo em fase e quadratura, nos quais a porção da potência do sinal de saída compreendida na mesma região espectral do sinal de entrada é descrita em termos da envoltória do sinal de entrada. Para especificar cada um

desses modelos é necessário conhecer duas funções: as funções amplitude e fase para o primeiro e as funções em-fase (I) e quadratura (Q) para o segundo.

Seja o sinal de entrada representado por:

$$x(t) = r(t) \cos[\omega_0 t + \psi(t)], \quad (5.1)$$

onde  $\omega_0$  é frequência da portadora e  $r(t)$  e  $\psi(t)$  são, respectivamente, a envoltória e fase do sinal modulado.

No modelo com distorção não linear de fase e amplitude, a saída correspondente é representada por:

$$y(t) = A[r(t)] \cos\{\omega_0 t + \psi(t) + \Phi[r(t)]\}, \quad (5.2)$$

onde  $A(r)$  é uma função ímpar de  $r$  que representa a conversão AM/AM, e  $\Phi[r]$  é uma função par de  $r$  com um termo quadrático representando a conversão AM/PM.

### 5.1.1

#### Modelo de Saleh

Saleh [16] propõe a representação dos modelos de não linearidades para amplificadores a TWT que são representados em fórmulas com somente dois parâmetros para cada uma das quatro funções mencionadas anteriormente.

$$A(r) = \frac{\alpha_a r}{(1 + \beta_a r^2)} \quad (5.3)$$

$$\Phi(r) = \frac{\alpha_\phi r^2}{(1 + \beta_\phi r^2)} \quad (5.4)$$

Observa-se que para valores elevados de  $r$ ,  $A(r)$  é proporcional a  $1/r$  e  $\Phi(r)$  se aproxima de uma constante.

Para o modelo em quadratura, se o sinal de entrada é representado pela Equação (5.1), a saída é dada pela soma dos componentes em fase e em quadratura.

$$p(t) = P[r(t)] \cos[\omega_0 t + \Phi(t)] \quad (5.5)$$

$$q(t) = -Q[r(t)] \sin[\omega_0 t + \Phi(t)] \quad (5.6)$$

onde  $P(r)$  e  $Q(r)$  são funções ímpares de  $r$  com os termos linear e cúbico, respectivamente. Usam-se as Equações (5.1) e (5.2) para obter:

$$P(r) = A(r) \cos[\Phi(r)] \quad (5.7)$$

$$Q(r) = A(r) \sin[\Phi(r)] \quad (5.8)$$

Aqui, Saleh propõe, novamente, representar  $P(r)$  e  $Q(r)$  por fórmulas com dois parâmetros.

$$P(r) = \frac{\alpha_p r}{(1 + \beta_p r^2)} \quad (5.9)$$

$$Q(r) = \frac{\alpha_p r^3}{(1 + \beta_p r^2)^2} \quad (5.10)$$

Para estabelecer a precisão das equações 5.3, 5.4, 5.7 e 5.8, Saleh ajustou sua proposição a dados obtidos de quatro diferentes fontes [31], [32], [33] e [34] calculando, ainda, o erro RMS de cada aproximação, como mostrado na Tabela (5.1).

Tabela 5.1 – Valores encontrados para o modelo de Saleh

Referência	Função	$\alpha$	$\beta$	Erro RMS
[31]	$A(r)$	1,9638	0,9945	0,012
	$\Phi(r)$	2,5293	2,8168	0,478
[32] [33]	$P(r)$	1,6397	0,0618	0,057
	$Q(r)$	0,2038	0,1332	0,023
	$A(r)$	1,6623	0,0552	0,041
	$\Phi(r)$	0,1533	0,3456	0,508
[34]	$P(r)$	2,09922	1,2466	0,015
	$Q(r)$	5,5290	2,7088	0,009
	<b><math>A(r)</math></b>	<b>2,1587</b>	<b>1,1517</b>	0,010
	<b><math>\Phi(r)</math></b>	<b>4,0033</b>	<b>9,1040</b>	0,469

Foram adotados nas simulações, para os valores de  $A(r)$  e  $\Phi(r)$ , aqueles usados por [34], ou seja, os valores contidos nas duas últimas linhas da Tabela 5.1.

A partir destas premissas foram obtidas as Figuras 5.1 e 5.2 que apresentam, respectivamente, as curvas da conversão AM/AM e AM/PM do modelo de Saleh em escala linear.

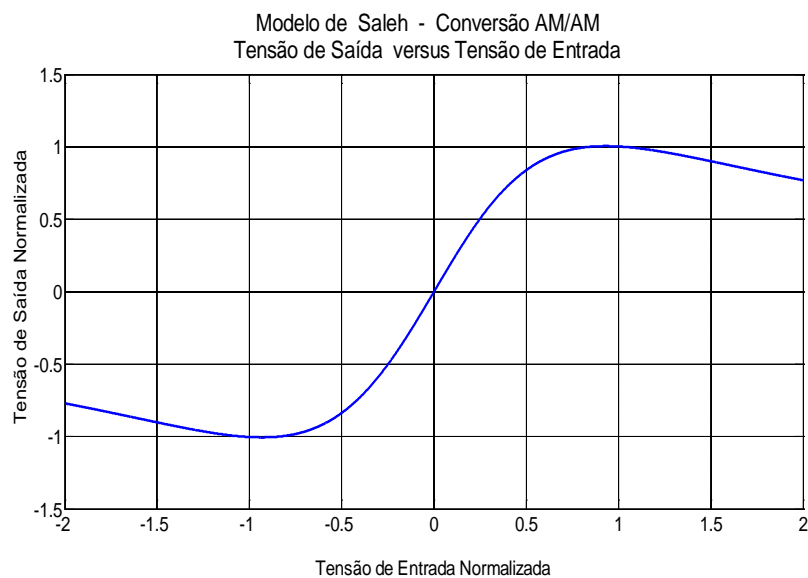


Figura 5.1 – Modelo de Saleh: Conversão AM/AM

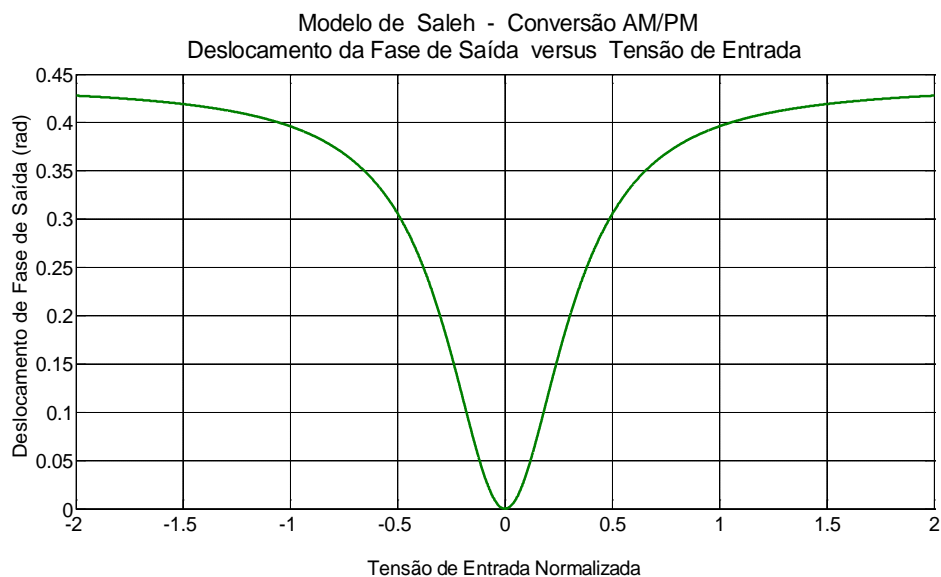


Figura 5.2 – Modelo de Saleh: Conversão AM/PM

#### 5.1.1.1

#### Ponto de 1 dB de Compressão

Fisicamente todos os amplificadores apresentam compressão do ganho para grandes sinais. O ganho para sinais de pequena amplitude está relacionado à declividade da curva que representa a função tensão de saída versus tensão de entrada, como mostra a Figura 5.3.

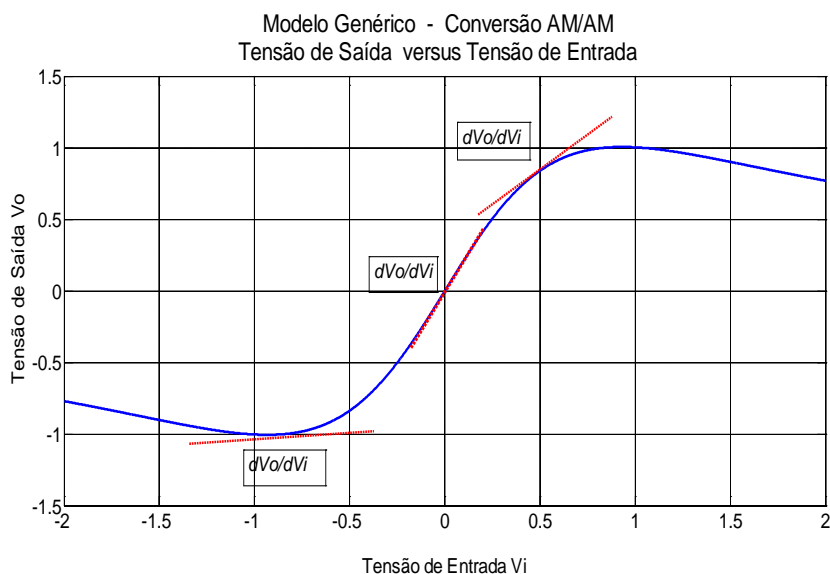


Figura 5.3 – Compressão de ganho

Quando o ganho é representado, em uma escala logarítmica, como uma função da potência de entrada, pode-se identificar o ponto no qual o ganho para pequenos sinais tem uma queda de 1 dB. Caracteriza-se, então, este ponto tanto na entrada quanto na saída do dispositivo, associado ao nível de potência correspondente.

Outra forma de identificá-lo é por meio da comparação entre as curvas potência de saída versus potência de entrada, expressas em dBm de dispositivo que possui não linearidade com um outro que possua o mesmo ganho, mas que seja linear. Esta segunda crescerá sempre na proporção de 1 dB de acréscimo da potência de saída para cada 1 dB de aumento da potência de entrada. Quando a diferença na potência de saída entre as duas alcançar 1 dB, a potência de saída estará comprimida deste valor.

Usando o procedimento acima descrito para determinação do ponto de 1 dB de compressão do modelo de Saleh, toma-se a parte linear da Equação 5.3. A curva de conversão AM/AM do modelo de Saleh e sua correspondente representação linear, indicando o ponto de 1 dB de compressão, são mostrados na Figura 5.4.

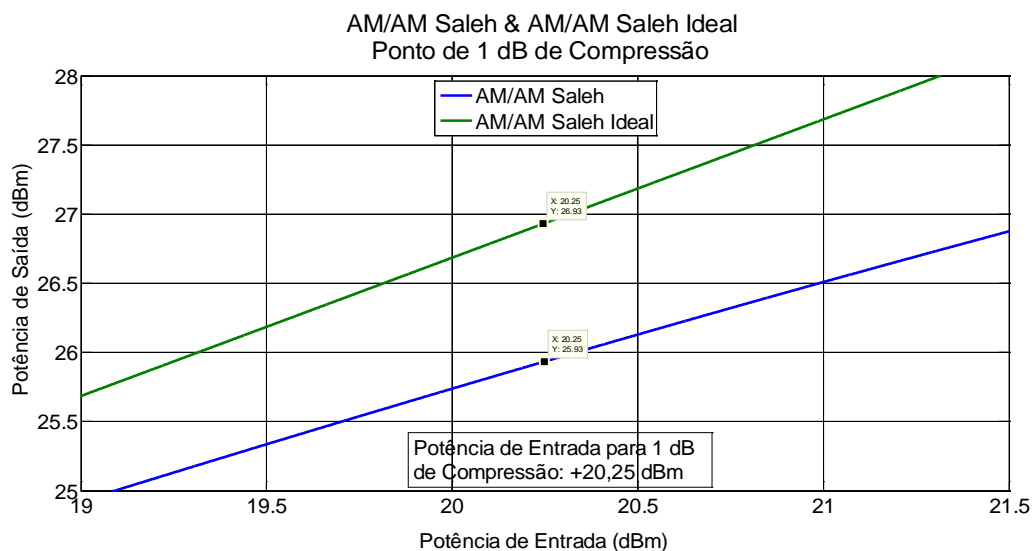


Figura 5.4 – Modelo de Saleh: Potência de entrada para 1 dB de compressão na potência de saída

### 5.1.1.2

#### Modelo de Saleh Modificado

De forma a ajustar as curvas do modelo de Saleh ao de Ghorbani, S. Enserink citado em [15] propôs novos parâmetros para o modelo de Saleh, denominando este de Saleh Modificado, de modo a aproximá-lo ao modelo de Ghorbani. Esses novos parâmetros propostos são:

Tabela 5.2 – Parâmetros para o modelo de Saleh modificado

Função	$\alpha$	$\beta$
$A(r)$	1,3325	0,3403
$\Phi(r)$	5,4514	12,9957

Aplicando esses novos valores às expressões 5.3 e 5.4, são obtidas as Figuras 5.5 e 5.6, respectivamente, para a conversão AM/AM e AM/PM.

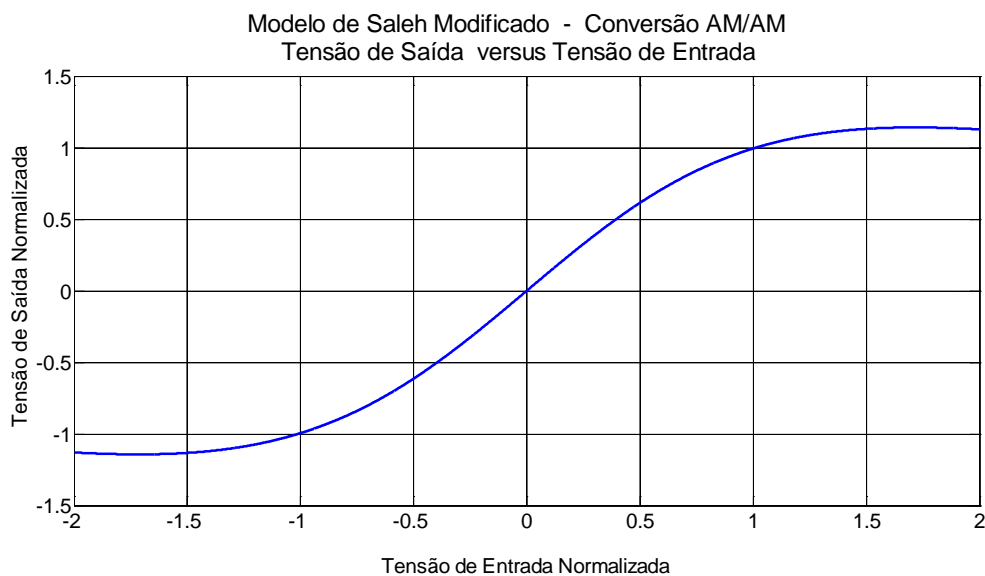


Figura 5.5 – Modelo de Saleh modificado: Conversão AM/AM

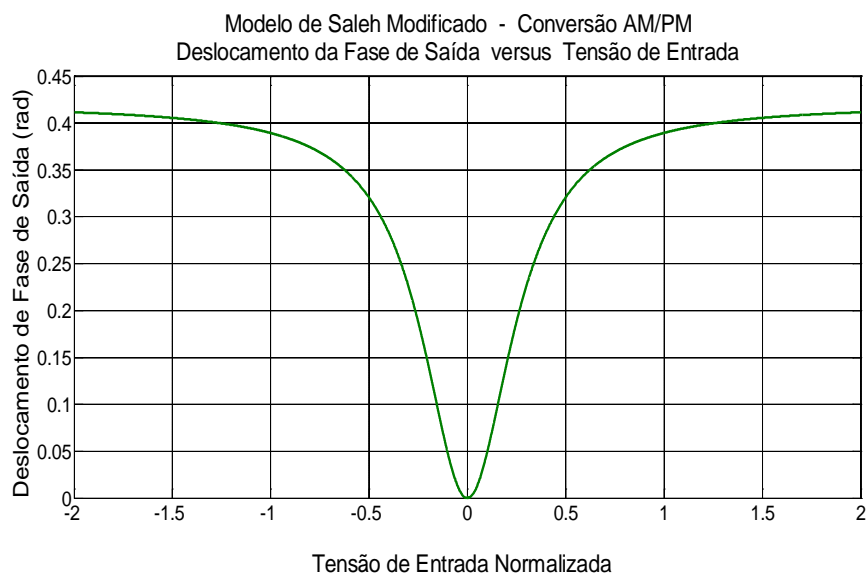


Figura 5.6 – Modelo de Saleh modificado: Conversão AM/PM

#### 5.1.1.2.1

##### Ponto de 1 dB de Compressão

Para determinação do ponto de 1 dB de compressão do modelo de Saleh modificado, de forma idêntica à anterior, toma-se a parte linear da Equação 5.3 com os novos parâmetros. A curva de conversão AM/AM do modelo de Saleh modificado e sua correspondente representação linear, indicando o ponto de 1 dB de compressão, são mostrados na Figura 5.7.



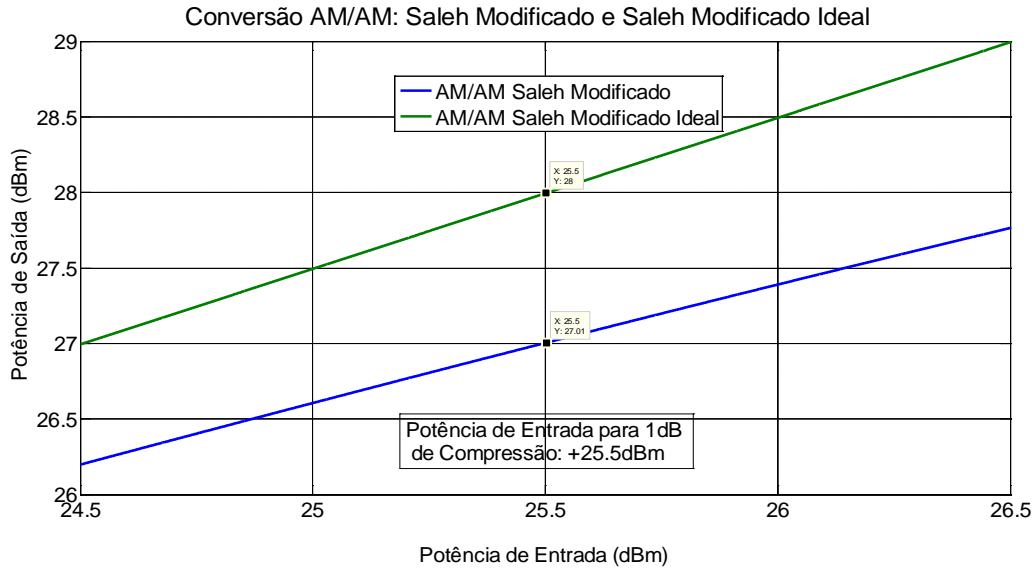


Figura 5.7 – Modelo de Saleh modificado: Potência de entrada para 1 dB de compressão na potência de saída

### 5.1.2

#### Modelo de Ghorbani

Ghorbani [17] propõe um modelo para representar os amplificadores de potência em estado sólido (SSPAs) na faixa de micro-ondas, por considerar que o modelo de Saleh pode levar a uma imprecisão para SSPAs principalmente na região de saturação.

Considerando apropriada a Equação (5.2), ele propõe as seguintes expressões para  $A(r)$  e  $\Phi[r]$ , utilizando quatro parâmetros para cada uma das distorções (amplitude e fase).

$$A(r) = \frac{x_1 r^{x_2}}{(1+x_3 r^{x_2})} + x_4 r \quad (5.11)$$

$$\Phi(r) = \frac{y_1 r^{y_2}}{(1+y_3 r^{y_2})} + y_4 r \quad (5.12)$$

Para o SSPA caracterizado por Ghorbani, são usados os seguintes valores para os parâmetros:

$$\begin{aligned} x_1 &= 8,1081 & y_1 &= 4,6645 \\ x_2 &= 1,5413 & y_2 &= 2,0965 \\ x_3 &= 6,5202 & y_3 &= 10,88 \\ x_4 &= -0,0718 & y_4 &= -0,003 \end{aligned}$$

Implementado este modelo, são obtidas as curvas mostradas nas Figuras 5.8 e 5.9, respectivamente, para as conversões AM/AM e AM/PM.

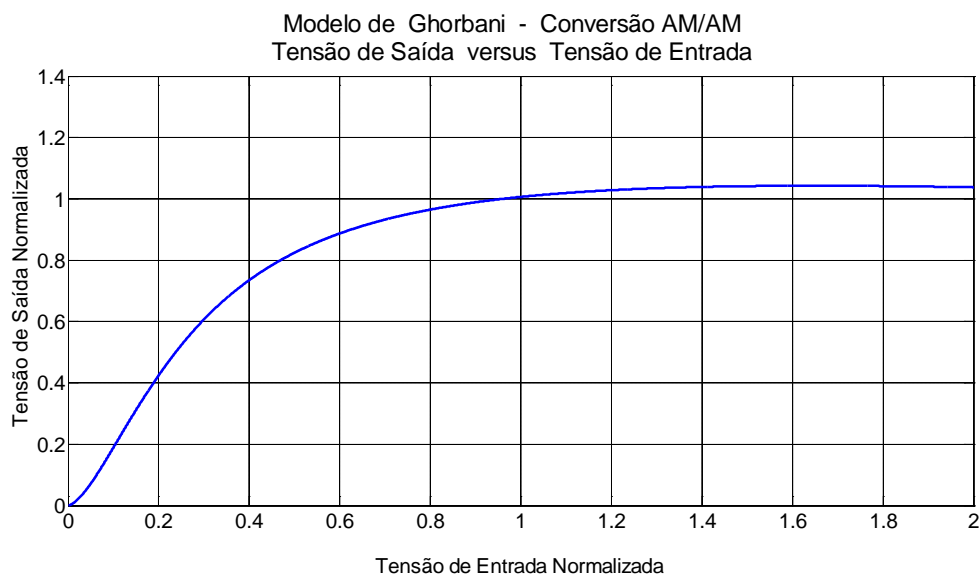


Figura 5.8 – Modelo de Ghorbani: Conversão AM/AM

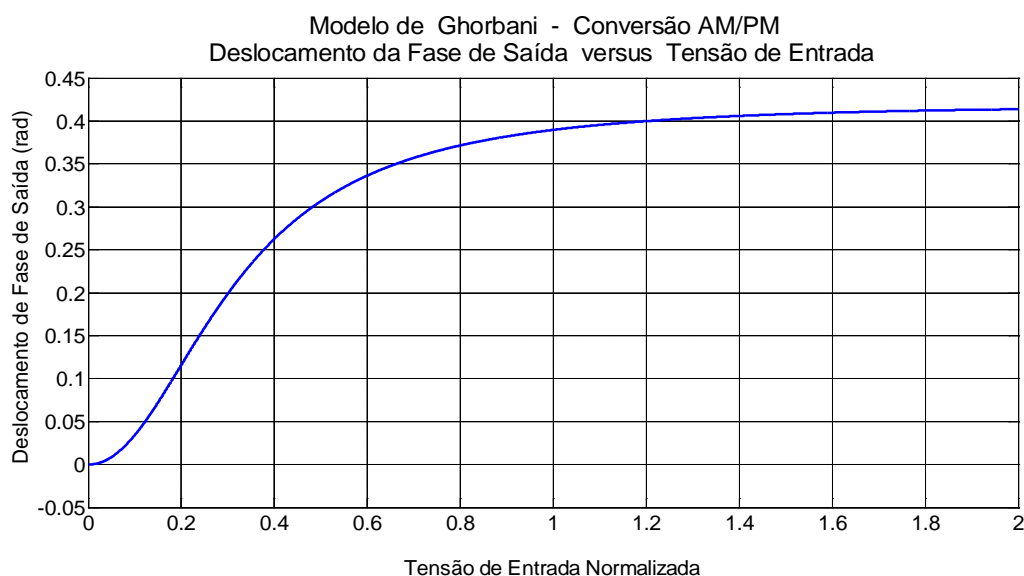


Figura 5.9 – Modelo de Ghorbani: Conversão AM/PM

Observa-se na Figura 5.10 que o modelo proposto por Ghorbani se afasta bastante de um comportamento linear. Para se obter o resultado apresentado na Figura 5.10, foi necessário extrair da expressão original proposta sua parte linear e subtrai-la de um valor constante de forma que as curvas se tangenciassem no ponto de mínima distância.

Este comportamento sugere que, na obtenção do espectro do sinal transmitido, serão sempre encontrados produtos de intermodulação elevados, qualquer que seja o recuo utilizado.

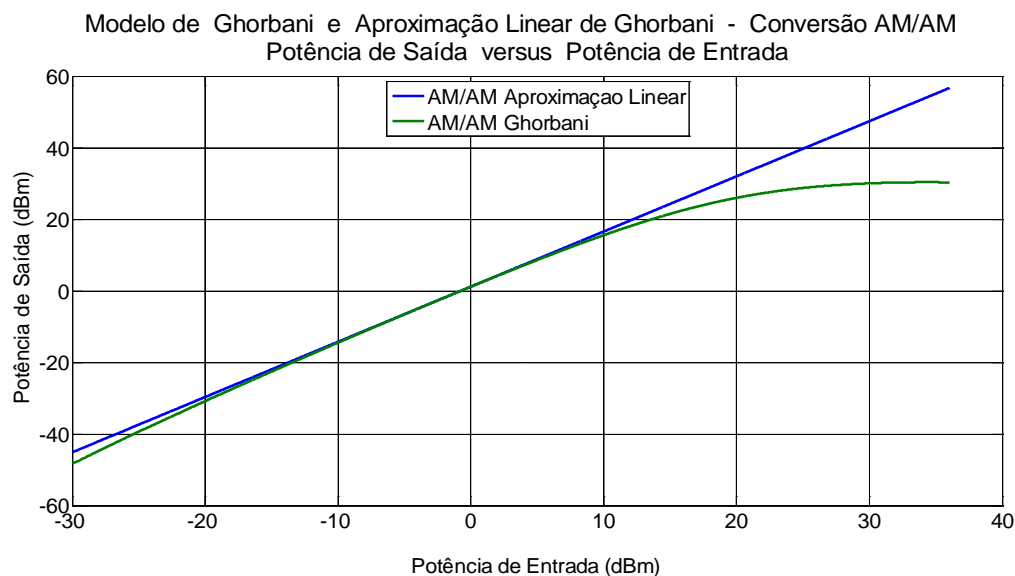


Figura 5.10 – Modelo de Ghorbani: Comparação da conversão AM/AM com uma representação linear aproximada ao modelo

### 5.1.2.1

#### Ponto de 1 dB de compressão

É assumido, para determinar o ponto de 1 dB de compressão, ser válida a consideração da aproximação da parte linear feita acima. Aceita esta premissa, a Figura 5.11 apresenta o seu valor. Na pior das hipóteses a determinação deste ponto, como mencionado, oferece uma referência para estabelecer recuos.

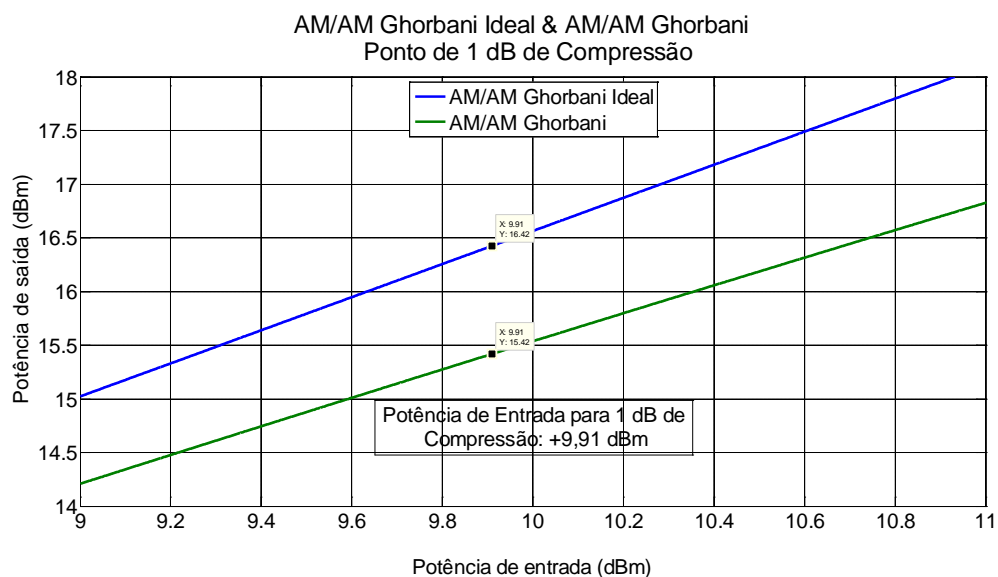


Figura 5.11 – Modelo de Ghorbani: Potência de entrada para 1 dB de compressão na potência de saída

Para efeito de comparação entre o comportamento das conversões AM/AM e AM/PM dos modelos de Saleh, Saleh modificado e Ghorbani, são apresentadas, respectivamente, as Figuras 5.12 e 5.13. Nelas são usadas as escalas log-log e semi-log.

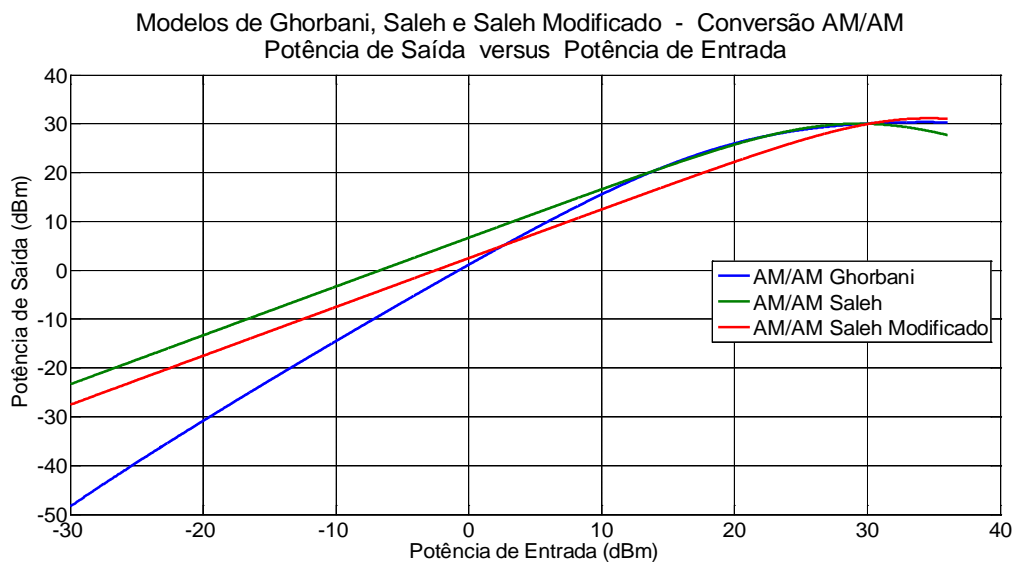


Figura 5.12 – Conversão AM/AM: Comparação entre modelos

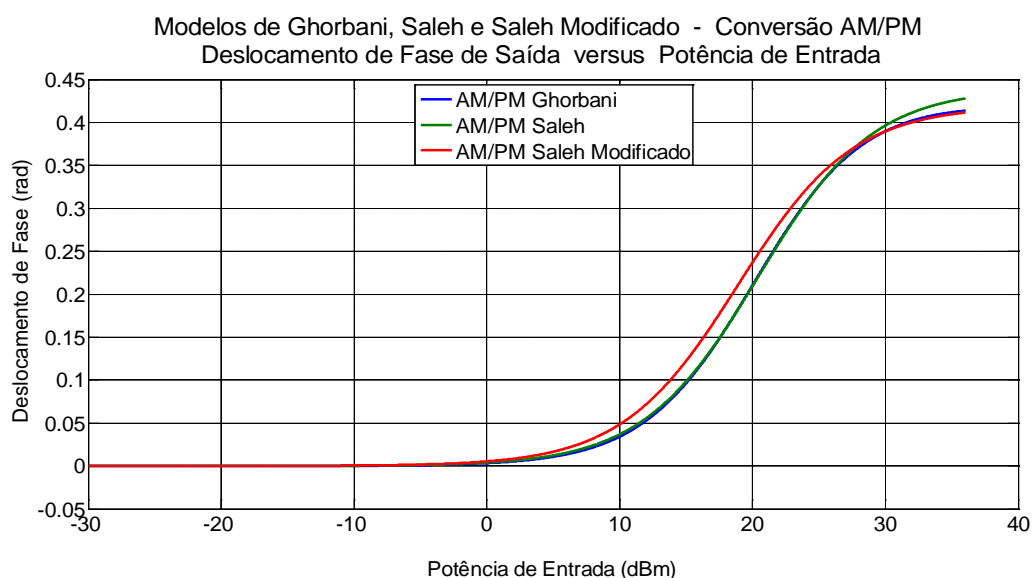


Figura 5.13 – Conversão AM/PM: Comparação entre modelos

### 5.1.3

#### Modelo de Rapp

O modelo de Rapp [18], [19] considera, apenas, a conversão AM/AM. Ela é descrita pela expressão:

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{\left(1 + (|V_{in}|/V_{sat})^{2P}\right)^{\frac{1}{2P}}} \quad (5.13)$$

onde  $V_{out}$  é a tensão de saída,  $V_{in}$  é a tensão de entrada,  $P$  representa o fator de suavidade (*smoothness factor*) e  $V_{sat}$ , a tensão de saturação do amplificador de potência.

Webster [19] propõe, para caracterização de um amplificador para a norma IEEE 802.11HRb, um fator de suavidade entre dois e três. Foi escolhido o valor dois por ser este mais restritivo para a análise dos métodos comparados

A Figura 5.14 apresenta o comportamento deste modelo para o fator de suavidade igual a dois e diversos valores da tensão de saturação.

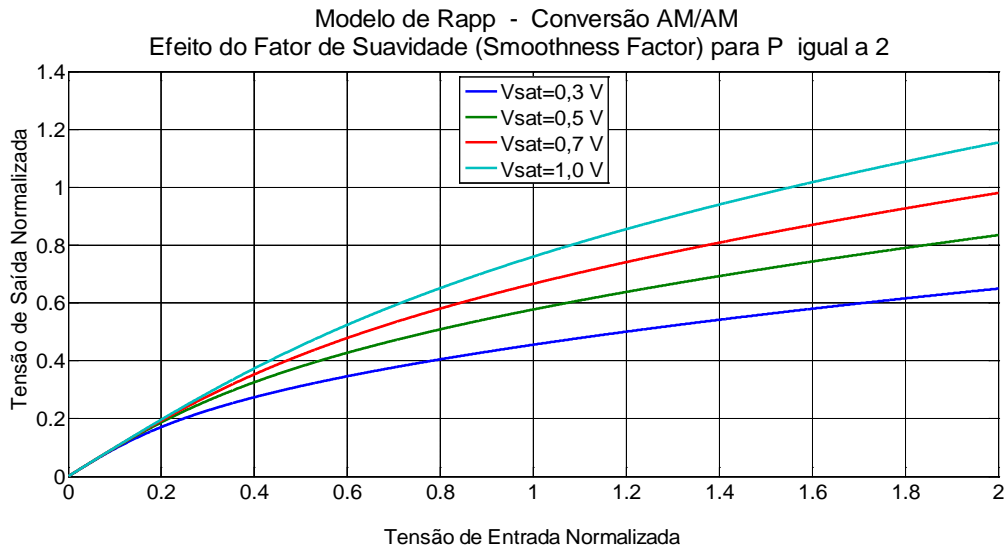


Figura 5.14 – Modelo de Rapp: efeito da tensão de saturação

A comparação entre o comportamento do modelo de Rapp para diversos valores do fator de suavidade para um determinado valor da tensão de saturação é mostrada na Figura 5.15.

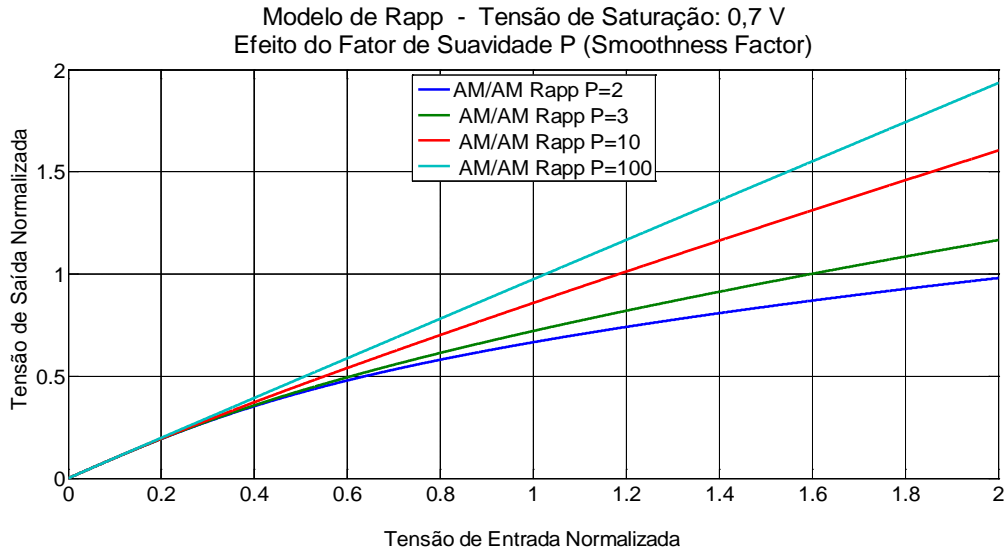


Figura 5.15 – Modelo de Rapp: Efeito do fator de suavidade

#### 5.1.4

##### Modelo Polinomial Cúbico

Lembrando que em torno do sinal de pequena amplitude se pode aproximar a curva de tensão de saída versus tensão de entrada, para sinais de grande amplitude por um polinômio como:

$$V_s = a_1 V_e + a_2 V_e^2 + a_3 V_e^3 + \dots \quad (5.14)$$

onde  $V_s$  é a tensão de saída,  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_3$ , etc. são os coeficientes dos termos de primeiro grau, segundo grau, terceiro grau, etc. e  $V_e$  representa a tensão de entrada. Fazendo:

$$V_e = A \cos(\omega_0 t) \quad (5.15)$$

e substituindo nos termos linear e de terceiro grau de (5.14), encontra-se:

$$V_s = a_1 A \cos(\omega_0 t) + a_3 A^3 \cos^3(\omega_0 t) \quad (5.16)$$

O ganho é definindo por:

$$G = \frac{a_1 V_e + a_3 V_e^3}{V_e} \quad (5.17)$$

Substituindo em (5.17)  $V_e$  como apresentado em (5.15) e desenvolvendo a equação se obtém:

$$G = a_1 \left\{ 1 + \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} A^2 + \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} A^2 \left[ \frac{\cos(3\omega_0 t)}{\cos(\omega_0 t)} \right] \right\} \quad (5.18)$$

Niknejad [23] define como ganho aparente,  $G_a$ , a parcela de  $G$  dos termos não dependentes de  $t$ . Então se chega a:

$$G_a = a_1 \left( 1 + \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} A^2 \right) \quad (5.19)$$

Para determinar o nível de entrada no qual o ganho é reduzido de 1 dB, isto é, o ponto de 1 dB de compressão da potência de entrada, foi feito:

$$20 \log \left( 1 + \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} A^2 \right) = -1 \quad \therefore \quad \frac{3}{4} \frac{a_3}{a_1} A^2 = -0,11 \quad (5.20)$$

Calculando o valor de  $A$  para o ponto de 1 dB de compressão, encontra-se:

$$A = \sqrt{\frac{4}{3} \left| \frac{a_1}{a_3} \right|} \times \sqrt{0,11} \quad \Rightarrow \quad A = IP_3 - 9,6 \text{ dB} \quad (5.21)$$

O termo representado pela raiz quadrada é conhecido como  $IP_3$  ou ponto de interseção de terceira ordem. Este ponto é obtido pela interseção do prolongamento das duas retas que representam o crescimento do termo linear e cúbico da equação (5.16) quando é aumentada, virtualmente, a potência do sinal de entrada além do ponto de saturação. A Figura (5.16) mostra um exemplo do exposto acima.

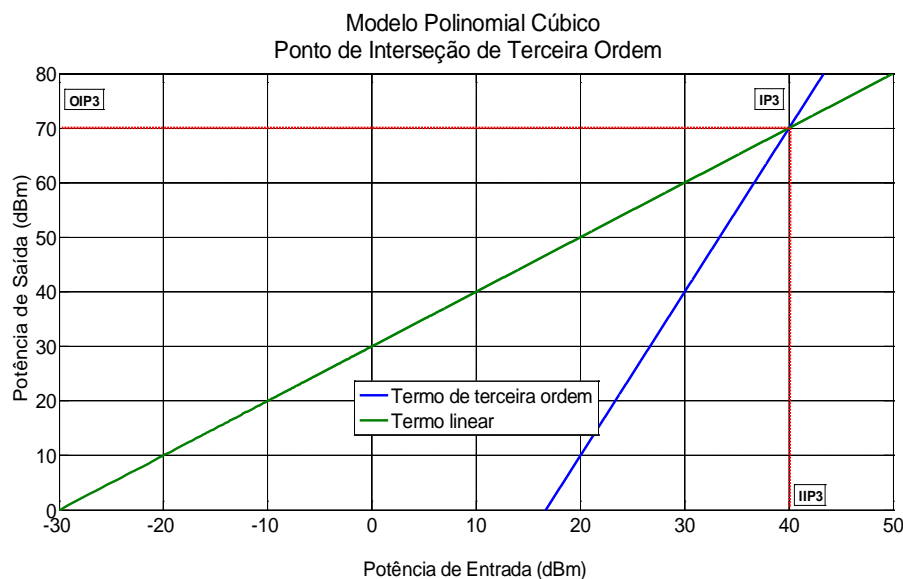


Figura 5.16 – Modelo polinomial cúbico: Exemplo de ponto de interseção de terceira ordem

Define-se  $IM_3$  como a diferença, em dB, entre o termo linear e o cúbico, para um determinado valor de potência de entrada. Observa-se que o  $IM_3$  do ponto de interseção de terceira ordem é igual à zero. Conhecido o ponto de interseção de terceira ordem, ficam caracterizados os pontos  $IIP_3$ , ou seja, a potência de entrada associada ao  $IP_3$  e o  $OIP_3$  associado à potência de saída.

## 5.2

### Efeitos das Não Linearidades na Qualidade da Estimação de Canais Rádio Móveis

Foram feitas simulações usando os modelos de Saleh, Ghorbani, Rapp e Polinomial Cúbico. Para cada um desses modelos a qualidade de seus parâmetros pode diferir. Não foi utilizado o modelo de Saleh modificado, pois este só se afasta do modelo de Saleh original quanto ao valor do ponto de 1 dB de compressão. Dentre os quatro modelos pesquisados dois apresentam, simultaneamente, conversão AM/AM e AM/PM, Saleh e Ghorbani, enquanto os de Rapp e Polinomial Cúbico, este último, por opção, só apresentam conversão AM/AM.

Os resultados apresentados do erro RMS e desvio padrão foram calculados ao longo da variação do grau de não linearidade que é expresso, para cada modelo, por diferentes parâmetros. Assim, são usados os parâmetros o recuo, a potência de entrada associada ao ponto de interseção de terceira ordem e a tensão de saturação para um determinado fator de suavidade.

No caso de Saleh o recuo (*back-off*) foi variado usando os valores 0 dB, 2 dB, 4 dB, 6 dB, 8 dB, 10 dB e 30 dB. Desta forma o amplificador de potência foi explorado desde sua saturação até uma região na qual seu comportamento pouco é afetado por não linearidades.

O mesmo procedimento foi empregado para o modelo do Ghorbani, onde foi utilizado, como referência para aplicação do recuo, o ponto de 1 dB de compressão definido em 5.1.2. Os valores de recuo empregados foram: 0 dB, 2 dB, 4 dB, 6 dB, 8 dB, 10 dB e 30 dB.

Para o modelo de Rapp, foi escolhido um único fator de suavidade (*smoothness factor*) igual a dois por ser este mais conservador e foi feita a tensão de saturação assumir os valores 0,3 V; 0,4 V; 0,5 V; 0,6 V; 0,8 V e 1,0 V. Para efeito de ordem de grandeza dessas tensões de saturação se comparadas com aquelas geradas no modelo implementado no Simulink®, os métodos STDCC e Filtro Casado possuem, na entrada do bloco Amplificador de Potência com Não Linearidades, as tensões 0,25 V e 0,3676 V, respectivamente, para os valores RMS e máximo. Já, o OFDM apresenta, no mesmo ponto, 0,25 V e 0,516 V, respectivamente, para o valor RMS e máximo.



No modelo Polinomial Cúbico usam-se os seguintes valores para a potência de entrada associada ao ponto de interseção de primeira ordem (IIP3): 20 dBm, 25 dBm, 30 dBm, 35 dBm, 40 dBm e 100 dBm, enquanto foi ajustada a conversão AM/PM para 0°/dB. Considerando que a potência de entrada de 1 dB de compressão é igual a +25,5 dBm, neste caso, também, se explora a região não linear do amplificador.

É ressaltado o fato de o método OFDM apresentar um PAPR de 6,2942 dB enquanto, nos demais, o PAPR é igual a 3,3487 dB, portanto 2,9455 dB maior no OFDM.

### 5.2.1

#### Resultados Obtidos

São apresentados, para os métodos analisados, os resultados obtidos, em forma de gráficos de barras, para o erro RMS, módulo e fase, bem como o desvio padrão, também módulo e fase. Optou-se por apresentar neste item somente a relação entre raios com o objetivo de reduzir o número de figuras. Como mencionado anteriormente este é o indicador mais significativo. Os resultados da comparação com o canal de referência estão no Anexo A – Capítulo 5, Volume II, bem como a comparação detalhada para cada um dos métodos, mostrando o comportamento associado ao valor da não linearidade.

#### 5.2.1.1

##### Modelo de Saleh

A Figura 5.17 apresenta os resultados do erro RMS da relação entre raios tomada ao longo dos valores do recuo. Embora o método STDCC possua os piores valores quando se encontra envolvido o raio de ordem 3, a precisão da relação Raio2/Raio1 é alta e pouco pior que os demais métodos.

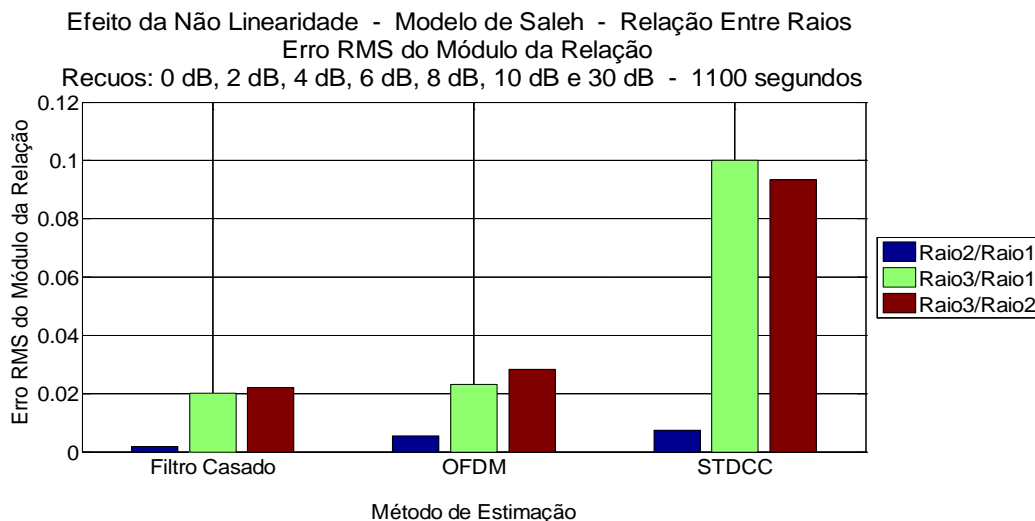


Figura 5.17 – Módulo do erro RMS da relação entre raios

Quanto à sensibilidade, a variação da não linearidade representada pelo desvio padrão, a Figura 5.18 indica o OFDM como o pior dos métodos embora a ordem de grandeza desta sensibilidade seja  $10^{-3}$  ou 0,1 %.

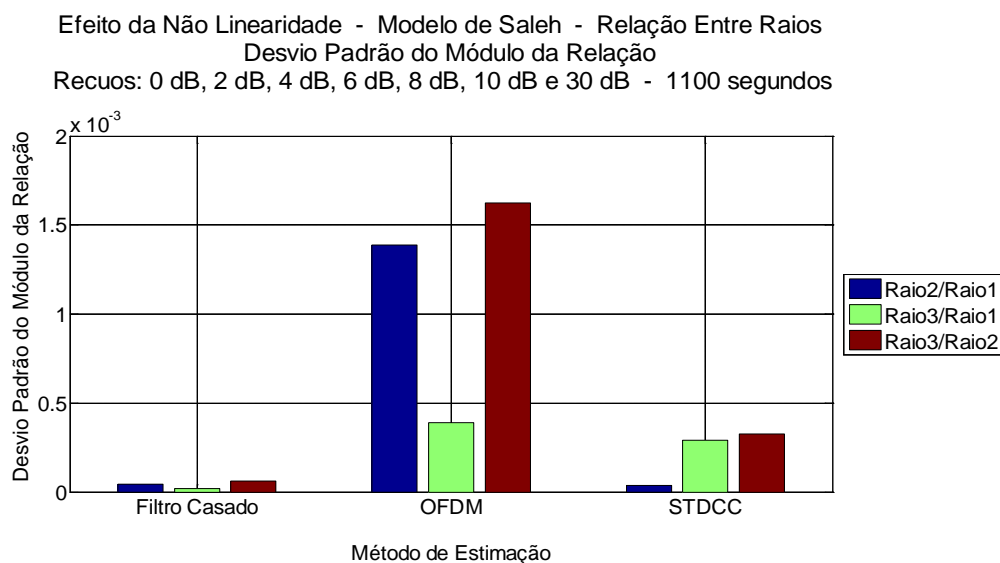


Figura 5.18 – Desvio padrão do módulo do erro da relação entre raios

A precisão na estimação do erro RMS de fase é semelhante nos três métodos comparados, sendo notável o maior erro para o raio 2, degradando tanto a fase da relação Raio2/Raio1 quanto Raio3/Raio2. Na realidade existe uma redundância da informação na relação Raio3/Raio2. A Figura 5.19 explicita este comentário.

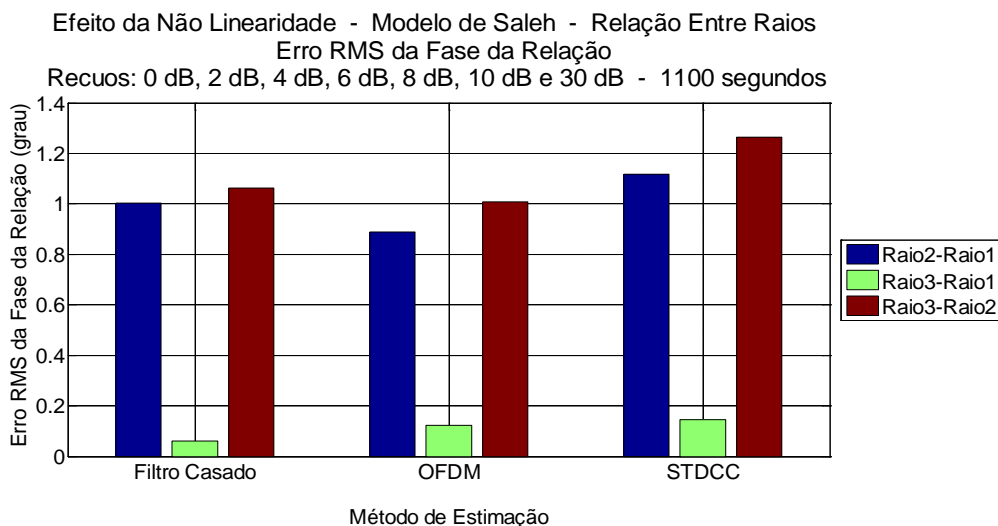


Figura 5.19 – Erro de fase RMS da relação entre raios

A Figura 5.20 apresenta a sensibilidade dos métodos à variação da não linearidade representada pelo desvio padrão do erro de fase. Nela o OFDM aparece como o pior dos métodos para o raio2. Aplica-se, neste caso, o comentário referente à Figura 5.19. O desvio padrão do erro RMS de fase no Filtro Casado é irrelevante bem como para o STDCC.

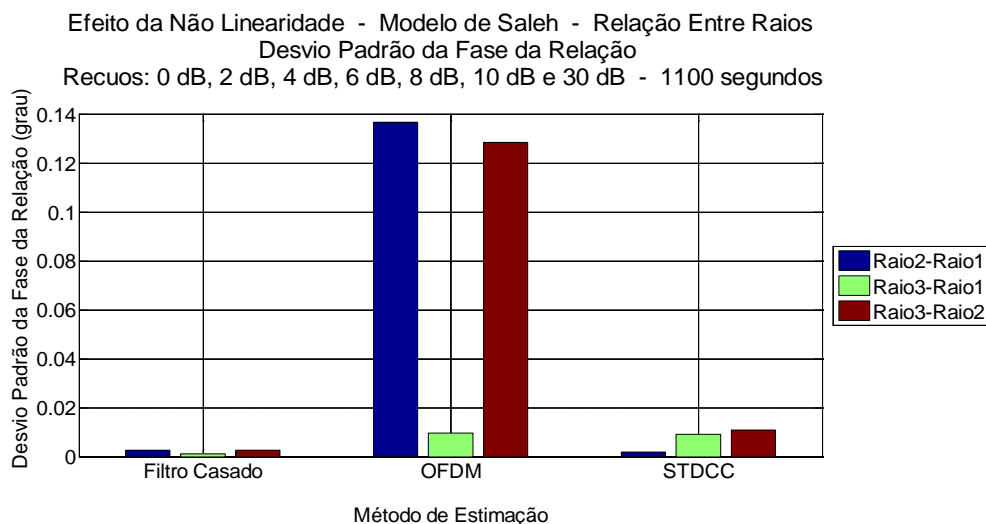


Figura 5.20 – Desvio padrão do erro de fase da relação entre raios

### 5.2.1.2

#### Modelo de Ghorbani

São apresentados os resultados do erro RMS e desvio padrão, em módulo e fase, para a relação entre raios tomados ao longo da variação do recuo. Para a

comparação com o canal de referência, os resultados estão no Anexo A – Capítulo 5, Volume II.

Aplicam-se ao módulo do erro RMS do modelo de Ghorbani as mesmas observações feitas para este indicador no modelo de Saleh. Referir-se à Figura 5.21.

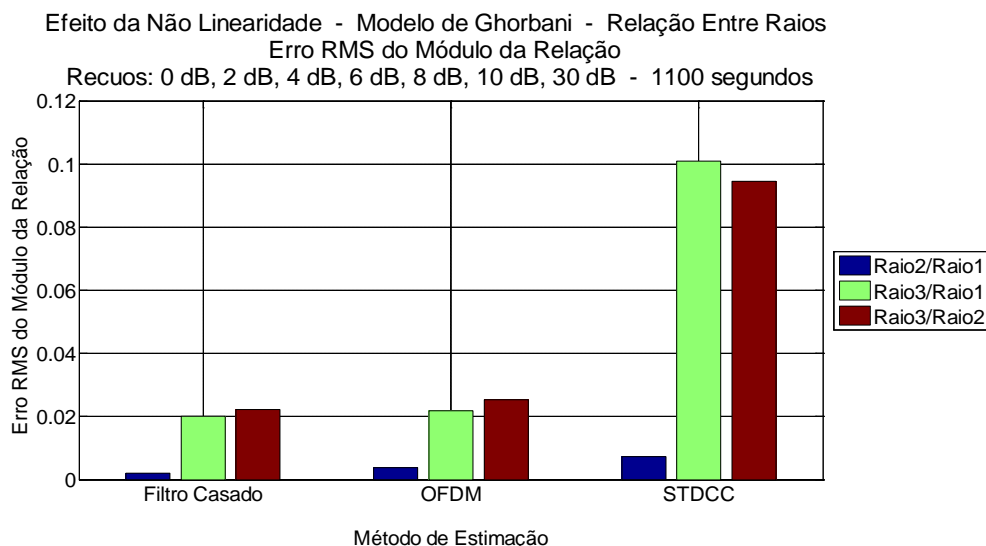


Figura 5.21 – Módulo do erro RMS da relação entre raios – módulo

Do ponto de vista do módulo do desvio padrão, observa-se o OFDM como o mais sensível à não linearidade embora o módulo do máximo desvio padrão não alcance 0,1%. Referir-se à Figura 5.22.

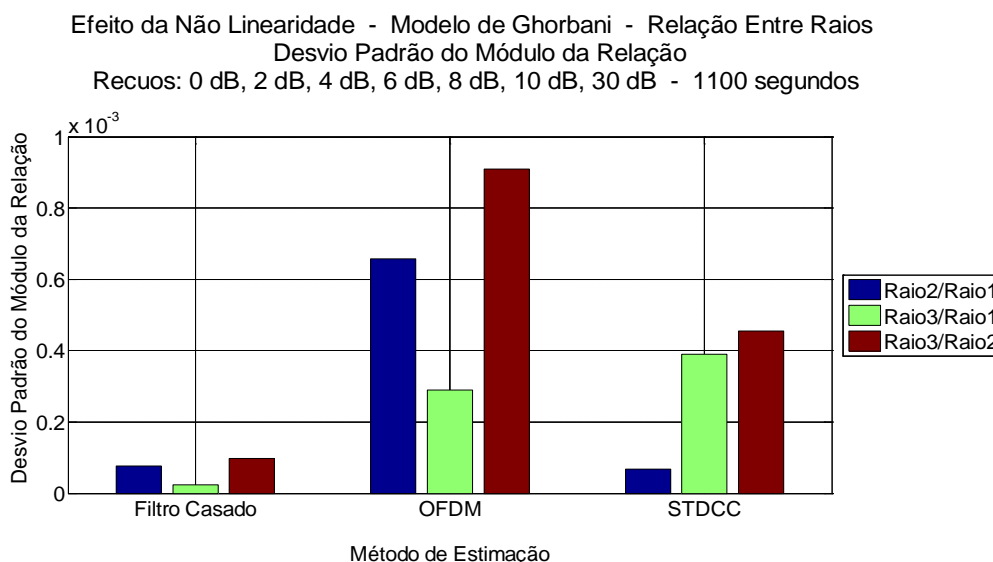


Figura 5.22 – Desvio padrão do módulo do erro da relação entre raios

Repete-se, aqui, a análise feita para o comportamento do erro RMS de fase do modelo de Saleh. Referir-se à Figura 5.23.

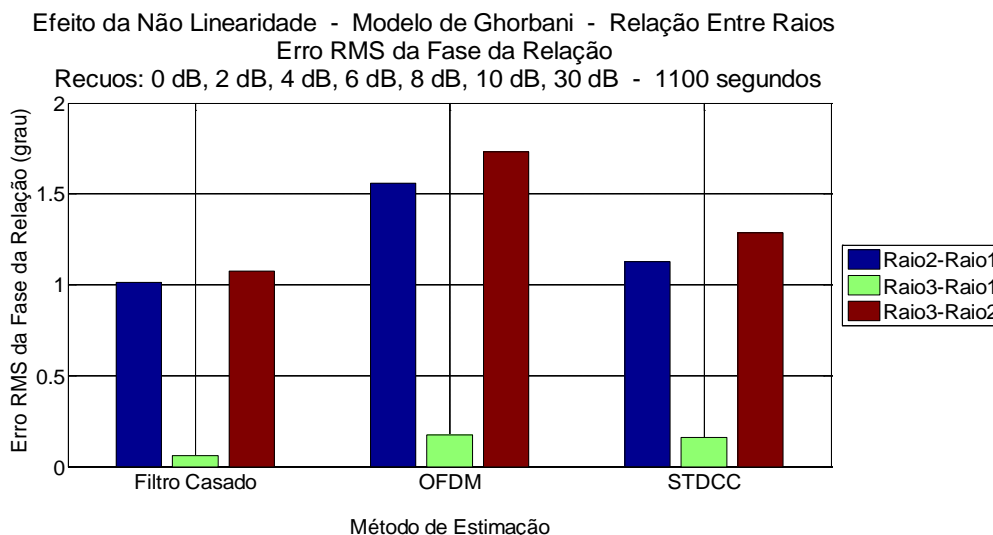


Figura 5.23 – Erro de fase RMS da relação entre raios

Aplicam-se, para o desvio padrão do erro RMS da fase do modelo de Ghorbani, os comentários feitos para este mesmo indicador do modelo de Saleh. Referir-se à Figura 5.24.

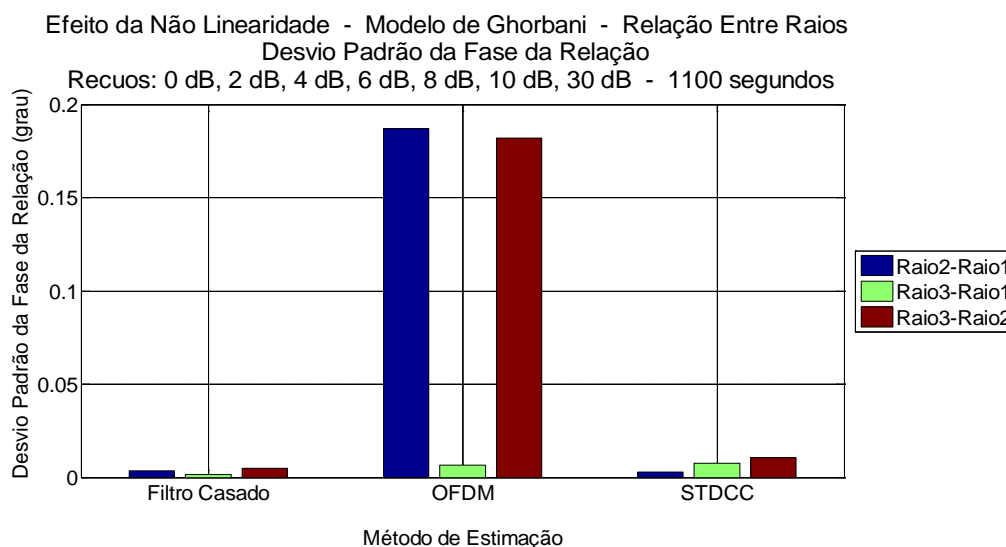


Figura 5.24 – Desvio padrão do erro de fase da relação entre raios

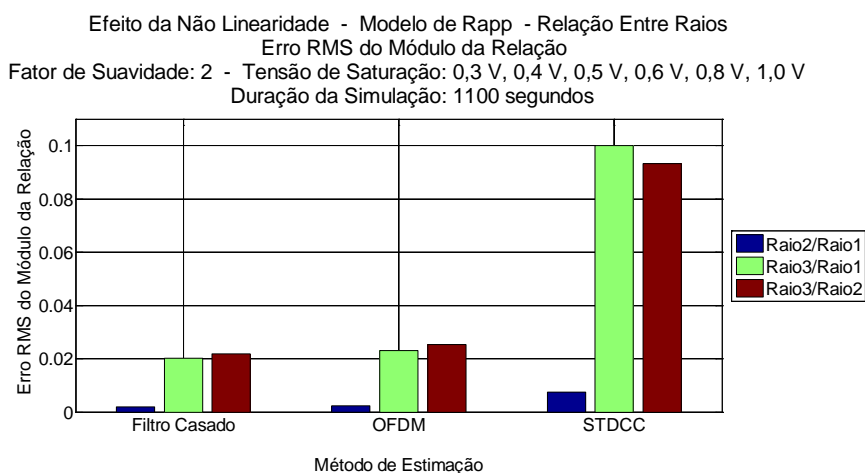
### 5.2.1.3

#### Modelo de Rapp

São apresentados os resultados do erro RMS e desvio padrão, em módulo e fase, para a relação entre raios tomados em relação à tensão de saturação. Para a

comparação com o canal de referência, os resultados estão no Anexo A – Capítulo 5, Volume II.

Aplicam-se ao módulo do erro RMS do modelo de Rapp as mesmas observações feitas para este indicador no modelo de Saleh. Referir-se à Figura 5.25.



Figura

5.25 – Módulo do erro RMS da relação entre raios

O método STDCC apresenta os piores resultados para o desvio padrão do erro RMS do módulo da relação, embora não sendo grande a diferença para os demais métodos. Nota-se, entretanto, que o valor deste parâmetro é mínimo como se observa na Figura 5.26.

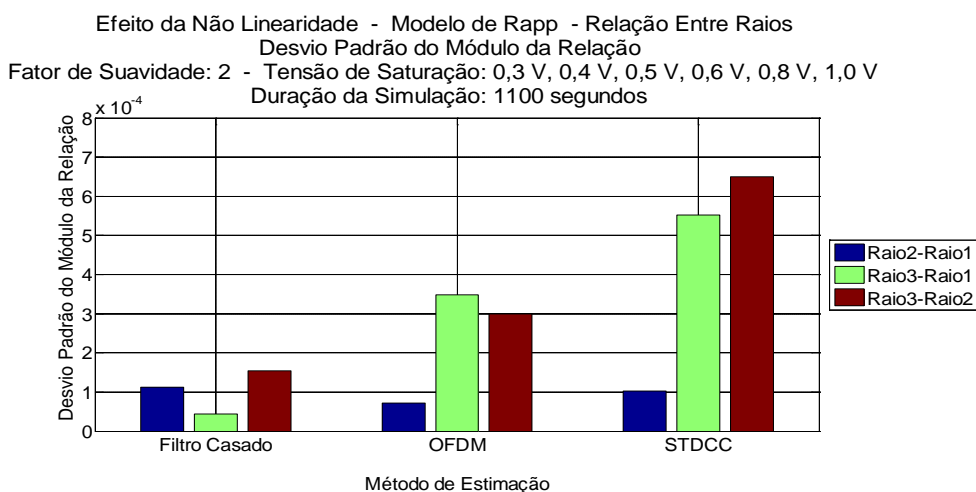


Figura 5.26 – Desvio padrão do módulo do erro da relação entre raios

O comportamento dos métodos sujeitos a não linearidade do modelo de Rapp, no aspecto fase, são muito semelhantes ao encontrado no modelo de Saleh,

tanto para o erro RMS de fase quanto para o correspondente desvio padrão.

Referir-se às Figuras 5.27 e 5.28.

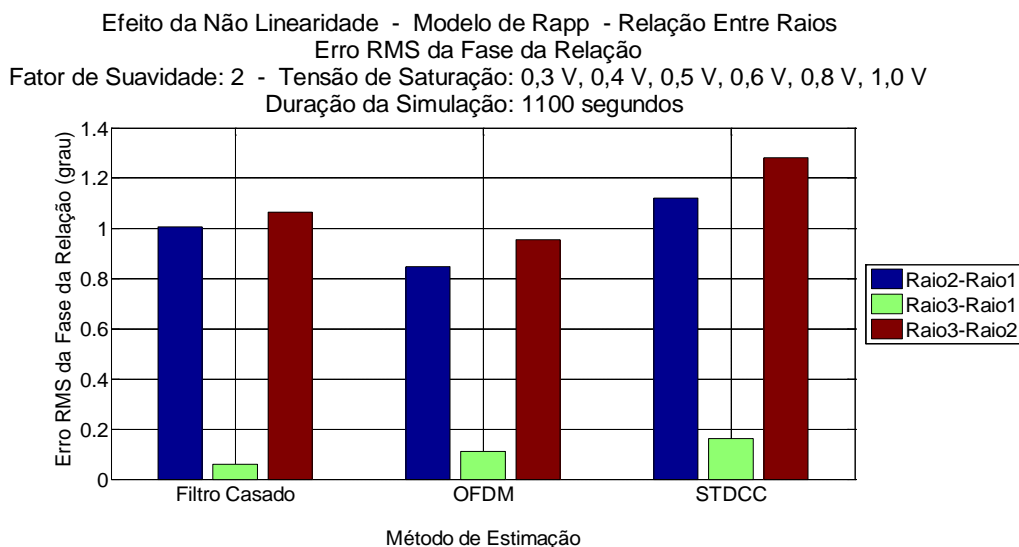


Figura 5.27 – Erro de fase RMS da relação entre raios

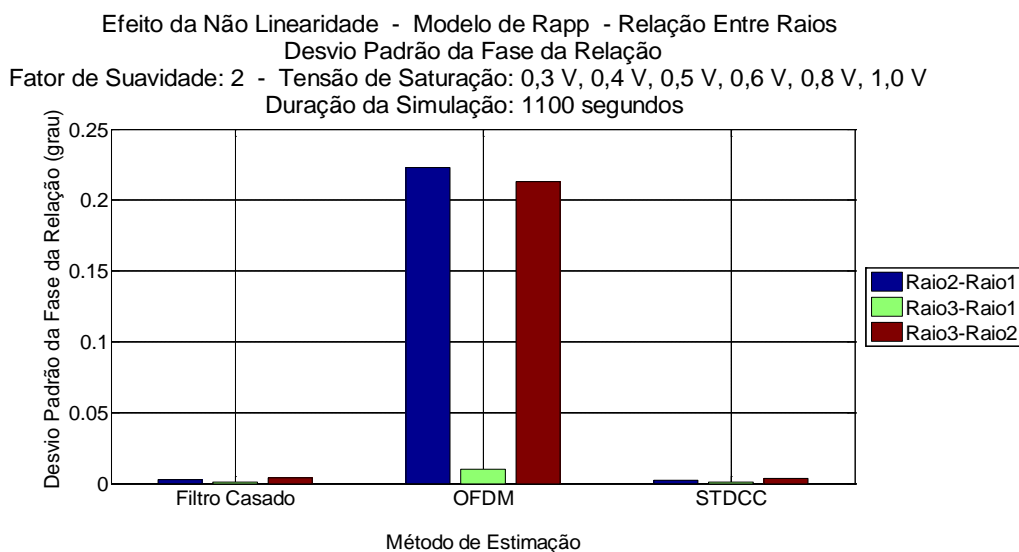


Figura 5.28 – Desvio padrão do erro de fase da relação entre raios

#### 5.2.1.4

##### Modelo Polinomial Cúbico

São apresentados os resultados do erro RMS e desvio padrão, em módulo e fase, para a relação entre raios tomados ao longo da potência de entrada associada ao ponto de 1 dB de compressão. Para a comparação com o canal de referência, os resultados estão no Anexo A – Capítulo 5, Volume II.

Aplicam-se, ao módulo do erro RMS do modelo polinomial cúbico, as mesmas observações feitas para este indicador no modelo de Saleh. Referir-se à Figura 5.29.

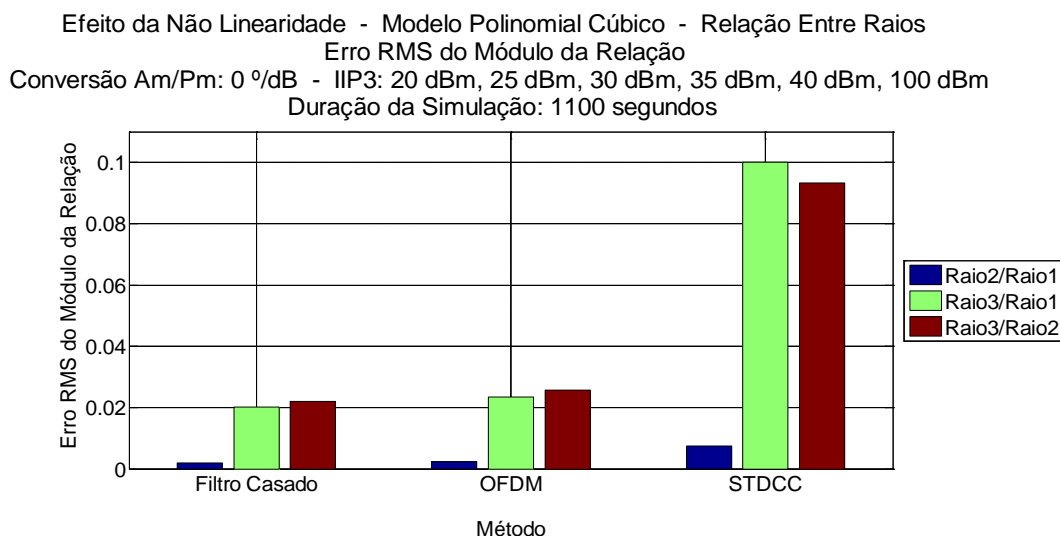


Figura 5.29 – Módulo do erro RMS da relação entre raios

O método STDCC apresenta os piores resultados para o desvio padrão do erro RMS do módulo da relação, embora não sendo grande a diferença para os demais métodos. Nota-se, entretanto, que o valor deste parâmetro é mínimo como se observa na Figura 5.30.

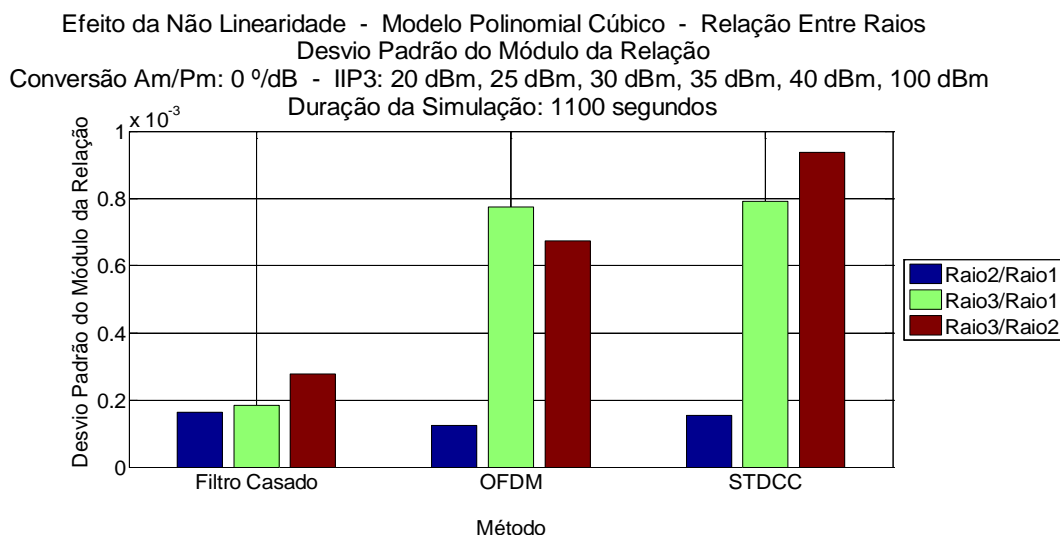


Figura 5.30 – Desvio padrão do módulo do erro da relação entre raios

O comportamento dos métodos sujeitos a não linearidade do modelo polinomial cúbico no aspecto fase são muito semelhantes ao encontrado no



modelo de Saleh, tanto para o erro RMS de fase quanto para o correspondente desvio padrão. Referir-se às Figuras 5.31 e 5.32.

Efeito da Não Linearidade - Modelo Polinomial Cúbico - Relação Entre Raios  
 Erro RMS da Fase da Relação  
 Conversão Am/Pm: 0 %/dB - IIP3: 20 dBm, 25 dBm, 30 dBm, 35 dBm, 40 dBm, 100 dBm  
 Duração da Simulação: 1100 segundos

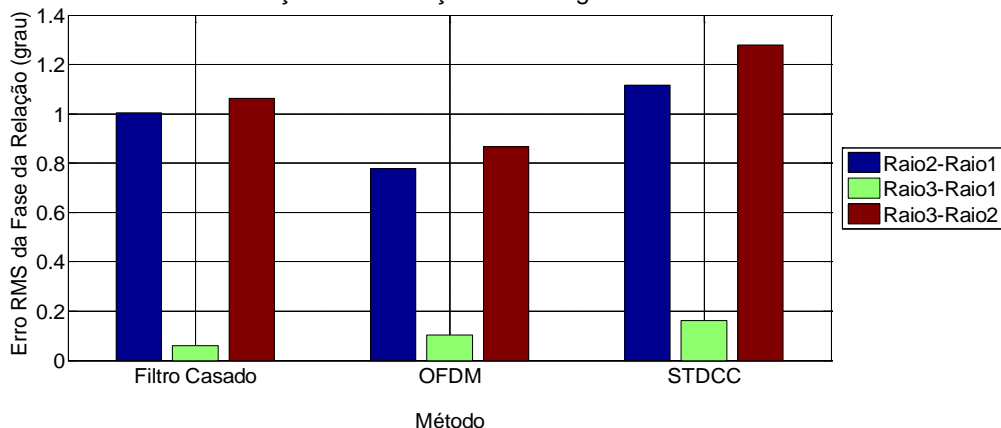


Figura 5.31 – Erro de fase RMS da relação entre raios

Efeito da Não Linearidade - Modelo Polinomial Cúbico - Relação Entre Raios  
 Desvio Padrão da Fase da Relação  
 Conversão Am/Pm: 0 %/dB - IIP3: 20 dBm, 25 dBm, 30 dBm, 35 dBm, 40 dBm, 100 dBm  
 Duração da Simulação: 1100 segundos

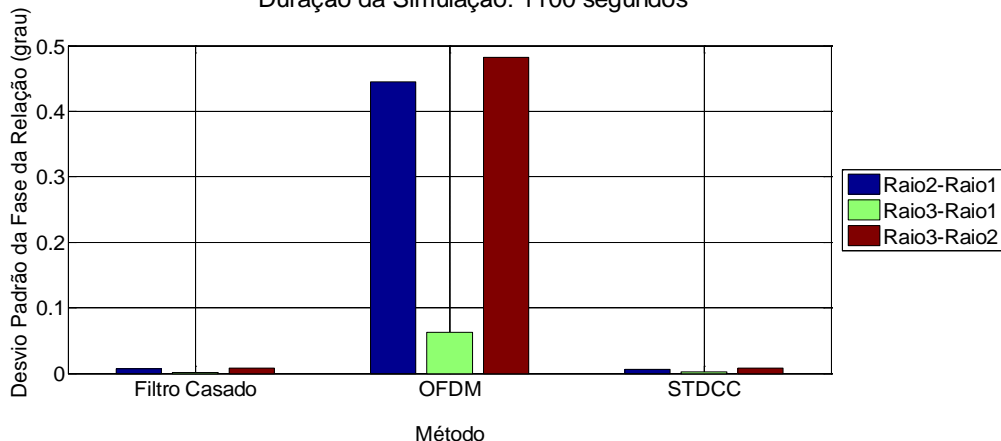


Figura 5.32 – Desvio padrão do erro de fase da relação entre raios

## 5.2.2

### Análise dos resultados

Embora os resultados desta análise devam ser vistos com cautela uma vez que os parâmetros de representação da intensidade das não linearidades entre os modelos são heterogêneos, nota-se um comportamento muito similar entre eles, independente do modelo de não linearidade aplicado. Isto pode ser observado nas Figuras 5.33 e 5.34 para o módulo e fase do erro RMS.

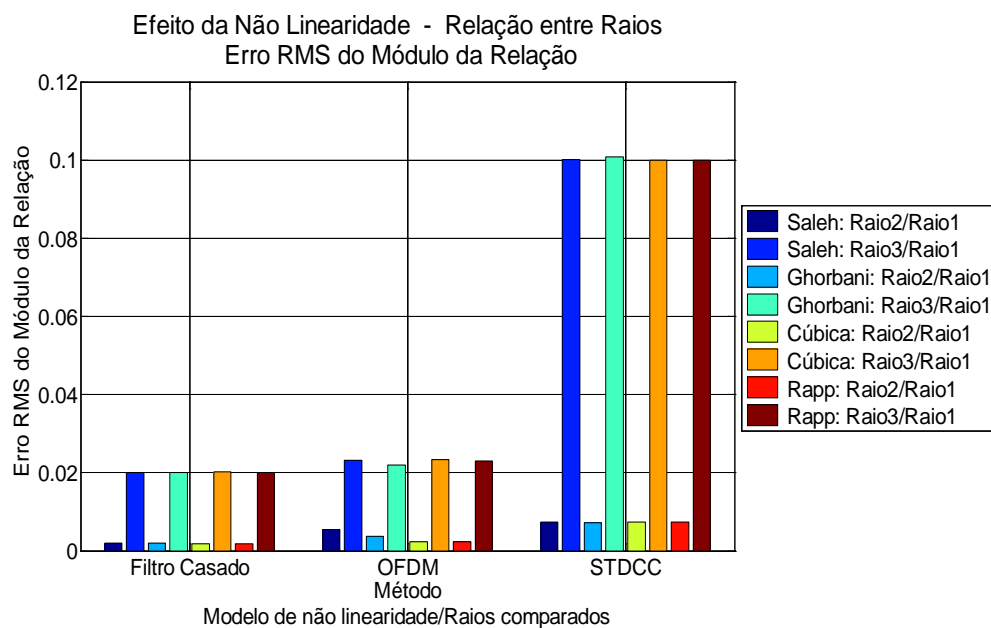


Figura 5.33 – Erro RMS do módulo da relação – Resultados comparados

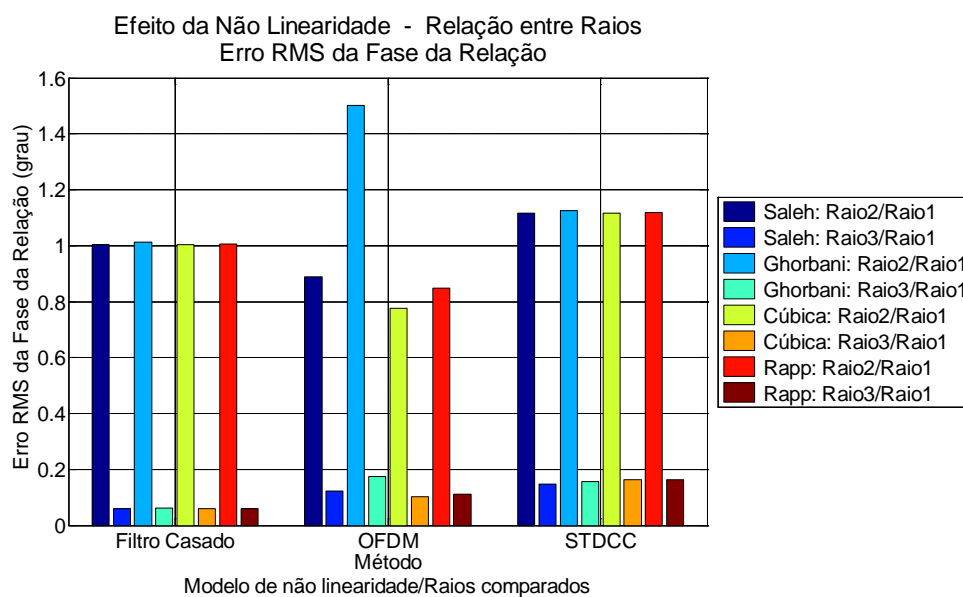


Figura 5.34 – Erro RMS da fase da relação – Resultados comparados

### 5.2.2.1

#### Erro RMS

#### Saleh versus Ghorbani

Ao serem comparados o modelo de Saleh com o de Ghorbani ambos apresentando, simultaneamente, conversão AM/AM e AM/PM observa-se:

- Módulo do erro RMS: os resultados são em tudo similares, sendo Filtro Casado e OFDM os que apresentam menor erro RMS enquanto o STDCC possui o pior desempenho.

- Fase do erro RMS: Quanto à fase os resultados são semelhantes, sendo o OFDM o método que apresenta maiores valores de erro RMS no modelo de Ghorbani.

### **Polinomial Cúbico versus Rapp**

Ressalta-se que ambos possuem somente conversão AM/AM.

Em módulo e fase os resultados são praticamente idênticos.

### **Saleh versus Cúbico**

Neste caso são comparados um modelo de não linearidade que apresenta as duas formas de distorção com outro que apresenta, apenas, a conversão AM/AM.

Em módulo e fase os resultados são muito semelhantes donde se conclui que a presença da conversão AM/PM não possui influência sobre os métodos.

#### **5.2.2.2**

#### **Desvio Padrão**

O método OFDM, dentre os analisados, é aquele que apresenta maior sensibilidade às não linearidades em quase todas as comparações entre modelos. No entanto as sensibilidades dos três métodos de estimação às não linearidades modeladas por Saleh, Ghorbani, Rapp e polinomial cúbica são de ordem de grandeza desprezível.

### **5.3**

#### **Limitações Impostas pelas Especificações para os Espectros Transmitidos sobre as Não Linearidades**

É de conhecimento geral a influência das não linearidades sobre o espalhamento que sofre o espectro do sinal modulado a ser transmitido. Os órgãos

normativos estabelecem limites de forma a garantir o uso racional e otimizado das bandas de frequências. A ITU-R [13] afirma ‘*Os canais rádio são tipicamente limitados em banda, sendo as bandas de frequência recursos finitos. Uma característica altamente desejável de um sistema rádio é a capacidade de transmitir informações a uma taxa de  $R$  bit/s sobre um canal de largura de banda predefinida de  $B$  Hz maximizando a eficiência espectral definida como  $\eta = R/B$  bit/s/Hz. Ao mesmo tempo o controle da interferência sobre os canais adjacentes precisa ser realizado. No sentido de alcançar estes objetivos o espectro tem que ser formatado convenientemente*’.

### Espectros gerados antes e após o filtro formatador

Para facilitar a análise dos espectros após a passagem do sinal a ser transmitido pela não linearidade, são apresentados os espectros encontrados antes e depois de sua formatação pelo filtro raiz quadrada do cosseno levantado. Ressalta-se que foi usado um fator de arredondamento (*roll-off*) igual a 0,5 nestes filtros. Nas imagens após o filtro cosseno levantado, as linhas verticais marcam a frequência de Nyquist e o dobro deste valor na taxa de transmissão em banda básica.

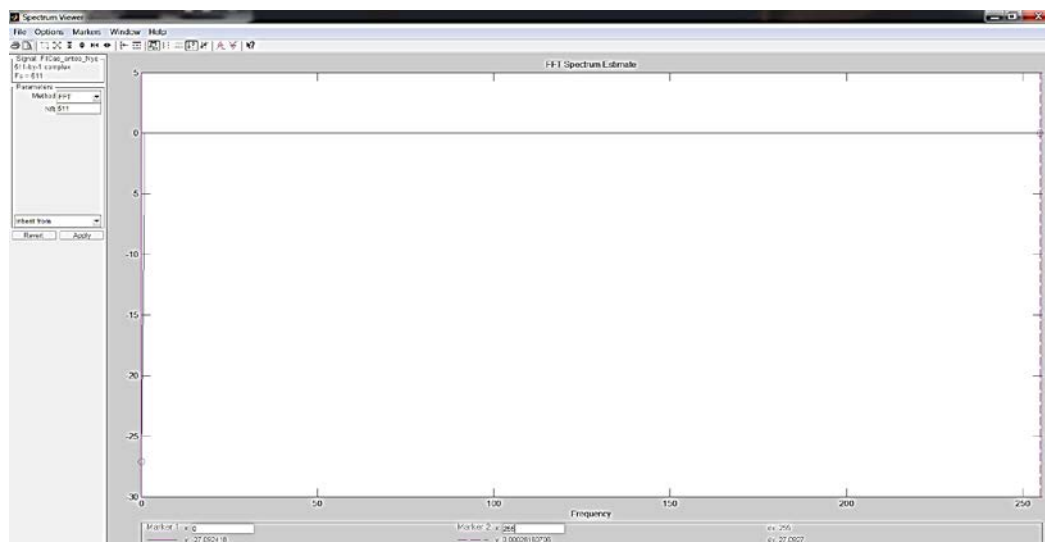


Figura 5.35 – Espectro antes do Filtro Cosseno Levantado - STDCC e Filtro Casado

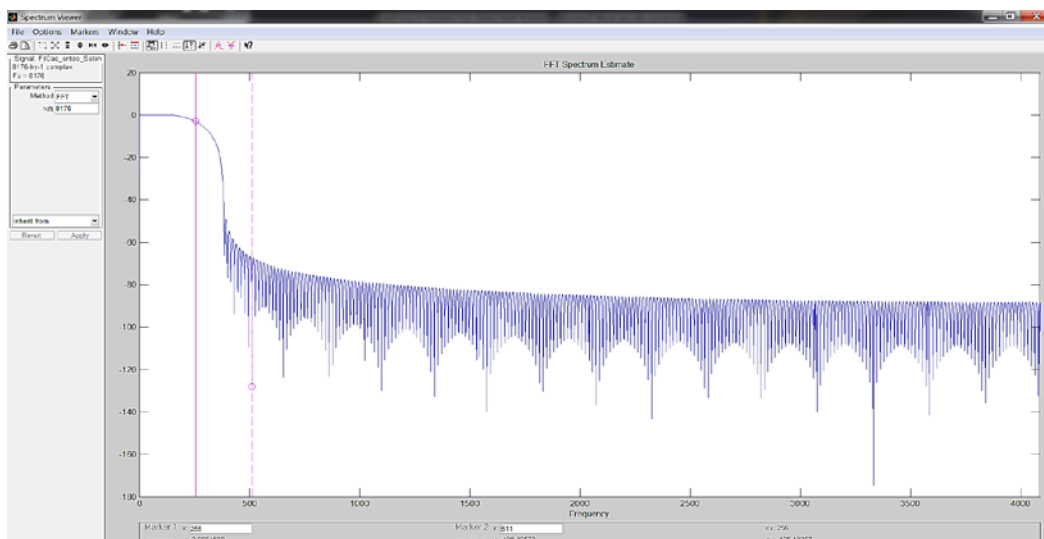


Figura 5.36 – Espectro após o Filtro de Cosseno Levantado - STDCC e Filtro Casado

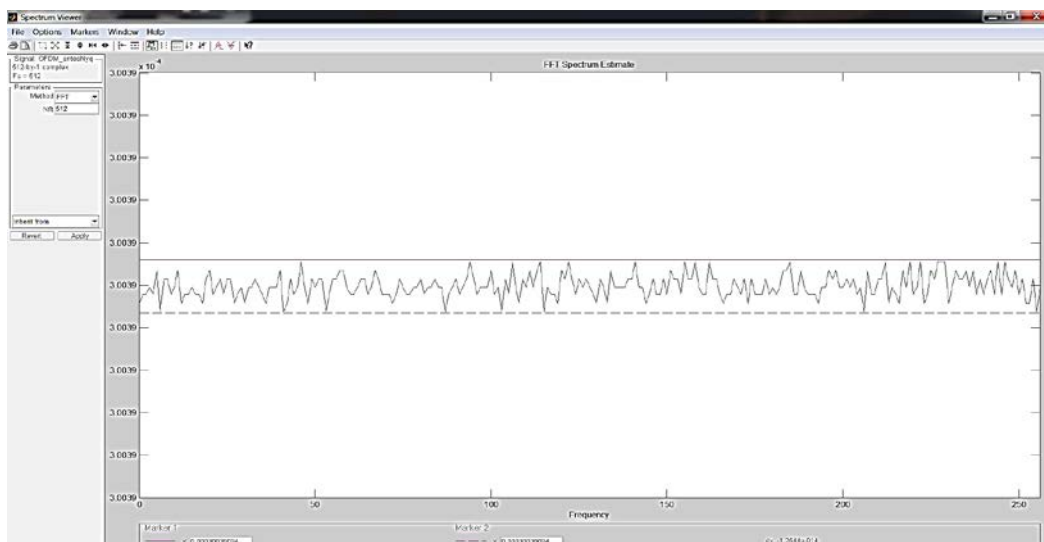


Figura 5.37 – Espectro antes do Filtro de Cosseno Levantado - OFDM

Na Figura 5.37 a ondulação observada no espectro é resultado de uma expansão excessiva da escala vertical. Se esta usasse a mesma escala da Figura 5.35 ver-se-ia uma linha horizontal no nível zero.

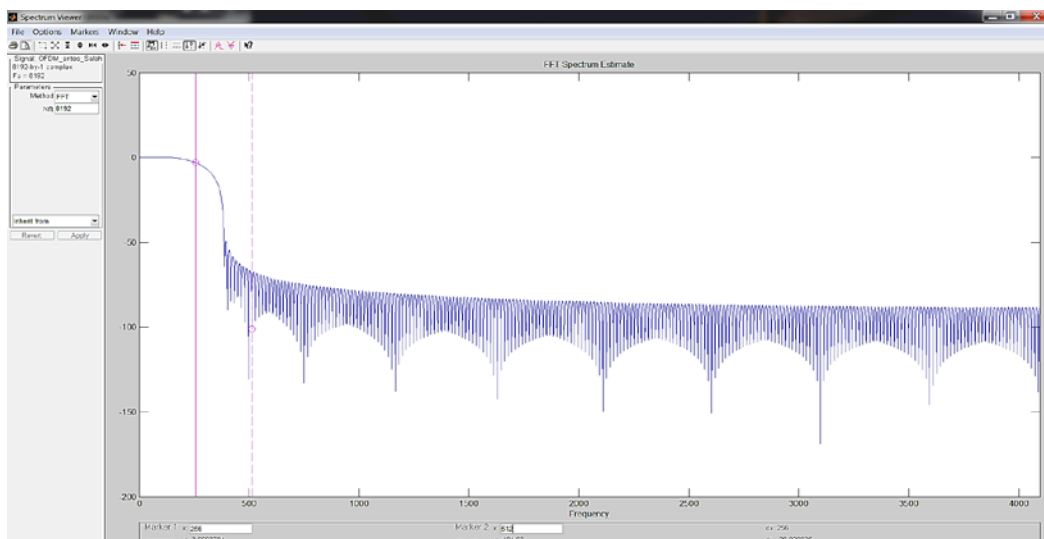


Figura 5.38 – Espectro após o Filtro de Cosseno Levantado - OFDM

### Limites adotados para o espectro transmitido

Foi adotado como limite para os espectros gerados pelas não linearidades o mencionado em [24] e [25] adaptado para as condições das simulações. Para o método OFDM, a banda de Nyquist em banda básica é igual a  $(\frac{1}{2}) \times 512$  (Hz) e para STDCC e Filtro Casado,  $(\frac{1}{2}) \times 511$  (Hz).

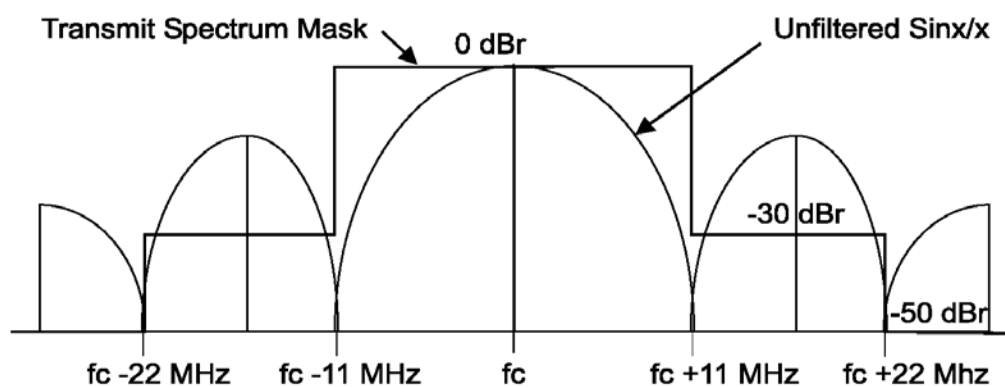


Figura 5.39 – Espectro especificado como padrão para as sondas simuladas (Fig. 15-11, pg. 569, item 15.4.7.4 de [25])

### 5.3.1

#### Modelo de Saleh

As Figuras 5.40 a 5.43 apresentam os espectros após a passagem pela não linearidade representada pelo modelo de Saleh que atendem a especificação

apresentada no item 5.3.2. Elas indicam que se deve trabalhar na realização da simulação, com um recuo de 6 dB para os métodos STDCC e Filtro Casado e 9 dB para o método OFDM.

Na Figura 5.40 está indicado o nível 30 dB abaixo da referência na faixa de frequências entre 511 Hz e 1022 Hz como recomendado na máscara da Figura 5.39. A Figura 5.40 mostra o nível 50 dB abaixo da referência recomendado como limite para as frequências acima de 1022 Hz. Ambas os espectros foram obtidos com um recuo de 6 dB para os sinais transmitidos pelas sondas Filtro Casado e STDCC.

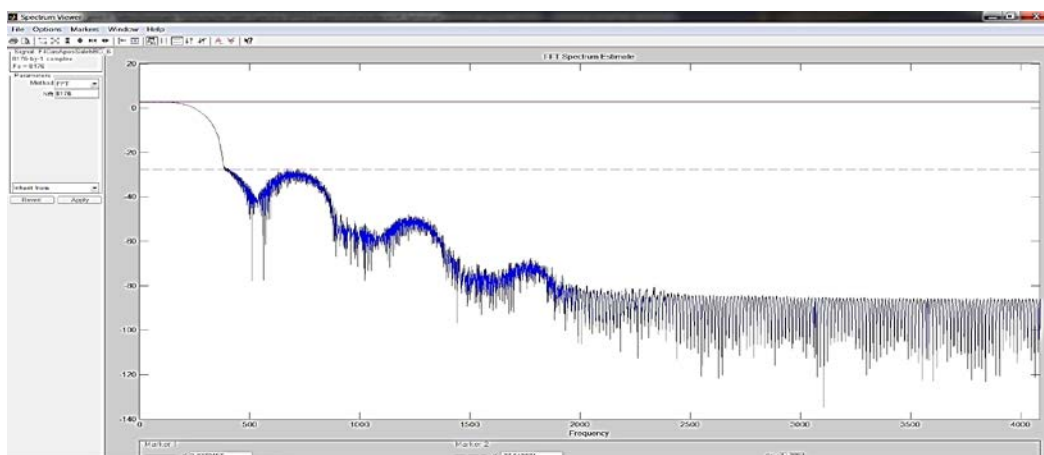


Figura 5.40 – Espectros do STDCC e Filtro Casado com recuo de 6 dB - limite entre 511 Hz e 1022 Hz

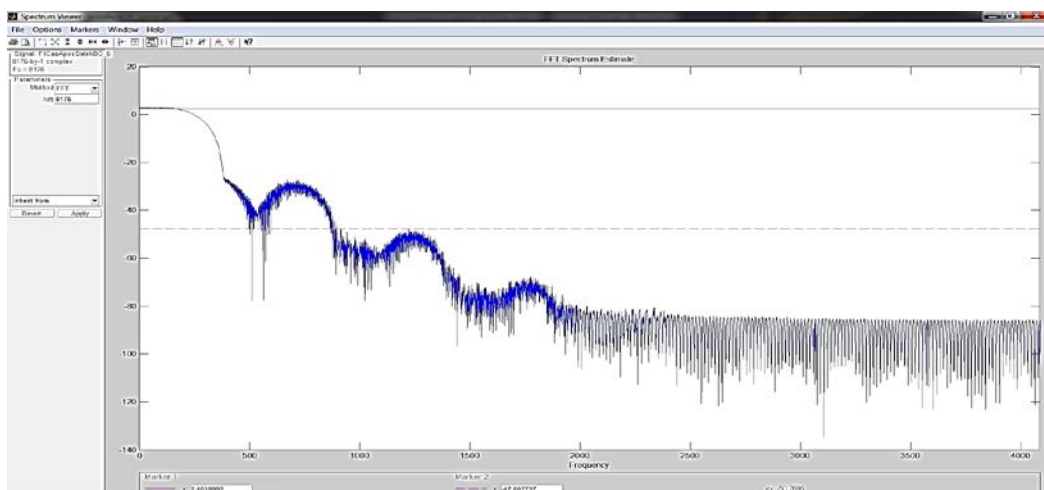


Figura 5.41 – Espectros do STDCC e Filtro Casado com recuo de 6 dB – limite acima de 1022 Hz

A Figura 5.42 indica o nível 30 dB abaixo da referência na faixa de frequências entre 512 Hz e 1024 Hz como recomendado na máscara da Figura 5.39. A Figura 5.43 mostra o nível 50 dB abaixo da referência recomendado como

limite para as frequências acima de 1024 Hz. Ambos os espectros foram obtidos com um recuo de 9 dB para os sinais transmitidos pela sonda OFDM.

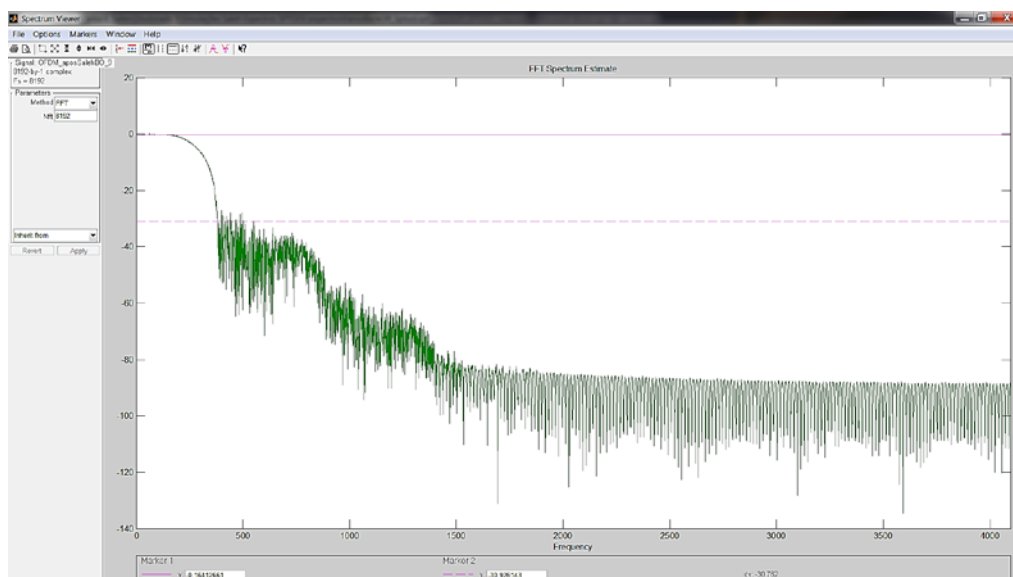


Figura 5.42 – Espectro do OFDM com recuo de 9 dB - limite entre 512 Hz e 1024 Hz

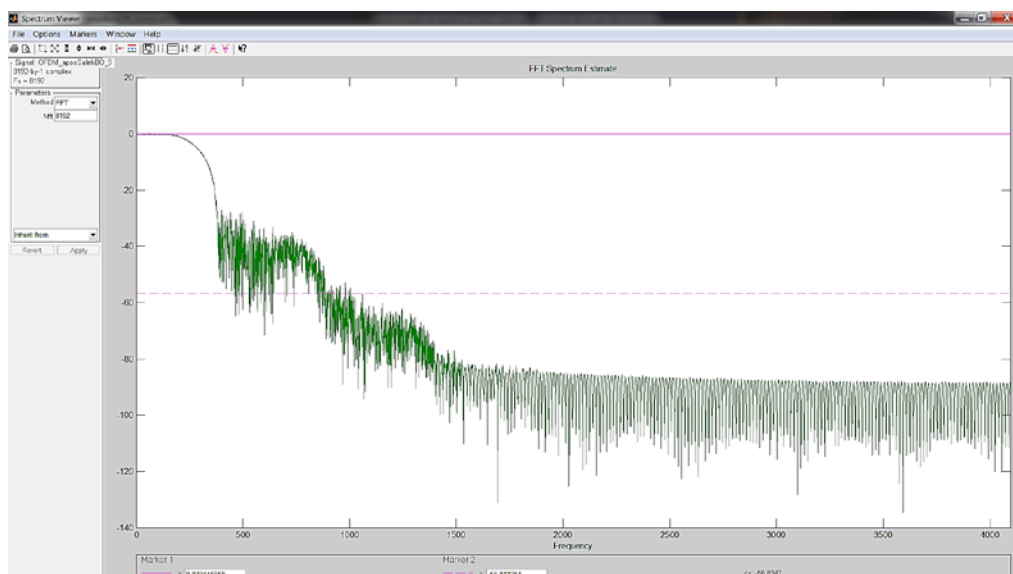


Figura 5.43 – Espectro do OFDM com recuo de 9 dB – limite acima de 1024 Hz

## Modelos de Ghorbani, Rapp e Polinomial Cúbico

No Anexo B – Capítulo 5, Volume II, são apresentados alguns espectros obtidos para esses modelos comparando o resultado da variação do parâmetro de não linearidade para um mesmo modelo de sonda ou seu efeito para dois modelos. Como o sinal usado para os métodos de Filtro Casado e STDCC são idênticos basta, então, a comparação entre um desses e o gerado pelo método OFDM.



## EFEITO ISOLADO DO RUÍDO DE FASE

O objetivo deste capítulo é apresentar o desempenho das sondas usadas para estimação do canal rádio móvel empregando os métodos STDCC, Filtro Casado e OFDM, na ocorrência do ruído de fase presente no oscilador local do receptor, livre do ruído térmico aditivo Gaussiano branco e sem não linearidade no amplificador de potência utilizado no transmissor.

Inicialmente, no item 6.1, é feita uma introdução ao ruído de fase bem como apresentadas as condições sob as quais foram realizadas as simulações. No item 6.2 encontram-se os resultados obtidos para o erro RMS e desvio padrão para a relação entre raios e na comparação com o canal de referência tomados ao longo de nove diferentes valores de ruído de fase utilizados.

Os resultados detalhados para cada valor de ruído de fase na relação entre raios e na comparação com o canal de referência encontram-se no Anexo A – Capítulo 6, Volume II.

### 6.1

#### Ruído de Fase

O ruído de fase é um fenômeno elétrico que degrada a pureza espectral de osciladores. A saída de um oscilador ideal é uma senoide pura, representada por um impulso no domínio da frequência. Na prática, contudo, existem fontes de ruído no oscilador que espalham sua frequência fazendo-a fugir de sua posição ideal, gerando outras frequências indesejadas próximas à portadora. Essas frequências resultam de fontes de ruído modulando o oscilador que aparecem acima do patamar de ruído e próximas da frequência desejada. O ruído de fase é usualmente especificado como a relação entre a potência da portadora e a densidade de potência de ruído (potência de ruído existente numa banda de 1 Hz) distante de um determinado valor de frequência, em Hz, da portadora. Na literatura este afastamento da portadora é conhecido como frequência de ‘*off-set*’.

Provavelmente o mais famoso modelo de ruído de fase seja o de Lesson [27]. Nele, o autor considerou o oscilador como um sistema linear invariante no tempo com realimentação. O oscilador pode ser visto como um amplificador possuindo realimentação através de um filtro. Ele oscilará se o seu ganho for suficiente para superar a atenuação do filtro e se o deslocamento de fase é correto. Caso a amplitude seja limitada de alguma forma, o amplificador pode operar em classe A. Nesta situação, o modelo de Lesson se aplica à descrição das principais características do ruído que se distribui em torno da portadora.

Segundo [26] a equação (6.1), conhecida por fórmula de Lesson, descreve os diversos componentes espectrais de ruído em um VCO (*Voltage-controlled oscillator*).

$$L_{PM} \approx 10 \log \left[ \frac{FkT}{A} \frac{1}{8Q_L^2} \left( \frac{f_0}{f_m} \right)^2 \right] \quad (6.1)$$

onde:

$L_{PM}$  : densidade de ruído de fase na banda lateral única (dBc/Hz);

$F$ : fator de ruído do dispositivo operando no nível de potência  $A$  (escala linear);

$k$ : constante de Boltzmann ( $1,38 \times 10^{-23}$  J/K);

$T$ : temperatura (K);

$A$ : potência de saída do oscilador (W);

$Q_L$ : fator  $Q$  do oscilador (adimensional);

$F_0$ : frequência do oscilador;

$F_m$ : frequência de ‘*off-set*’.

Para a equação de Lesson ser aplicável é necessário que atenda as seguintes condições [26]:

- A frequência de ‘*off-set*’ deve ser maior que a frequência de cintilação (‘*flicker*’);
- Seja conhecido o fator de ruído na potência de operação;
- O dispositivo deve operar em uma faixa linear;
- $Q$  deve incluir os efeitos das perdas dos componentes, as cargas do circuito e as cargas do ‘*buffer*’;
- O oscilador deve usar um único ressonador.

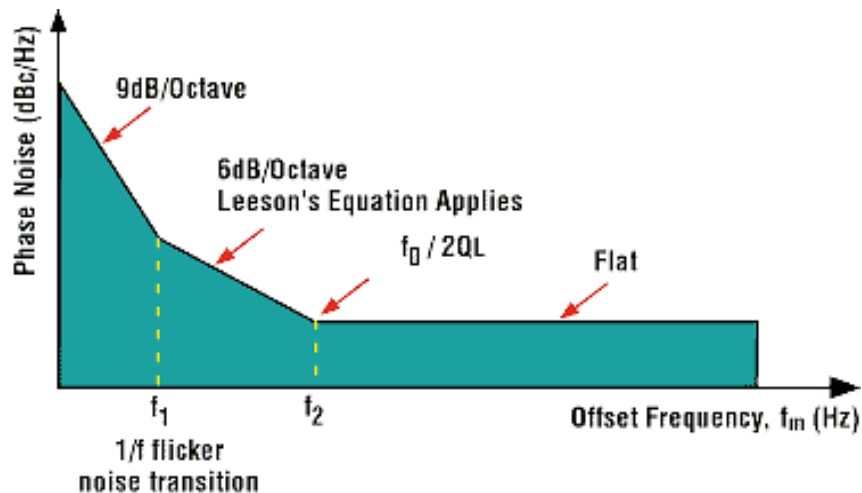


Figura 6.1 – Espectro de frequência do ruído de fase (Curtin, M., O'Brien, P. “Phase-locked loops for high-frequency receivers and transmitters – part 2”)

Observa-se na Figura 6.1 que na faixa de frequência na qual a equação de Lesson se aplica, a taxa de decrescimento do ruído de fase obedece à razão  $1/f$ .

Esta mesma razão é usada no Matlab® para simular o ruído de fase a ser introduzido nos sistemas. A Figura (6.2) apresenta um exemplo de resposta em frequência de um filtro usado no Matlab® que usa como referência para a geração de ruído de fase os modelos apresentados por Kasdin [30].

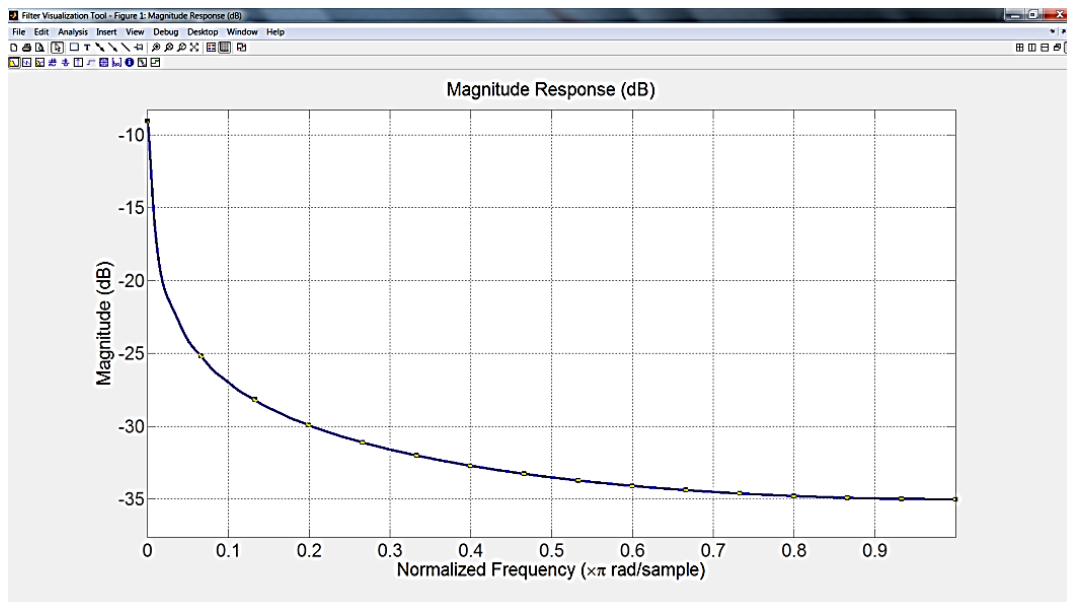


Figura 6.2 – Exemplo do espectro do ruído de fase gerado pelo Matlab®

Observa-se em Armada [29] que uma variância de  $1,33 \text{ rad}^2$  do ruído de fase causa uma degradação equivalente entre 10 dB e 25 dB da relação  $E_b/N_0$  normalmente encontradas nos sistemas. Não é recomendado, portanto, o uso de

um oscilador local que possua tal valor de variância para os sistemas OFDM. Da curva de ruído de fase versus frequência de ‘*off-set*’, apresentada em [29], correspondente a essa variância, extrai-se o valor -40 dBc para 100 Hz. Esta referência foi usada na escolha do valor máximo a ser usado nas simulações, degradando-o ainda de 5 dB. Os limites inferiores de ruído de fase foram escolhidos a partir das especificações do analisador de espectro de micro-ondas Anritsu modelo MS2781B.

Assim, nas simulações realizadas, foi determinado 100 Hz como frequência de ‘*off-set*’ e utilizados os seguintes valores para os níveis de ruído de fase: -35 dBc, -40 dBc, -45 dBc, -50 dBc, -60 dBc, -70 dBc, -80 dBc, -90 dBc, -120 dBc. Varrendo esta gama de valores analisa-se o comportamento dos métodos desde valores muito elevados de ruído de fase (por exemplo, -35 dBc e -40 dBc), passando por valores típicos encontrados nas especificações dos instrumentos de medição até alcançar -120 dBc, um valor extremamente baixo para equipamentos.

## 6.2

### Efeitos do Ruído de Fase na Qualidade da Estimação de Canais Rádio Móveis

Neste item são apresentados os resultados aglutinados mostrando a influência do ruído de fase na precisão dos resultados da aplicação dos três modelos de sondas utilizados para estimação do canal rádio móvel. São usados, para isto, o erro RMS e desvio padrão, tomados ao longo da variação do ruído de fase, para relação entre raios e para a relação com o canal de referência.

#### 6.2.1

##### Resultados da Comparação entre Raios

A Figura 6.3 mostra o erro RMS tomado ao longo de nove valores do ruído de fase. Observa-se um comportamento muito semelhante entre os métodos Filtro Casado e OFDM. Ambos possuem um resultado muito preciso na relação  $Raio2/Raio1$  e um erro de aproximadamente 3% toda vez que o raio três é considerado. O método STDCC apresenta também um melhor desempenho ao estimar a relação  $Raio2/Raio1$ , porém uma ordem de grandeza pior que o

resultado do Filtro Casado (0,0015/0,0147). Novamente, quando o raio 3 está envolvido, os resultados encontrados são piores, sendo o erro RMS aproximadamente igual a 10%.

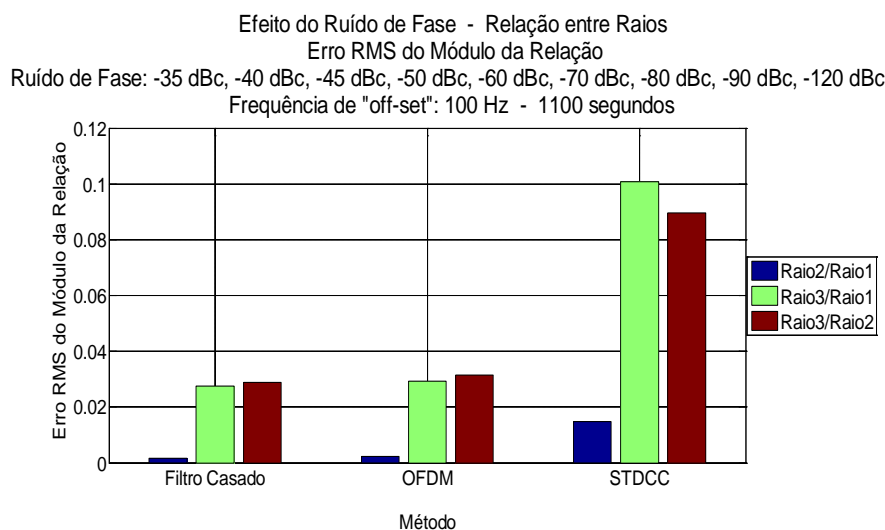


Figura 6.3 – Erro RMS da relação entre raios - Módulo

Na Figura 6.4 observa-se o Filtro Casado como sendo o método de menor sensibilidade à variação do ruído de fase sendo seguido, de perto, pelo OFDM. Curiosamente, no STDCC, a relação Raio2/Raio1 possui uma grande sensibilidade ao ruído de fase. Se observada a Figura A.6.1 no Volume II, verifica-se que entre -35 dBc e -60 dBc este ruído influi no valor do módulo da relação, sendo irrelevante a partir daí.

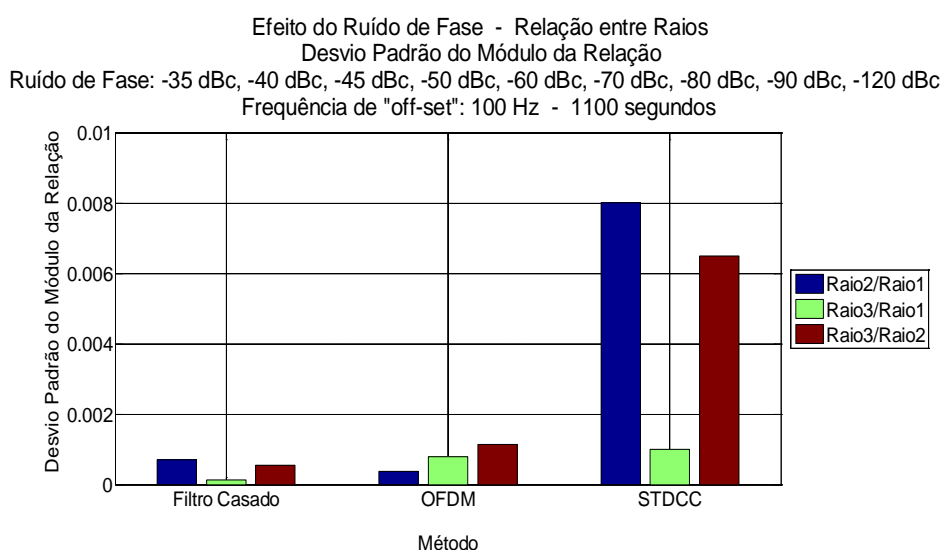


Figura 6.4 – Desvio padrão do erro da relação entre raios - Módulo

Do comportamento do erro RMS da fase da relação, apresentado na Figura 6.5, conclui-se que a variação do ruído de fase pouco influencia a qualidade dos três métodos, uma vez que o seu valor máximo encontrado é da ordem de  $2^\circ$ .

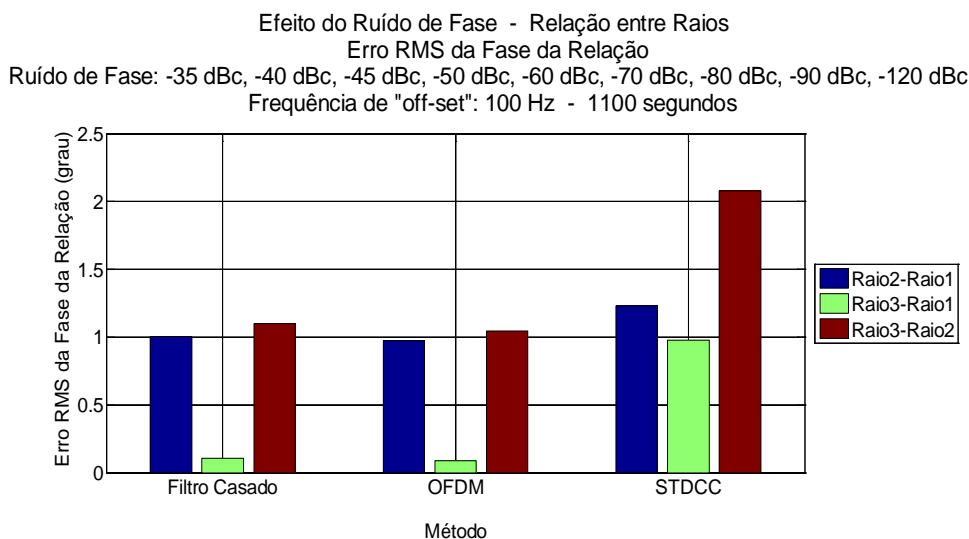


Figura 6.5 – Erro RMS da relação entre raios - Fase

Quanto à sensibilidade do desvio padrão dos métodos à variação do ruído de fase, observa-se na Figura 6.6, que o STDCC é o pior deles. Entretanto, os seus valores máximos observados ficam em torno de  $0,8^\circ$  o que torna irrelevante a influência do ruído de fase sobre a qualidade da estimação da fase se observado em conjunto com o erro RMS da fase.

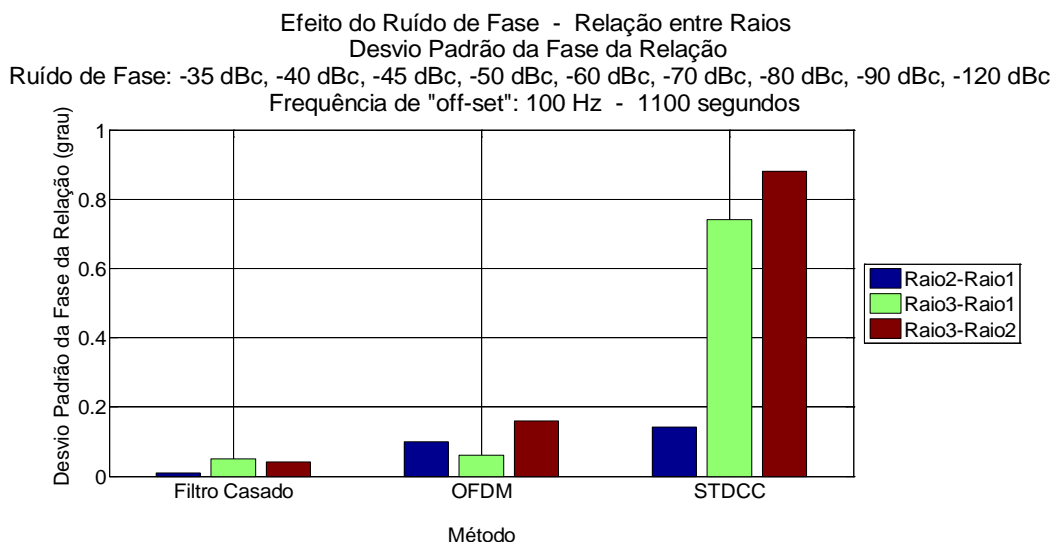


Figura 6.6 – Desvio padrão do erro da relação entre raios - Fase

## 6.2.2

### Resultados da Comparação com o Canal de Referência

A Figura 6.7 mostra o erro RMS tomado ao longo de nove valores do ruído de fase na comparação com o canal de referência. Observa-se um comportamento muito semelhante entre os métodos Filtro Casado e OFDM. Ambos possuem resultados mais precisos nas relações que envolvem os raios 1 e 2, da ordem de 7,5%, e de 8,5% para o raio 3 quando comparado com a referência. O método STDCC apresenta um desempenho 1% pior que os demais métodos, raio a raio. Como esta diferença é desprezível, conclui-se que os métodos são equivalentes neste aspecto. No entanto, observadas as Figuras A.6.7; A.6.9 e A.6.11 do anexo A deste Capítulo (Volume II), verifica-se que o ruído de fase afeta profundamente a qualidade dos três métodos para os valores de ruído de fase de -35 dBc e -40 dBc.

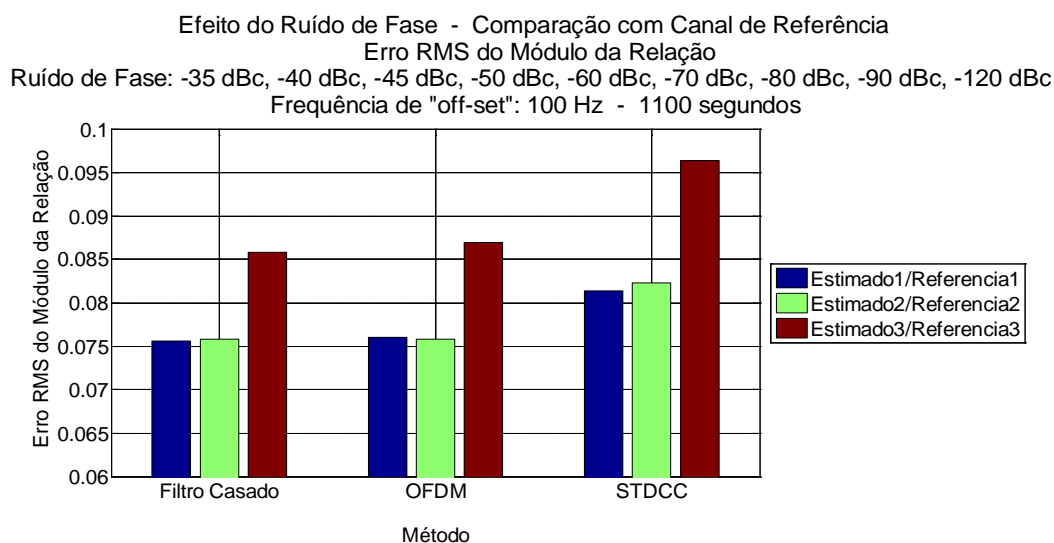


Figura 6.7 – Erro RMS da relação com o canal de referência – Módulo

Observando-se a figura 6.8 constata-se um comportamento equivalente dos três métodos. Novamente, se observadas as Figuras A.6.7; A.6.9 e A.6.11 do anexo A deste Capítulo (Volume II), conclui-se que a contribuição para o valor do desvio padrão é derivado da sensibilidade dos três métodos ao ruído de fase até o valor de -50 dBc, inclusive, já que a partir de -60 dBc não se observa a influência deste ruído sobre os resultados.

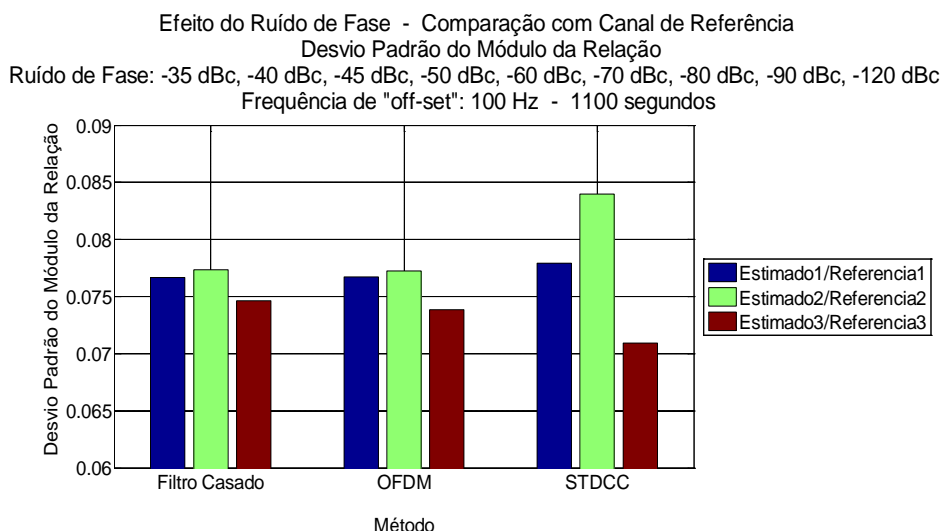


Figura 6.8 – Desvio padrão do erro da relação com o canal de referência - Módulo

O resultado da análise conjunta das figuras 6.9 e 6.10 indica a irrelevância dos valores do erro RMS e do desvio padrão da fase da relação entre o canal estimado e o canal de referência ao longo dos nove valores usados para avaliar a contribuição do ruído de fase. Assim, o maior valor encontrado para o erro RMS entre todos é de  $1,4^\circ$  para a relação Estimado2/Referência2 no método Filtro Casado. Também é desprezível o desvio padrão máximo inferior a  $0,6^\circ$  na relação Estimado3/Referência3 do método STDCC. O único aspecto a ser realçado é com respeito à relação Estimado2/Referência2 já que possui os piores resultados nos três métodos.

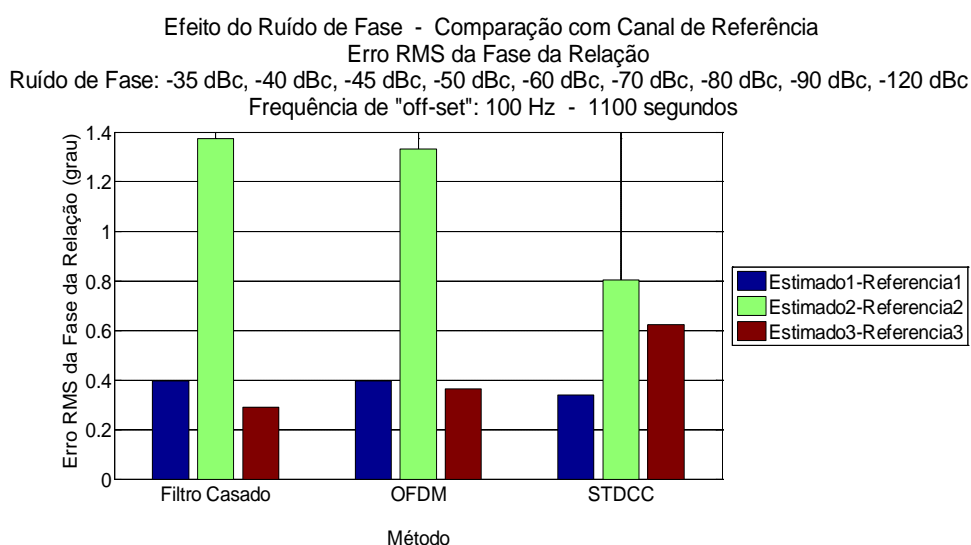


Figura 6.9 – Erro RMS da relação com o canal de referência – Fase



Efeito do Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência  
 Desvio Padrão da Fase da Relação  
 Ruído de Fase: -35 dBc, -40 dBc, -45 dBc, -50 dBc, -60 dBc, -70 dBc, -80 dBc, -90 dBc, -120 dBc  
 Frequência de "off-set": 100 Hz - 1100 segundos

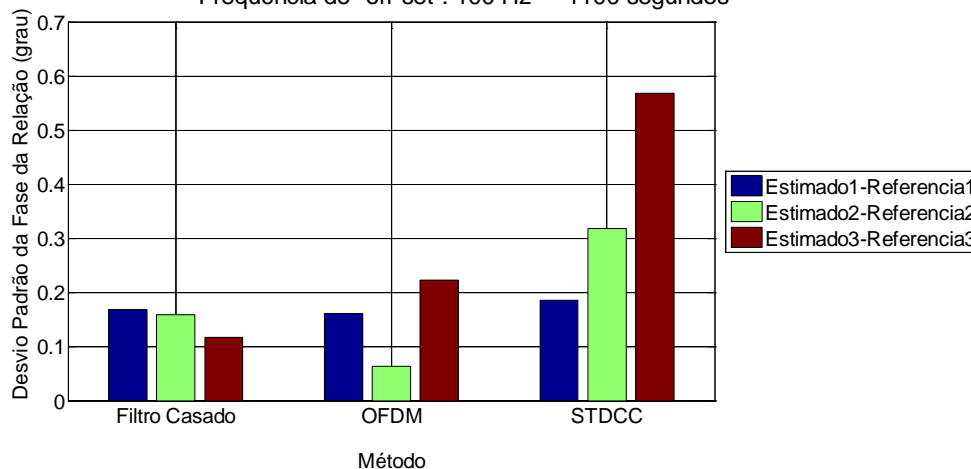


Figura 6.10 – Desvio padrão do erro da relação com o canal de referência - fase

## 6.3

### Análise dos resultados

#### 6.3.1

##### Relação entre raios

- Módulo

Os métodos Filtro Casado e OFDM apresentam erros RMS desprezíveis. Já o erro RMS no método STDCC alcança 10% no seu pior resultado. No aspecto desvio padrão, o método STDCC ainda é aquele que sofre maior influência para altos valores de ruído de fase.

- Fase

Todos os três métodos são pouco afetados pelo ruído de fase e por sua variação.

#### 6.3.2

##### Comparação com o canal de referência

- Módulo

Os três métodos apresentam resultados semelhantes, muito sensíveis a valores do ruído de fase igual ou superior a -50 dBc e pouco afetados para os

demais valores. Para a relação Estimado3/Referência3 se encontra o maior erro RMS nos três métodos, se aproximando de 10% no STDCC.

- Fase

Neste aspecto os três métodos possuem comportamentos próximos e tanto o valor do erro RMS quanto do desvio padrão apresentam valores irrelevantes.

## **EFEITO SIMULTÂNEO DAS IMPERFEIÇÕES NOS RESULTADOS DAS ESTIMAÇÕES – SEMENTE ÚNICA**

Este Capítulo apresenta a síntese dos resultados obtidos considerando as degradações estudadas, isoladamente, nos Capítulos 4, 5 e 6 atuando agora, simultaneamente, sobre os métodos de sondagem comparados. A ênfase, no entanto, é sobre a influência do nível de ruído térmico sobre a precisão de cada método. Adotado o modelo de Saleh para a não linearidade, foram simuladas para cada um de quatro diferentes valores do ruído de fase significativos, nove valores da relação  $E_b/N_0$  e tomado médias e desvio padrão ao longo destes nove valores.

O item 7.1 descreve as condições sob às quais os métodos de sondagem foram expostos. O item 7.2 trata dos resultados na relação entre raios. O item 7.3 aborda a comparação entre o canal estimado e o canal de referência, enquanto o item 7.4 traz uma síntese dos resultados alcançados.

### **7.1**

#### **Considerações Iniciais**

O canal Rayleigh, utilizado como referência, foi o mesmo usado nos Capítulos 4, 5 e 6, isto é, com idênticos vetores de atrasos discretos e ganhos médios, o mesmo valor de deslocamento Doppler máximo, espectro do espalhamento Doppler de Jakes e semente inicial. Foi adotado o modelo de Saleh para a não linearidade por este apresentar tanto a conversão AM/AM quanto a conversão AM/PM, além de ser proposto por [26] como básico para efeito de comparação em acesso em banda larga sem fio aplicável à norma IEEE 802.16. Foram usados os recuos necessários de forma a atender os limites do espectro a ser transmitido como apresentado no Capítulo 5. A máscara usada como referência foi mencionada no item 5.3.2, Figura 5.37. Considerando sua limitação sobre o espectro, mostrou-se naquele capítulo, que é necessário um recuo de 6 dB para os amplificadores de potência dos métodos Filtro Casado e STDCC, e 9 dB de recuo para o método OFDM. Por este motivo são usados pares de relação

$E_b/N_0$ , expressos em dB, na recepção. O primeiro valor do par se refere aos métodos que utilizam o recuo de 6 dB e o segundo, ao método OFDM que necessita de um recuo de 9 dB: (-10, -13), (-6, -9), (-3, -6), (0, -3), (+3, 0), (+6, +3), (+10, +7), (+30, +27) e (+60, +57). Observa-se que os primeiros valores de cada par correspondem aos usados para as relações  $E_b/N_0$  simuladas no Capítulo 4 e os limites escolhidos lá estão justificados.

Os valores de ruído de fase empregados são -40 dBc, -50 dBc, -60 dBc e -90 dBc, todos com frequência de *'off-set'* de 100 Hz. O maior dentre estes é considerado excessivo para utilização em sistemas reais como mencionado no item 6.1. Porém, com o propósito de experimento, é útil conhecer o seu impacto sobre os resultados obtidos. Os valores -50 dBc e -60 dBc representam a faixa de transição entre o valor inaceitável de ruído de fase e o valor de -90 dBc que já não causa nenhum efeito sobre a qualidade da estimação como pode ser observado no Anexo A ao Capítulo 6 (Volume II). Assim, foram realizadas trinta e seis simulações correspondendo a nove valores de relação  $E_b/N_0$  para cada um dos quatro valores de ruído de fase. As simulações tiveram duração de 1.100 segundos, garantindo a convergência dos filtros recursivos nos métodos OFDM e Filtro Casado e a obtenção da segunda estimativa do canal pesquisado pelo método STDCC.

Os resultados estão divididos em dois grandes grupos. O primeiro deles encontra-se no item 7.2 e trata daqueles obtidos pela aplicação da expressão (3.3), a denominada relação entre raios. Como exposto anteriormente no Capítulo 3 considera-se este grupo como sendo o de maior importância tendo em vista que, no campo, o canal de referência é a incógnita que se deseja determinar.

O segundo grupo, no item 7.3, decorrente da aplicação da expressão (3.2), mostra a relação entre o canal estimado e o canal de referência. O interesse na apresentação destas relações é oferecer uma imagem da capacidade de cada método de se aproximar quantitativamente do que é objeto da medição.

Os resultados detalhados da aplicação de (3.2) e (3.3) para as trinta e seis simulações realizadas estão no Anexo A deste Capítulo para consulta (Volume II).

## 7.2

### Relação entre Raios

Comparam-se os resultados obtidos para a relação entre raios organizando-os segundo os parâmetros erro RMS do módulo da relação, desvio padrão do módulo da relação, erro RMS da fase do complexo que exprime a relação e desvio padrão da fase acima mencionada. Para cada um dos quatro parâmetros citados são apresentados os resultados obtidos com os quatro diferentes valores de ruído de fase. Enfatiza-se que o objetivo primeiro é analisar a influência do ruído térmico sobre a qualidade da estimação efetuada pelos três métodos, comparados na presença de não linearidade e ruído de fase, sendo o ruído de fase o segundo parâmetro variado, tendo em vista que a não linearidade máxima permitida já é utilizada.

#### 7.2.1

##### Erro RMS do módulo da relação

Na sequência são mostrados os resultados do erro RMS do módulo da relação na presença de diversos valores da relação  $E_b/N_0$  para ruídos de fase de -40 dBc, -50 dBc, -60 dBc e -90 dBc em apenas duas figuras. A Figura 7.1 utiliza uma escala de ordenadas que possibilita a observação do resultado de todas as estimações enquanto a Figura 7.2 expande esta escala de modo a permitir distinguir os resultados que se sobrepõem na primeira figura.

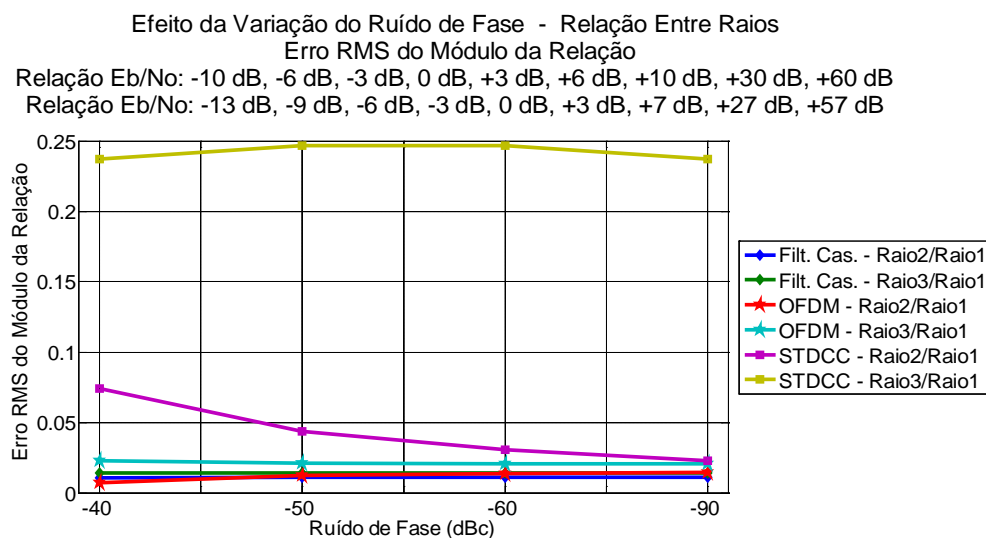


Figura 7.1 – Variação do erro RMS da relação entre raios – Módulo

A Figura 7.1 deixa clara a superioridade dos métodos OFDM e Filtro Casado sobre o STDCC no aspecto erro RMS do módulo da relação, na presença de ruído térmico, calculado a partir da expressão (3.2). A relação entre os raios 3 e 1, para o STDCC, apresenta um erro RMS de aproximadamente 25% , independente do ruído de fase presente. Ainda para o STDCC a relação entre os raios 2 e 1 é sensível ao valor do ruído de fase, tendo o seu erro declinado com a diminuição do ruído de fase, aproximando-se, ao final, dos demais métodos. Verifica-se ainda, observando a Figura 7.1, a não sensibilidade do Filtro Casado e do OFDM à variação do ruído de fase.

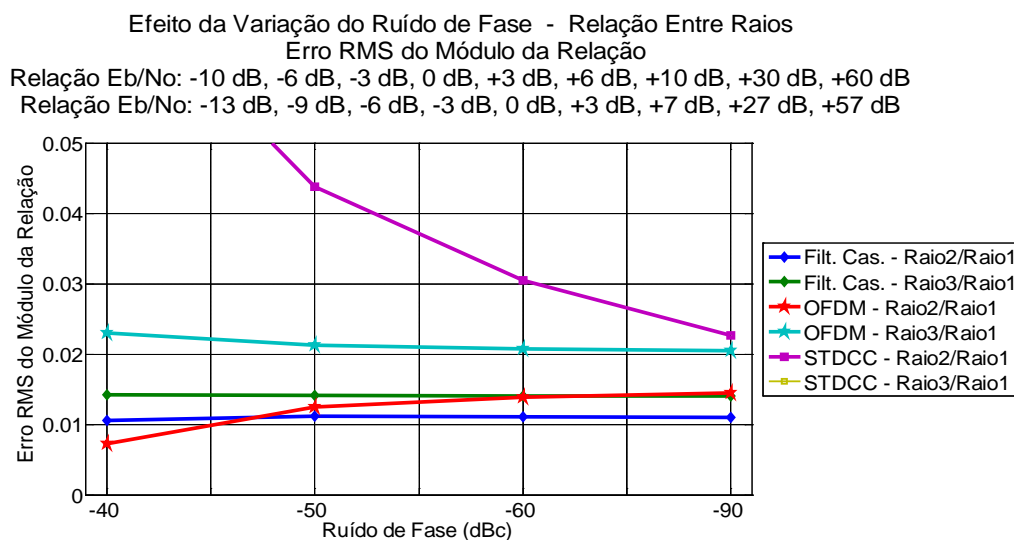


Figura 7.2 – Variação do erro RMS da relação entre raios – Módulo – Escala expandida

A Figura 7.2 mostra uma imagem microscópica da comparação entre o Filtro Casado e o OFDM. Enquanto o primeiro é insensível ao ruído de fase, o segundo é ligeiramente sensível aos altos valores deste ruído, com um comportamento uniforme para ruído de fase inferior a -60 dBc a 100 Hz. O valor do erro em toda a faixa de valores testados está compreendido, aproximadamente, entre 1 % e 2 %.

A observação de todos os resultados apresentados por este indicador mostra a eficácia do uso do filtro recursivo na redução da influência do ruído térmico nos métodos nos quais este filtro é empregado.

## 7.2.2

### Desvio padrão do módulo da relação

De forma similar ao apresentado no item 7.2.1, são mostrados os resultados do desvio padrão do módulo da relação para ruídos de fase de -40 dBc, -50 dBc, -60 dBc e -90 dBc em apenas duas figuras. A Figura 7.3 utiliza uma escala de ordenadas que possibilita a observação do resultado de todas as estimativas enquanto a Figura 7.4 expande esta escala de modo a permitir distinguir os resultados que se sobrepõem na primeira figura.

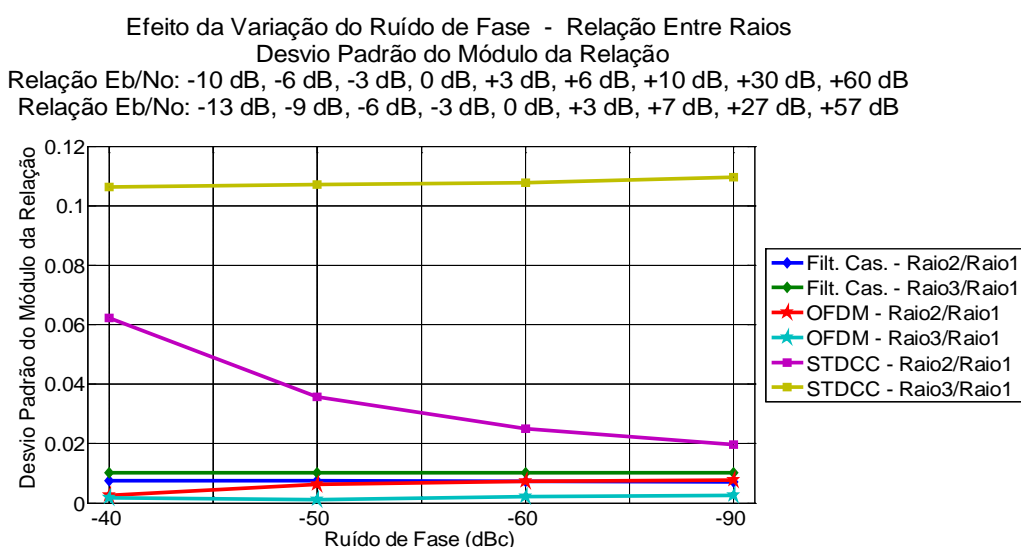


Figura 7.3 – Variação do desvio padrão da relação entre raios – Módulo

Novamente o método STDCC apresenta o pior resultado se comparado aos demais. Nele, o desvio padrão da relação entre o raio 3 e o raio 1 mostra uma grande sensibilidade ao valor da relação  $E_b/N_0$ , qualquer que seja o valor de ruído de fase considerado. A análise da relação Raio2/Raio1 indica que este método, neste caso, melhora o seu desempenho com a redução do ruído de fase embora seja de precisão inferior aos métodos que utilizam o filtro recursivo para redução do ruído. Os outros dois métodos serão analisados com o auxílio da Figura 7.4.

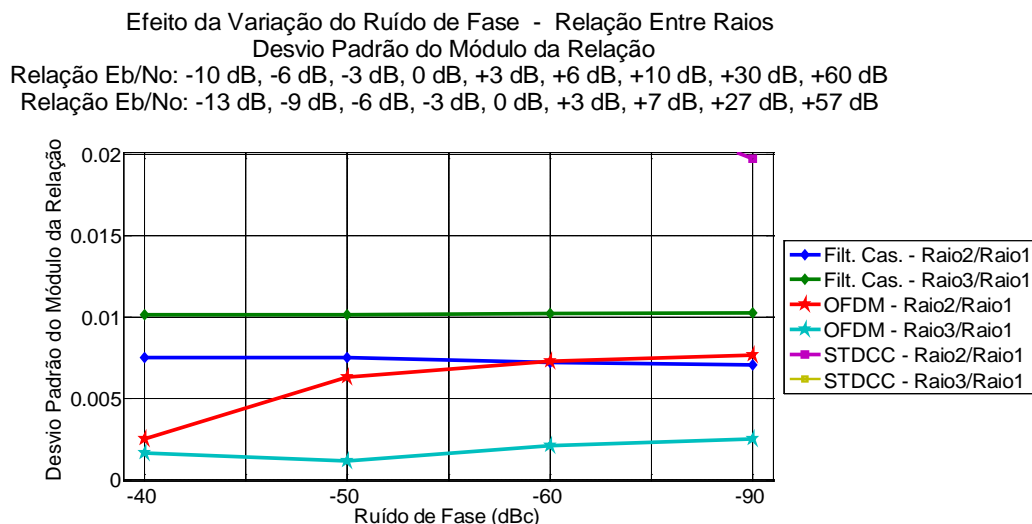


Figura 7.4 – Variação do desvio padrão da relação entre raios – Módulo - Escala expandida

Os resultados do Filtro Casado se mostram independentes do valor do ruído de fase. O método OFDM possui qualidade superior ao Filtro Casado na condição de alto ruído de fase, praticamente superando-o nos demais valores do ruído de fase. Do ponto de vista do ruído térmico, observa-se a eficácia do uso do filtro recursivo.

### 7.2.3

#### Erro RMS da fase da relação

Ainda como adotado no item 7.2.1, são mostrados os resultados do erro RMS da fase da relação em presença de diversos valores de ruído térmico para ruídos de fase de -40 dBc, -50 dBc, -60 dBc e -90 dBc em somente duas figuras. A Figura 7.5 utiliza uma escala de ordenadas que possibilita a observação do resultado de todas as estimações, enquanto a Figura 7.6 expande esta escala de modo a permitir distinguir os resultados que se sobrepõem na figura anterior.



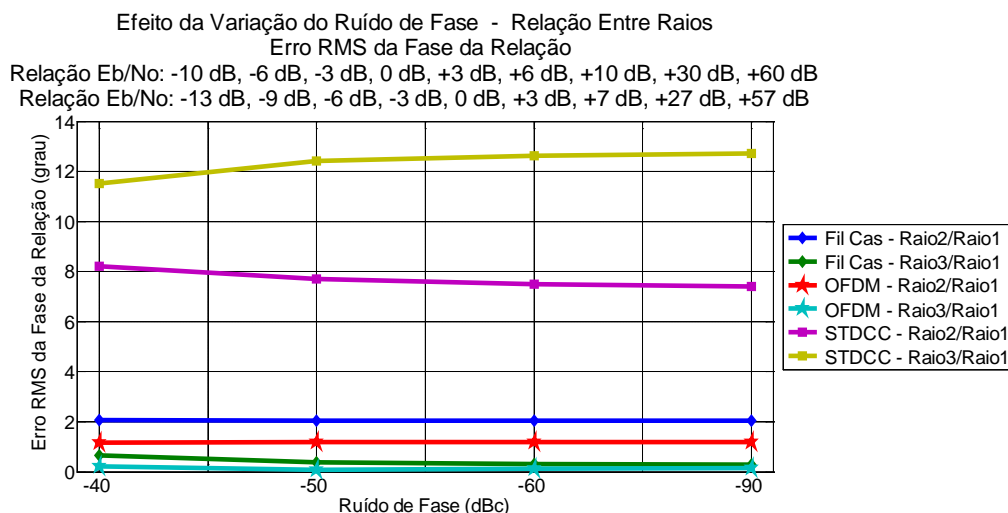


Figura 7.5 – Variação do erro RMS da relação entre raios - Fase

A relação Raio3/Raio1 do método STDCC apresenta um erro superior a 20% ascendente com a redução do ruído de fase, enquanto a relação Raio2/Raio1 apresenta variação descendente, mas acima de 12%. Nos demais métodos o erro RMS de fase da relação é inferior a 4%.

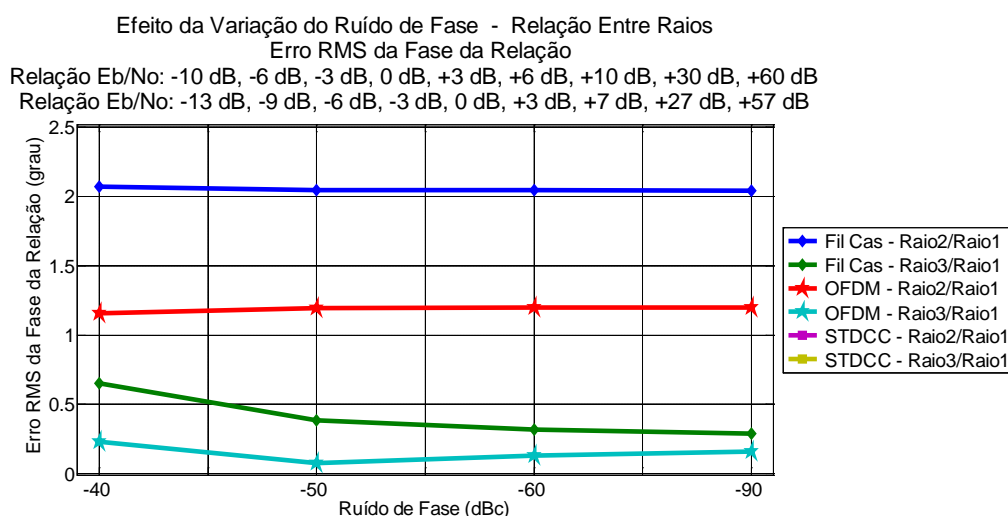


Figura 7.6 – Variação do erro RMS da relação entre raios - Fase - Escala expandida

A análise em escala expandida indica superioridade do método OFDM sobre o Filtro Casado. A fase da relação Raio2/Raio1 praticamente independe do ruído de fase e é próxima a 2% para o OFDM. Já a fase da relação Raio3/Raio1 varia ligeiramente entre -40 dBc e -50 dBc e se mantém estável a partir deste valor. Para o OFDM este erro é inferior a 0,5%. Neste aspecto este resultado mostra uma maior robustez do OFDM à presença de ruído térmico que o Filtro Casado.

## 7.2.4

### Desvio padrão da fase da relação

De forma similar ao apresentado no item 7.2.3, são mostrados os resultados do desvio padrão da fase da relação para ruídos de fase de -40 dBc, -50 dBc, -60 dBc e -90 dBc em apenas duas figuras. A Figura 7.7 utiliza uma escala de ordenadas que possibilita a observação do resultado de todas as estimações enquanto a Figura 7.8 expande esta escala de modo a permitir distinguir os resultados que se sobrepõem na primeira figura.

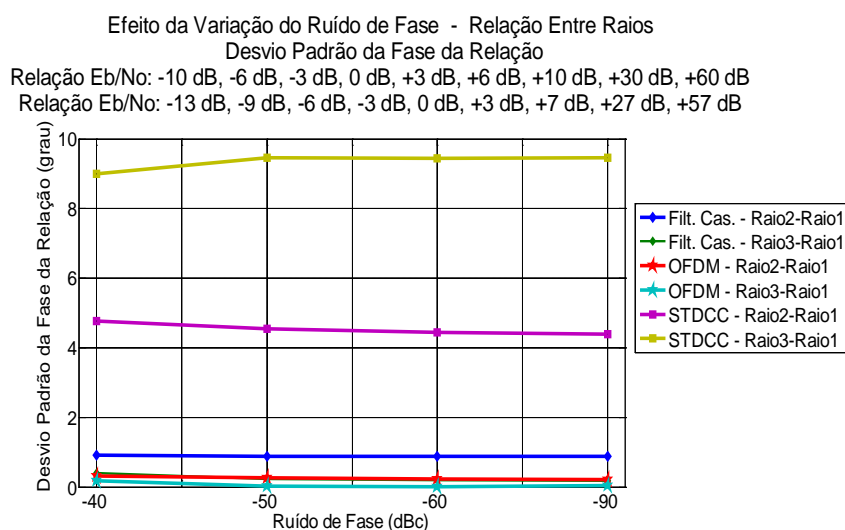


Figura 7.7 – Variação do desvio padrão da relação entre raios – Fase

A análise macroscópica indica que o método STDCC repete de forma quase idêntica no desvio padrão da relação entre raios o resultado observado no erro RMS desta mesma relação. No seu pior caso o desvio padrão se situa acima de 9 ° donde se conclui que existe uma grande sensibilidade à variação do ruído térmico neste caso particular.

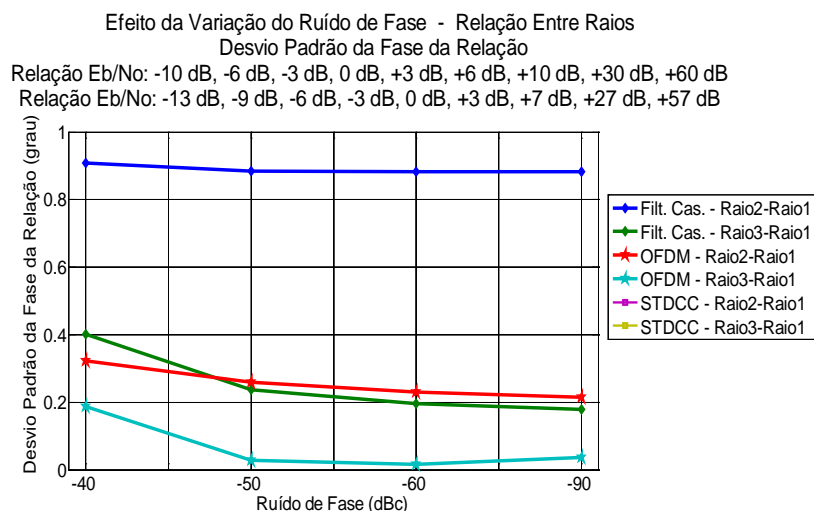


Figura 7.8 – Variação do desvio padrão da relação entre raios – Fase – Escala expandida

Menciona-se, a princípio, que os métodos OFDM e Filtro Casado apresentam resultados muito precisos, estando todos os desvios abaixo de 1 °. Ainda assim, o OFDM supera o Filtro Casado nas duas relações analisadas.

## 7.3

### Relação entre o Canal Estimado e o Canal de Referência

São comparados os resultados obtidos para a relação entre os raios do canal estimado e os do canal de referência na presença do ruído térmico. Reafirma-se, aqui, que estes resultados são de importância secundária. Eles são apresentados segundo os indicadores erro RMS do módulo da relação, desvio padrão do módulo da relação, erro RMS da fase do complexo que exprime a relação e desvio padrão da fase acima mencionada. Para cada um dos quatro parâmetros citados são apresentados os resultados obtidos com os quatro diferentes valores de ruído de fase.

#### 7.3.1

##### Erro RMS do módulo da relação

São apresentados os resultados do erro RMS do módulo da relação na presença de ruído térmico para ruídos de fase de -40 dBc, -50 dBc, -60 dBc e -90

dBc em apenas duas figuras. A primeira delas utiliza uma escala de ordenadas que possibilita a observação do resultado de todas as estimações enquanto a segunda expande esta escala de modo a permitir distinguir os resultados que se sobrepõem na figura anterior.

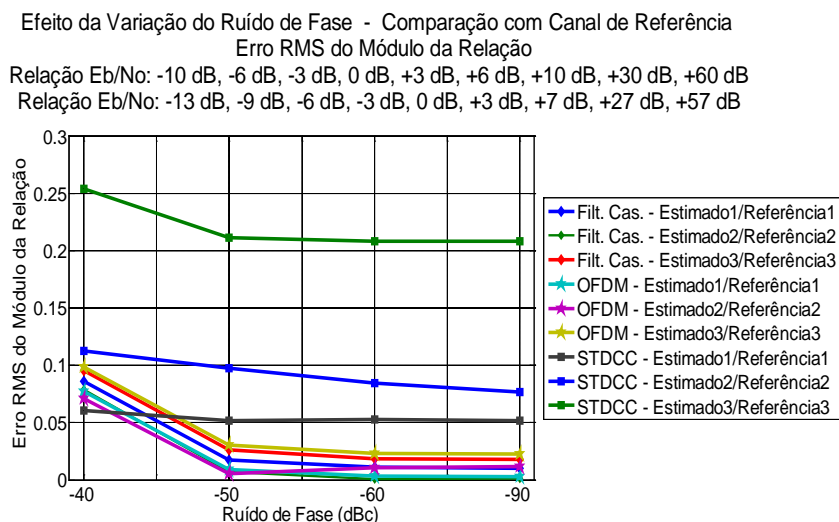


Figura 7.9 – Variação do erro RMS da relação com o canal de referência – Módulo

O método STDCC se destaca por apresentar o maior erro RMS para a relação Estimado3/Referência3, superior a 20% para todos os valores de ruído de fase e ainda ser o pior método nas demais relações para ruído de fase inferior a -50 dBc. Por outro, lado não é notável uma grande diferença entre os valores de -40 e -50 dBc, como é observado nos demais métodos.

Sob o ponto de vista do ruído térmico, mais uma vez fica explícita a vulnerabilidade do STDCC à sua presença já que não há mecanismo para a redução deste ruído.

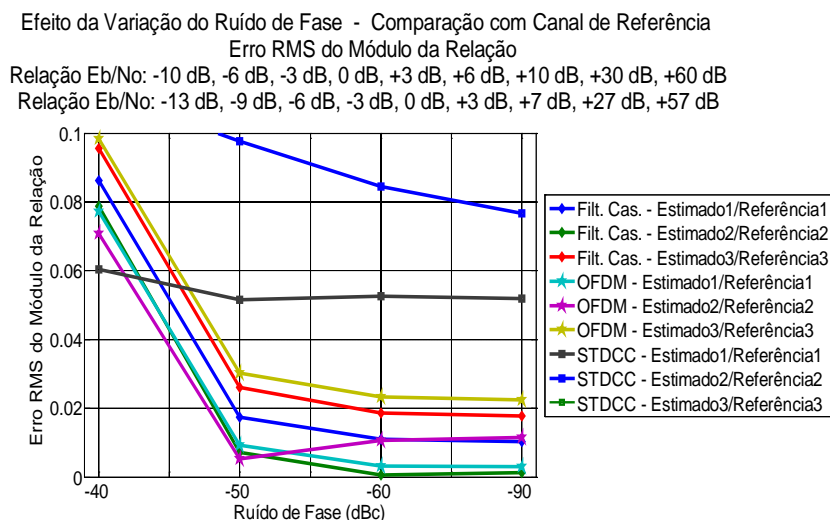


Figura 7.10 – Variação do erro RMS da relação com o canal de referência – Módulo –  
 Escala expandida

Notável, no resultado encontrado, é a influência do ruído de fase de -40 dBc no erro RMS nos métodos OFDM e Filtro Casado. Após a grande diferença entre os valores de ruídos de -40 dBc e -50 dBc, a influência do ruído de fase diminui, observando-se, ainda, uma leve degradação até -60 dBc, a partir do que os resultados não são mais influenciados pelo valor do ruído de fase. Acerca da superioridade de um método sobre outro não é possível chegar a uma conclusão objetiva. Entretanto os resultados mostrados na Figura 7.10 indicam a influência de um valor excessivo de ruído de fase, não sendo suficiente o uso do filtro recursivo para redução do ruído térmico.

### 7.3.2

#### Desvio padrão do módulo da relação

De forma similar ao apresentado no item 7.3.1, são mostrados os resultados do desvio padrão do módulo da relação para ruídos de fase de -40 dBc, -50 dBc, -60 dBc e -90 dBc em apenas duas figuras, onde o principal parâmetro analisado é o ruído térmico. A primeira delas utiliza uma escala de ordenadas que possibilita a observação do resultado de todas as estimações, enquanto a segunda expande esta escala de modo a permitir distinguir os resultados que se sobrepõem na figura anterior.

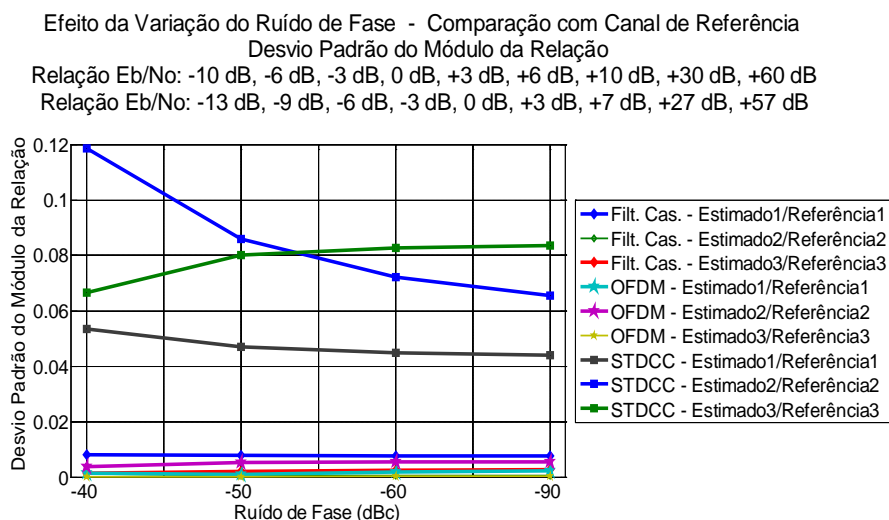


Figura 7.11 – Variação do desvio padrão da relação com o canal de referência – Módulo

Na Figura 7.11 observa-se, mais uma vez, que o método STDCC é o de maior sensibilidade à variação da relação  $E_b/N_0$ . O melhor de seus resultados indica um desvio padrão acima de 4% enquanto o pior resultado dos demais métodos é de 0,8% para -40 dBc de ruído de fase na relação Estimado1/Referência1 do Filtro Casado. Observa-se uma sensibilidade do STDCC aos valores do ruído de fase superior aos demais métodos. No entanto, o principal aspecto a ser analisado é o comportamento dos métodos à variação do ruído térmico. Da Figura 7.11 se observa a grande sensibilidade do STDCC a este ruído e a reduzida sensibilidade dos demais métodos a mesma variação.

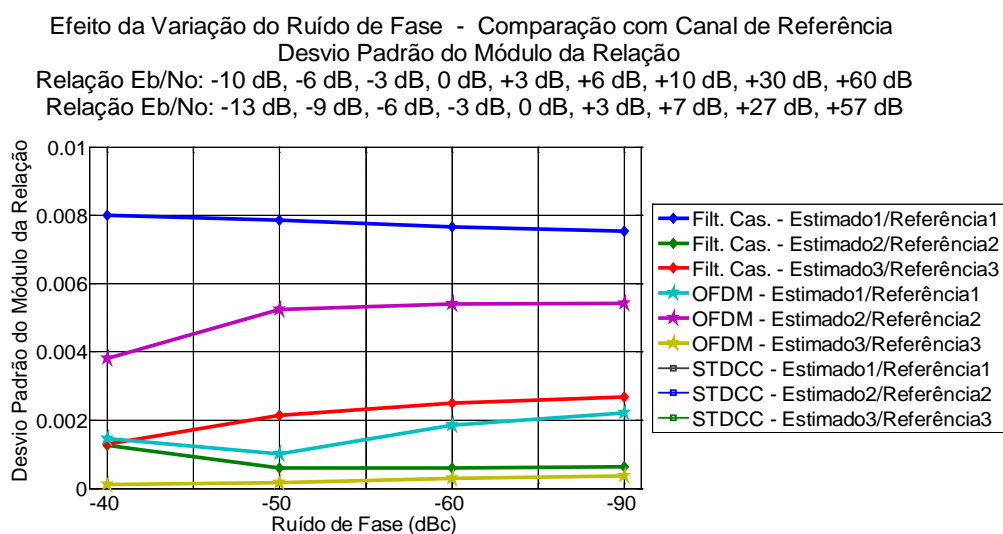


Figura 7.12 – Variação do desvio padrão da relação com o canal de referência – Módulo  
– Escala expandida

Na análise microscópica existe uma alternância entre a qualidade dos métodos OFDM e Filtro Casado à variação do ruído térmico, mas, se for considerado o fato de que para cada resultado obtido para o filtro casado há um de menor desvio padrão no OFDM, conclui-se que este último apresenta maior qualidade. A sensibilidade do desvio padrão do módulo da relação ao ruído de fase é mínima e ocorre, principalmente, para -40 dBc.

### 7.3.3

#### Erro RMS da fase da relação

Ainda seguindo a forma adotada para o item 7.3.1, são apresentados os resultados do erro RMS da fase da relação obtidos na presença de ruído térmico, para ruídos de fase de -40 dBc, -50 dBc, -60 dBc e -90 dBc em apenas duas figuras. A primeira delas utiliza uma escala de ordenadas que possibilita a observação do resultado de todas as estimações enquanto a segunda expande esta escala de modo a permitir distinguir os resultados superpostos na figura anterior.

Efeito da Variação do Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência  
 Erro RMS da Fase da Relação  
 Relação Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB  
 Relação Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

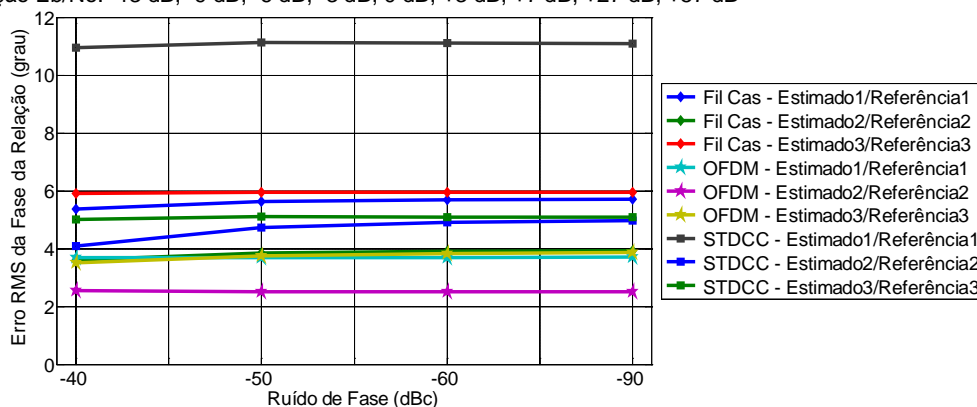


Figura 7.13 – Variação do erro RMS da relação com o canal de referência – Fase

Neste indicador sobressai o resultado do erro RMS da fase da relação Estimado1/Referência1 do método STDCC isolado no topo da Figura 7.13 com o valor de, aproximadamente, 11°. Os outros resultados, incluindo as demais relações do STDCC variam entre valores acima de 2,5° e abaixo de 6,0°. Observa-se reduzida influência do ruído de fase nos resultados obtidos.

Efeito da Variação do Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência  
 Erro RMS da Fase da Relação  
 Relação Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB  
 Relação Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

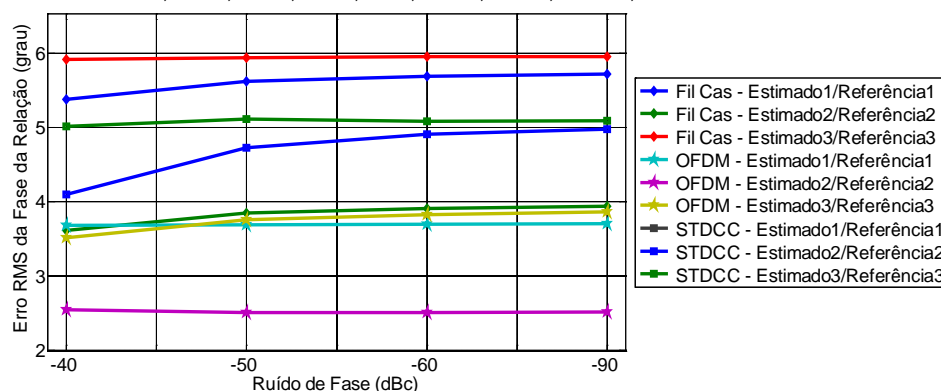


Figura 7.13a – Variação do erro RMS da relação com o canal de referência – Fase –  
 Escala expandida

A observação em escala expandida mostra o Filtro Casado possuindo os dois piores resultados, seguido do STDCC com os outros dois. O Método OFDM possui o menor erro RMS da fase da relação. A sensibilidade deste grupo de resultados ao ruído de fase é desprezível.

### 7.3.4

#### Desvio padrão da fase da relação

Ainda, seguindo a forma adotada para o item 7.3.1, são apresentados os resultados do desvio padrão da fase da relação, originados pelo uso de diversos valores da relação  $E_b/N_0$  para ruídos de fase de -40 dBc, -50 dBc, -60 dBc e -90 dBc em somente duas figuras. A primeira delas utiliza uma escala de ordenadas que possibilita a observação do resultado de todas as estimativas, enquanto a segunda expande esta escala de modo a permitir distinguir os resultados que se sobrepõem na figura anterior.



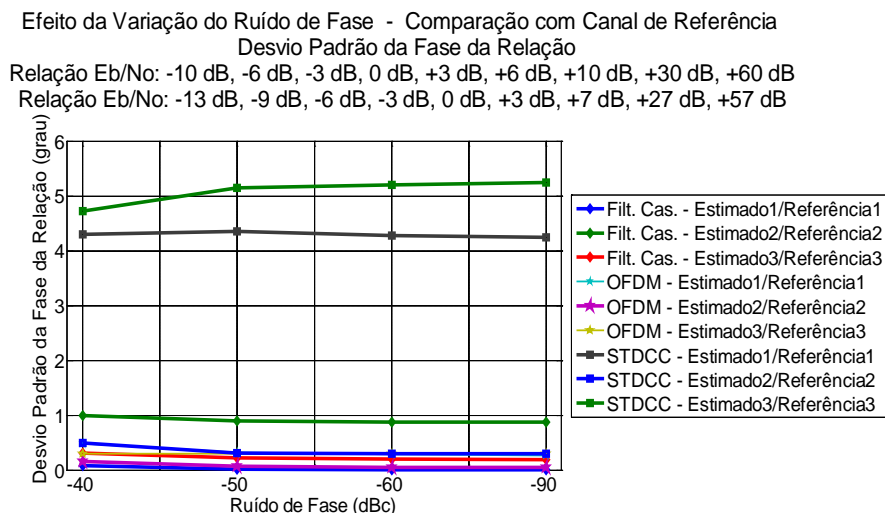


Figura 7.14 – Variação do desvio padrão da relação com o canal de referência - Fase

O método STDCC se apresenta como o de maior sensibilidade ao ruído térmico, sendo pequena a influência do ruído de fase sobre os resultados obtidos. As fases das relações Estimado1/Referência1 e Estimado3/Referência3 estão acima de 4° e 5°, respectivamente. Os demais métodos e a fase da relação Estimado2/Referência2 do STDCC se encontram abaixo de 1°.

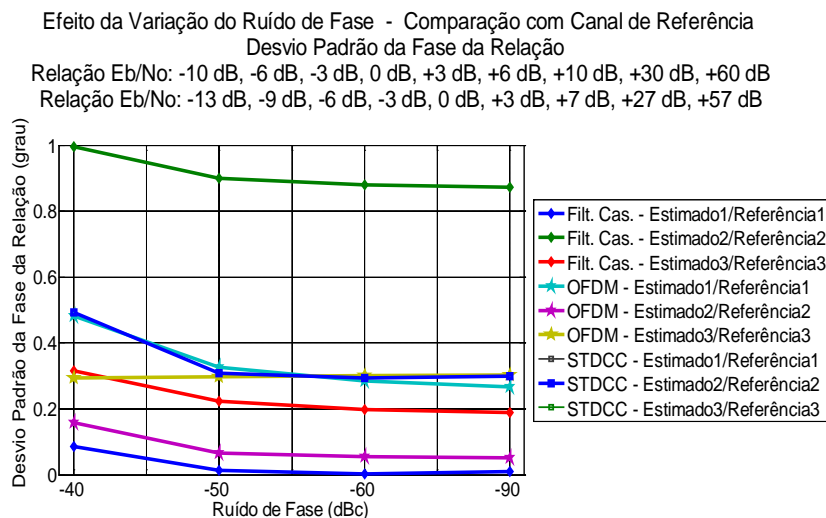


Figura 7.15 – Variação do desvio padrão da relação com o canal de referência – Fase – Escala expandida

Neste segundo grupo, que apresenta resultados inferiores a 1°, o ruído de fase igual a -40 dBc influi nos resultados alcançados, degradando-os levemente. A partir de -50 dBc fica desprezível a sua influência. Ressalta-se que as linhas

representando a variação de cada método se alternam, dificultando uma classificação de qualidade.

## 7.4

### Análise dos resultados

Este item apresenta a síntese dos comentários feitos nos itens 7.2 e 7.3.

#### 7.4.1

##### Relação entre raios

Os resultados das simulações, nas condições descritas no item 7.1, indicam que o método STDCC possui os piores resultados em todos os indicadores analisados, além de apresentar a maior sensibilidade à variação do ruído de fase.

O método Filtro Casado, apesar de ser praticamente insensível à variação do ruído de fase, não é o mais preciso.

O método OFDM apresenta uma pequena superioridade sobre o Filtro Casado em quase todos os indicadores, sendo notável a sua pequena sensibilidade à variação da relação  $E_b/N_0$  representada pelo desvio padrão do módulo e da fase da relação analisada. Entretanto é ligeiramente sensível à influência do alto valor do ruído de fase.

Ressalta-se que os métodos OFDM e Filtro Casado, a despeito de apresentarem pequenas diferenças individuais, são capazes de estimar, com grande precisão, o canal rádio móvel.

#### 7.4.2

##### Relação com o canal de referência

O método STDCC, na comparação com o canal de referência, é o menos preciso dos métodos comparados.

Os métodos Filtro Casado e OFDM são equivalentes nos aspectos erro RMS do módulo da relação e desvio padrão da fase da relação.

O método OFDM é superior ao Filtro Casado, segundo os indicadores desvio padrão do módulo da relação e erro RMS da fase da relação.

É válida, para a relação com o canal de referência, a mesma conclusão mencionada no item 7.4.1 de que os métodos Filtro Casado e OFDM apresentam resultados bastante precisos, podendo ser consideradas irrelevantes as pequenas diferenças encontradas entre eles.

## **EFEITO SIMULTÂNEO DAS IMPERFEIÇÕES COM UTILIZAÇÃO DE SEMENTES ALEATÓRIAS NA GERAÇÃO DOS CANAIS RÁDIO**

Este capítulo apresenta o resultado da comparação entre métodos sondando diferentes canais aleatórios na presença das degradações estudadas isoladamente nos Capítulos 4, 5 e 6. Adotando, ainda, o modelo de Saleh para a não linearidade, como feito no Capítulo 7, escolhidos um valor de ruído de fase e uma relação  $E_b/N_0$ , foram usadas sementes aleatórias na geração de canais de referência.

O item 8.1 descreve as condições sob as quais as sondagens foram realizadas e faz uma análise preliminar acerca do comportamento dos métodos. O item 8.2 trata dos resultados na relação entre raios, o item 8.3 aborda a comparação entre o canal estimado e o canal de referência, e o item 8.4 traz as considerações preliminares sobre o resultado do experimento.

### **8.1**

#### **Considerações Iniciais**

Mais uma vez foi utilizado o modelo de Saleh para representar a não linearidade, pelo fato deste modelo apresentar tanto a conversão AM/AM quanto a conversão AM/PM, além de ser proposto por [15] como básico, para efeito de comparação em acesso em banda larga sem fio aplicável à norma IEEE 802.16. Em consequência, foram necessários recuos de modo a atender os limites do espectro a ser transmitido, como apresentado no Capítulo 5. A máscara usada como referência foi mencionada no item 5.3.2, Figura 5.37. Considerando sua limitação sobre o espectro mostrou-se, naquele capítulo, que é necessário um recuo de 6 dB para os amplificadores de potência dos métodos Filtro Casado e STDCC, e 9 dB de recuo para estes amplificadores no método OFDM.

As simulações foram realizadas para os pares da relação  $E_b/N_0$  (30 dB, 27 dB) e (6 dB, 3 dB), o primeiro valor de cada par para os métodos STDCC e Filtro

Casado e o segundo valor, para o método OFDM. Estes dois pares foram denominados, respectivamente, de relação  $E_b/N_0$  alta e baixa.

O ruído de fase adotado é -60 dBc com frequência de ‘*off-set*’ de 100 Hz para todo este conjunto de simulações pelo fato deste valor ser recomendado por Armada [29] em sistemas OFDM e sua influência nos resultados não ser nem irrelevante nem excessiva como pode ser observado no Anexo A – Capítulo 6, Volume II.

O canal Rayleigh utilizado como referência foi semelhante ao usado nos Capítulos 4, 5, 6 e 7, isto é, com idênticos vetores de atrasos discretos e ganhos médios, o mesmo valor de deslocamento Doppler máximo e espectro de Jakes. Entretanto, foram usadas vinte diferentes sementes iniciais na geração de diferentes canais aleatórios no bloco *Multipath Rayleigh Fading Channel* do Simulink® para representar a variação temporal de vinte canais de referência. Para isto, foi criado um vetor de números inteiros aleatórios, cada um deles gerando uma função amostra de um espaço amostral de  $2^{32}-1$  inteiros positivos (4.294.967.295 valores) que podem ser usados no bloco *Multipath Rayleigh Fading Channel* como semente inicial. O vetor gerado foi: (3499211589; 3890346747; 5454042223; 3922919431; 2715962282; 418932849; 1196140742; 2348838240; 4112460544; 4144164703; 676943031; 4168664256; 4111000740; 2084672538; 3437178442; 609397184; 1811450916; 3933054133; 3402504572; 4120988593). Dentre estas sementes, algumas geram um ou mais raios cujo módulo não foi possível ser detectado com os programas desenvolvidos para tratamento dos dados brutos produzidos pelos métodos de sondagem. Assim, realizadas vinte simulações, não foi alcançado igual número de resultados. A figura 8.1 apresenta um exemplo de canal para o qual não foi possível a detecção dos raios 1 e 3. Neste exemplo, o canal foi gerado pela semente de número vinte e observado após 3100 segundos de simulação.

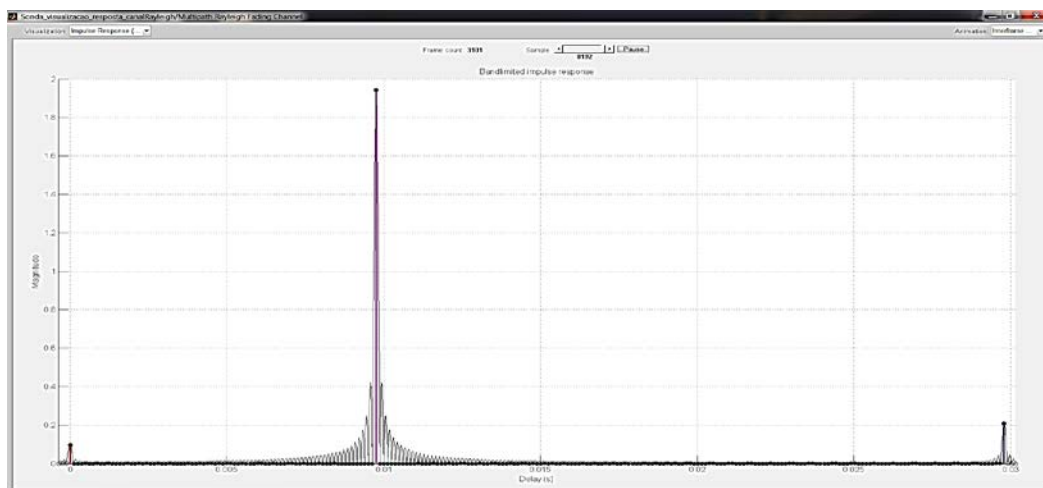


Figura 8.1 – Exemplo de canal rádio gerado para estimação

As simulações tiveram duração de 1100, 2100, 3100 e 4100 segundos, permitindo a observação do comportamento de cada método em quatro instantes diferentes para cada uma das sementes iniciais utilizadas. Para a simulação de 1100 segundos foram obtidos 19 resultados, para 2100 segundos 15 resultados, para 3100 segundos 17 resultados e para 4100 segundos 16 resultados.

No item 8.1.1 é apresentada uma análise particular do comportamento com os resultados não agregados de cada método. Os resultados depois de agregados estão divididos em dois grandes grupos. O primeiro deles encontra-se no item 8.2 e trata daqueles obtidos pela aplicação da expressão (4.3), a denominada relação entre raios. Como exposto anteriormente, considera-se este grupo como sendo o de maior importância. O segundo grupo, no item 8.3, decorrente da aplicação de (3.2), mostra a relação entre o canal estimado e o canal de referência.

Os resultados detalhados da aplicação de (3.2) e (3.3) são encontrados no Anexo A deste Capítulo para consulta (Volume II).

### 8.1.1

#### Análise inicial

Pela primeira vez em um capítulo desta tese é apresentada uma amostra dos resultados detalhados que, até agora, estavam restritos a pertencer aos anexos. Tal alteração de procedimento se deve à necessidade de deixar explícito o comportamento dos métodos de sondagem analisados na presença de sementes iniciais diversas. Nos Capítulos 4, 5, 6 e 7 a variação dos resultados, quando

havia, era esperada e coerente em decorrência da variação do fator ou fatores de degradação utilizados. Este não é este o caso quando se utilizam sementes aleatórias.

Todos os doze resultados, apresentados aqui através de figuras, foram obtidos para 3100 segundos de simulação na comparação entre raios. Nos seis primeiros foi usada a relação  $E_b/N_0$  alta (30/27 dB), enquanto nos seis últimos foi usada a relação  $E_b/N_0$  baixa (6/3 dB). Estas doze figuras (8.2 a 8.13) mostram que os resultados dos métodos OFDM e Filtro Casado apresentam comportamento muito semelhante, tanto em módulo quanto em fase, se comparados, semente a semente, enquanto para o método STDCC existe alguma semelhança entre a envoltória de seus resultados e a envoltória dos demais métodos. A não dependência à relação  $E_b/N_0$  para o OFDM e para o Filtro Casado se explica pela baixa sensibilidade ao ruído que foi obtida com o uso do filtro recursivo. Para as figuras 8.2 a 8.13 não são feitos comentários individuais, uma vez que a análise dos resultados agregados é apresentada nos itens 8.2 e 8.3. Observa-se, entretanto, uma grande influência da aleatoriedade do canal a ser estimado nos resultados obtidos para todos os métodos comparados. Enfatiza-se que o instante escolhido (3100 segundos) para os resultados das figuras 8.2 a 8.13 é especialmente favorável à estabilidade dos métodos, como será mostrado nos itens 8.2 e 8.3.

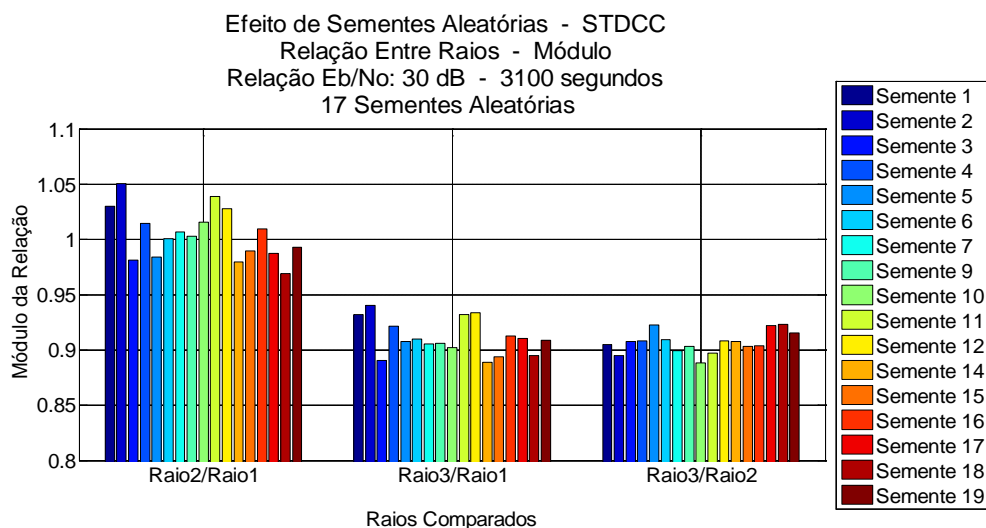


Figura 8.2 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 3100 segundos – Relação  $E_b/N_0$  alta

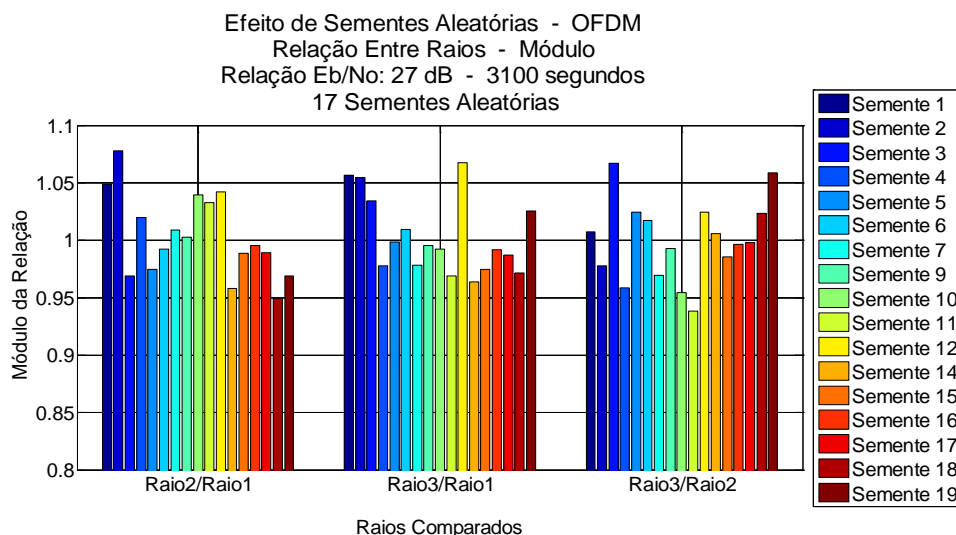


Figura 8.3 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 3100 segundos – Relação  $E_b/N_0$  alta

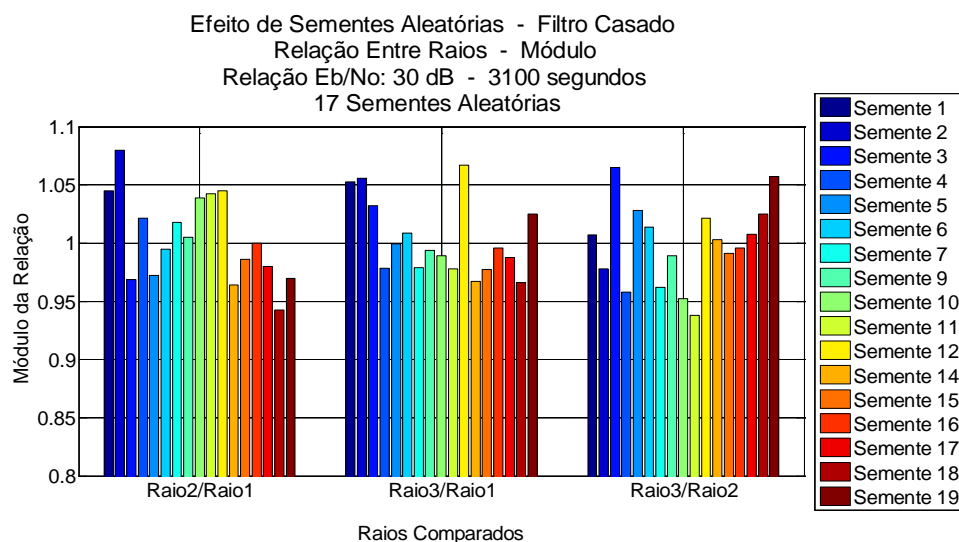


Figura 8.4 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos – Relação  $E_b/N_0$  alta

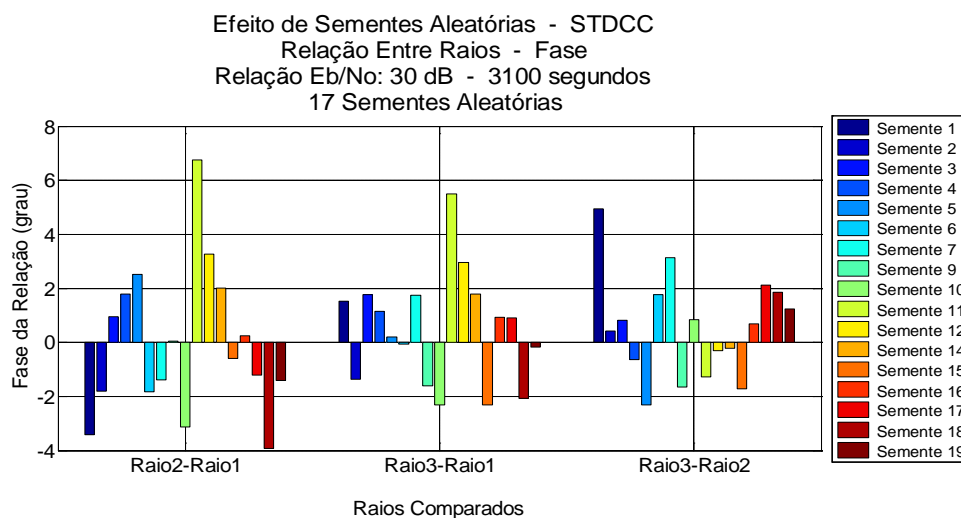


Figura 8.5 – Relação entre raios – STDCC – fase – 3100 segundos – Relação  $E_b/N_0$  alta



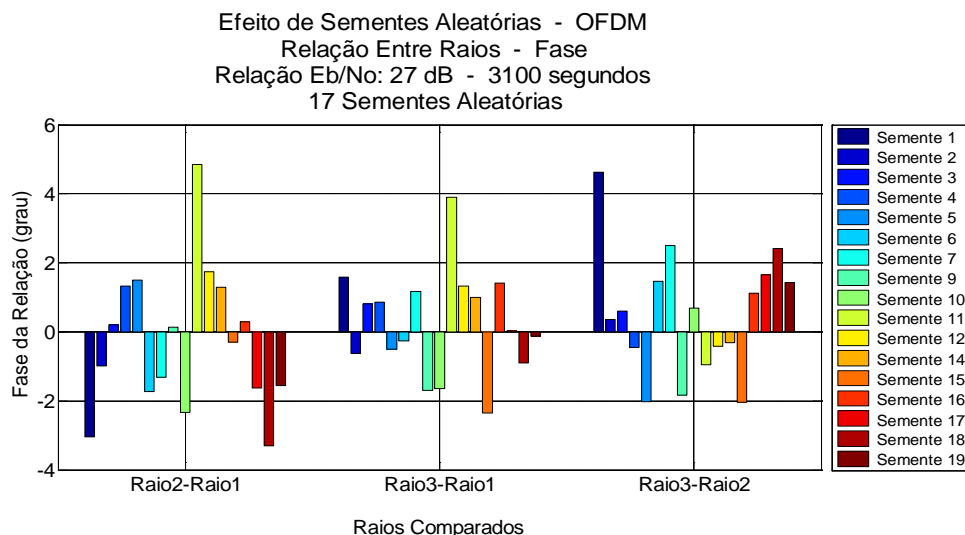


Figura 8.6 – Relação entre raios – OFDM – fase – 3100 segundos – Relação  $E_b/N_0$  alta

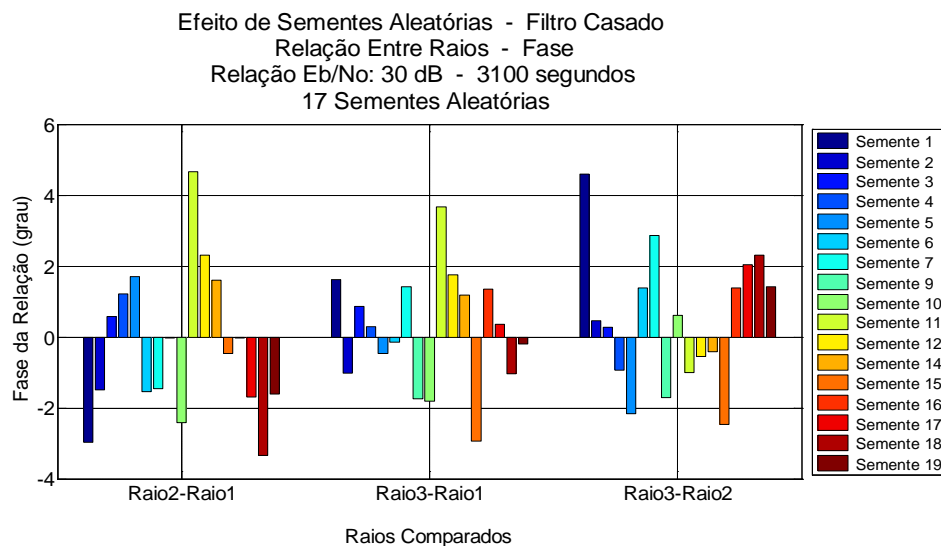


Figura 8.7 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 3100 segundos – Relação  $E_b/N_0$  alta

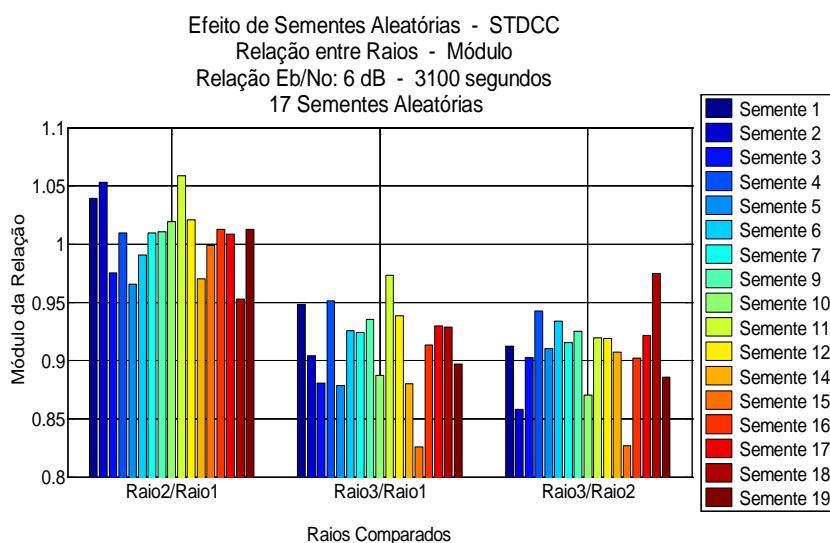


Figura 8.8 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 3100 segundos – Relação  $E_b/N_0$  baixa

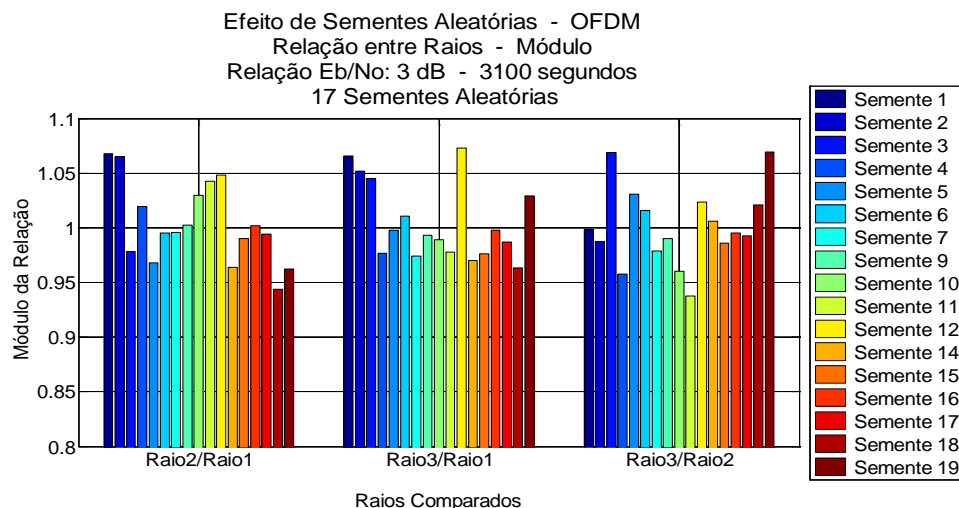


Figura 8.9 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 3100 segundos – Relação  $E_b/N_0$  baixa

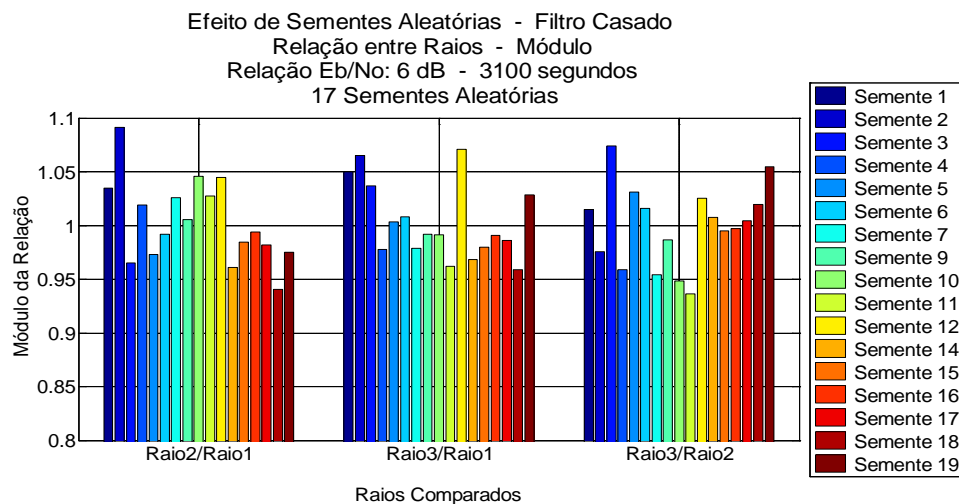


Figura 8.10 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos – Relação  $E_b/N_0$  baixa

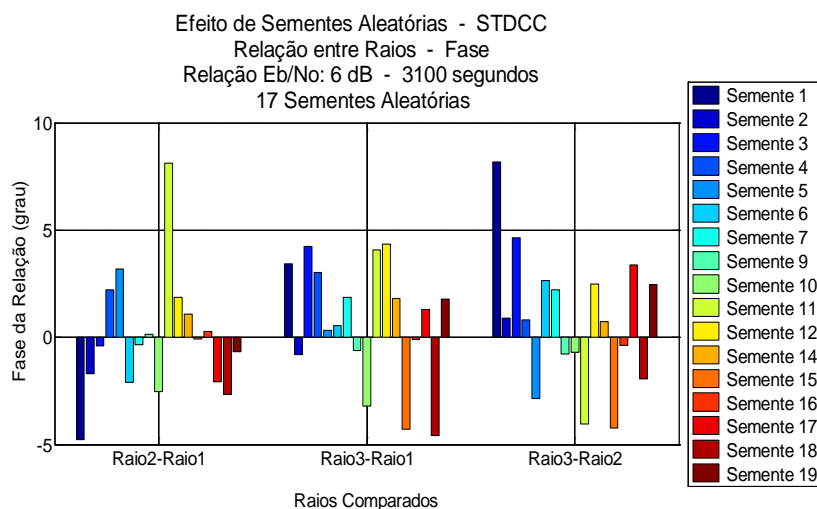


Figura 8.11 – Relação entre raios – STDCC – fase – 3100 segundos – Relação  $E_b/N_0$  baixa

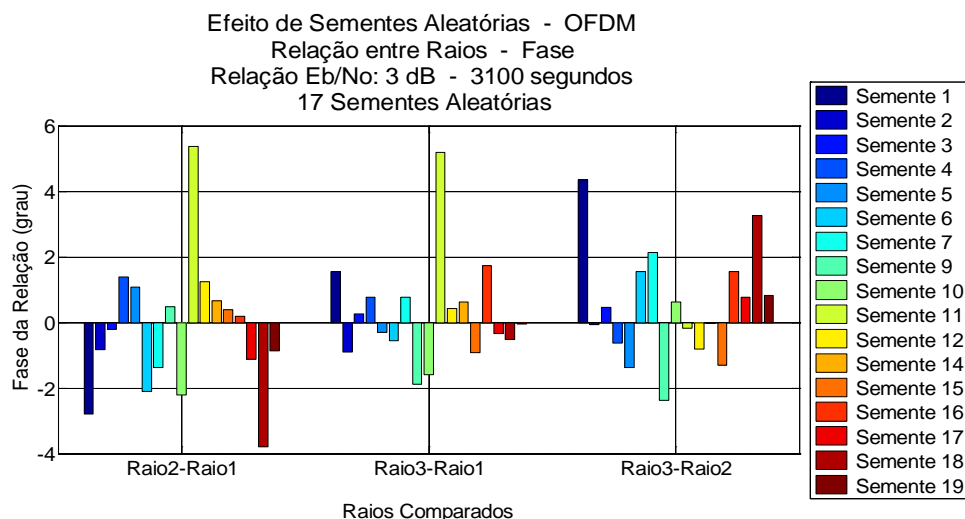


Figura 8.12 – Relação entre raios – OFDM – fase – 3100 segundos – Relação  $E_b/N_0$  baixa

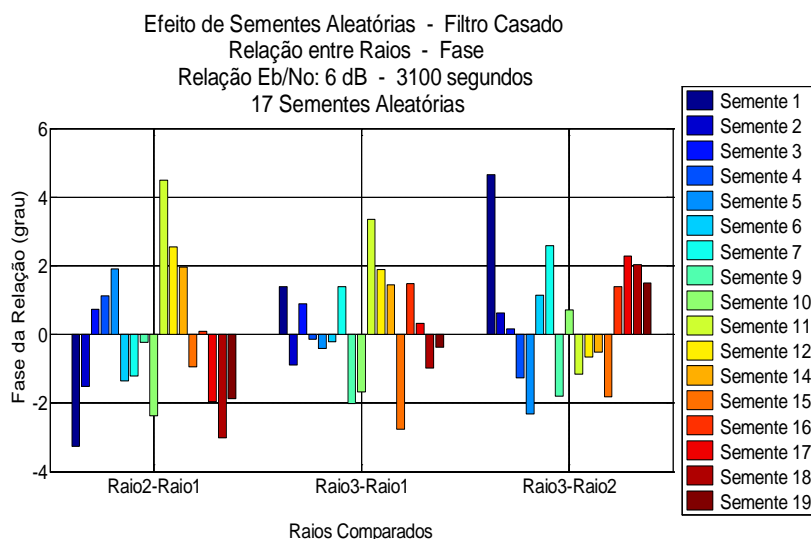


Figura 8.13 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 3100 segundos – Relação  $E_b/N_0$  baixa

## 8.2

### Relação entre Raios

Comparam-se os resultados obtidos para a relação entre raios organizando-os segundo os parâmetros erro RMS do módulo da relação, desvio padrão do módulo da relação, erro RMS da fase do complexo que exprime a relação e desvio padrão da fase deste complexo. Todos estes parâmetros foram calculados ao longo da variação das sementes aleatórias iniciais. A apresentação de apenas as relações

Raio2/Raio1 e Raio3/Raio1 tem o propósito de não poluir as figuras já que a relação Raio3/Raio2 traz uma informação redundante.

### 8.2.1

#### Erro RMS do módulo da relação

Os resultados encontrados para a relação  $E_b/N_0$  alta, mostrados na Figura 8.14, apresenta o método STDCC ao mesmo tempo possuindo o melhor e pior resultado dentre todos. O melhor resultado para a relação Raio2/Raio1 com erro RMS da ordem de 2% ou inferior e o pior resultado para a relação Raio3/Raio1 com erro RMS acima de 9%. Os métodos OFDM e Filtro Casado são praticamente idênticos se analisadas, par a par, as relações Raio2/Raio1 e Raio3/Raio1. Os seus valores de erro estão compreendidos entre 2% e 4,5% e a variação do resultado de todos os métodos com o tempo de simulação é pequena.

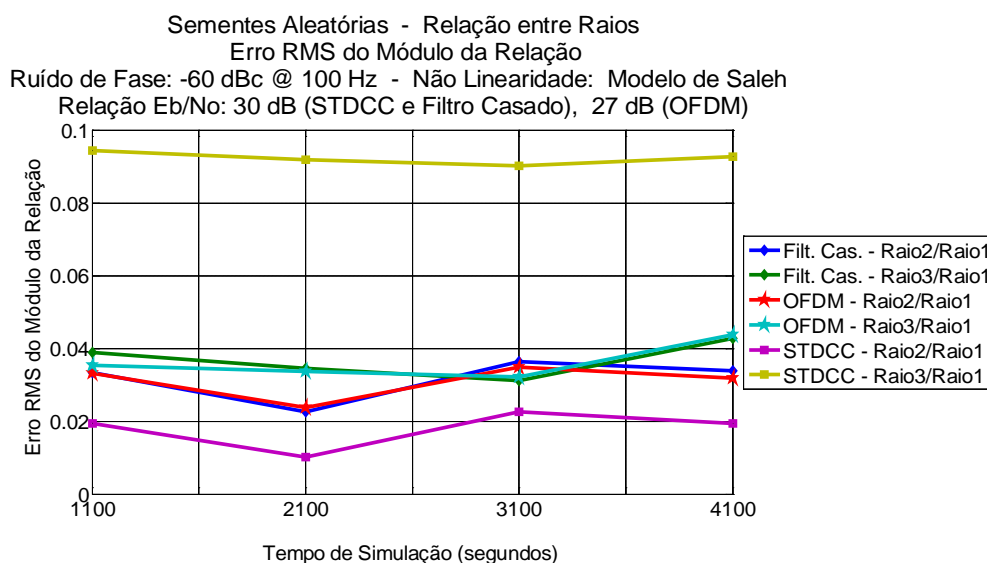


Figura 8.14 – Evolução do erro RMS da relação entre raios – Módulo - Relação  $E_b/N_0$  alta

Para a relação  $E_b/N_0$  baixa, a Figura 8.15 mostra que o efeito do ruído térmico se manifesta degradando fortemente os resultados do método STDCC para 1100 segundos de simulação nas relações Raio2/Raio1 e Raio3/Raio1. A partir de 2100 segundos a relação Raio3/Raio1, no método STDCC, se mantém estável, variando entre 9% e 10%. Após 2100 segundos a relação Raio2/Raio1 do STDCC se aproxima do resultado dos demais métodos e se mantém entre eles.

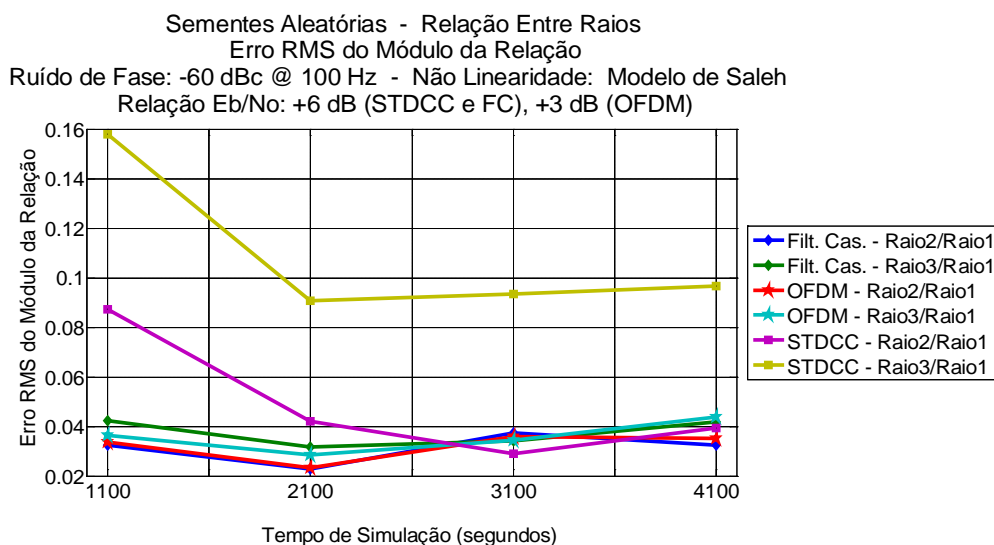


Figura 8.15 – Evolução do erro RMS da relação entre raios – Módulo - Relação Eb/No baixa

Os métodos OFDM e Filtro Casado repetem o comportamento apresentado para a relação Eb/No alta, sendo pequena a variação de resultados ao longo do tempo de simulação em consequência de sua alta tolerância ao ruído térmico.

Com o propósito de validar os resultados do método STDCC obtidos para 1100 segundos, já que este apresenta um comportamento atípico neste instante, incluiu-se a Figura 8.16 que acrescenta o resultado para a primeira correlação cruzada obtida aos 100 segundos de simulação. Os resultados obtidos em 100 segundos não foram usados até agora, pois para a sua obtenção, foi necessário utilizar um fator de correção extraído da resposta ao impulso do filtro recursivo utilizado nos métodos Filtro Casado e OFDM, já que este filtro recursivo não converge suficientemente em 100 segundos.

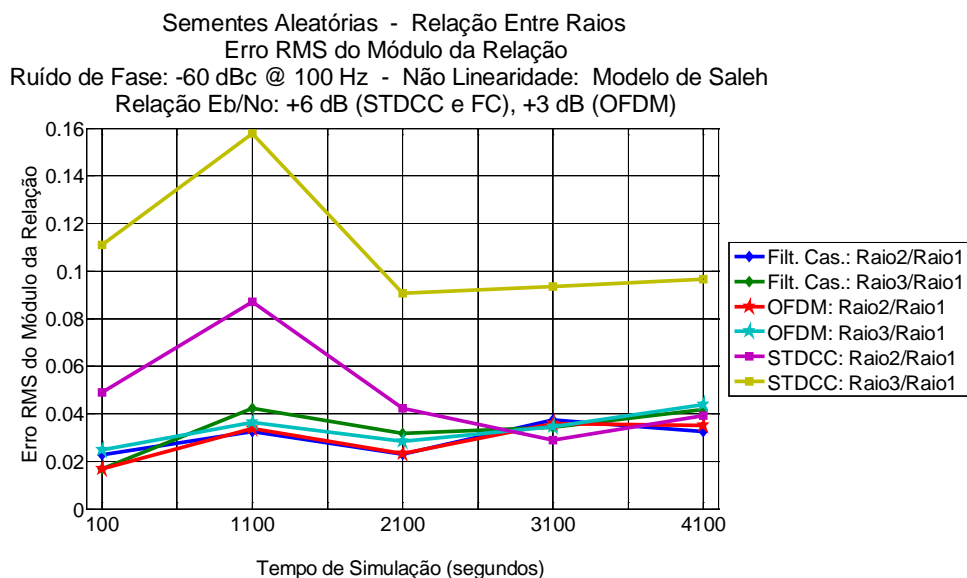


Figura 8.16 – Evolução do erro RMS da relação entre raios – Módulo - Relação  $E_b/N_0$  baixa incluindo 100 segundos

Com a inclusão dos resultados de 100 segundos, conclui-se que o método STDCC apresenta um resultado preciso, dentro de suas limitações, desde a primeira leitura da correlação cruzada obtida, sendo validado, portanto, o resultado obtido em 1100 segundos. A Figura 8.19, adiante, reforça esta conclusão.

## 8.2.2

### Desvio padrão do módulo da relação

A Figura 8.17 indica que o método STDCC é o que apresenta menor sensibilidade à aleatoriedade do canal rádio sondado na condição de alta relação  $E_b/N_0$ . Os métodos OFDM e Filtro Casado possuem, par a par, resultados muito semelhantes nas relações Raio2/Raio1 e Raio3/Raio1. O pior valor encontrado é de 4,5% para o OFDM em 4100 segundos.

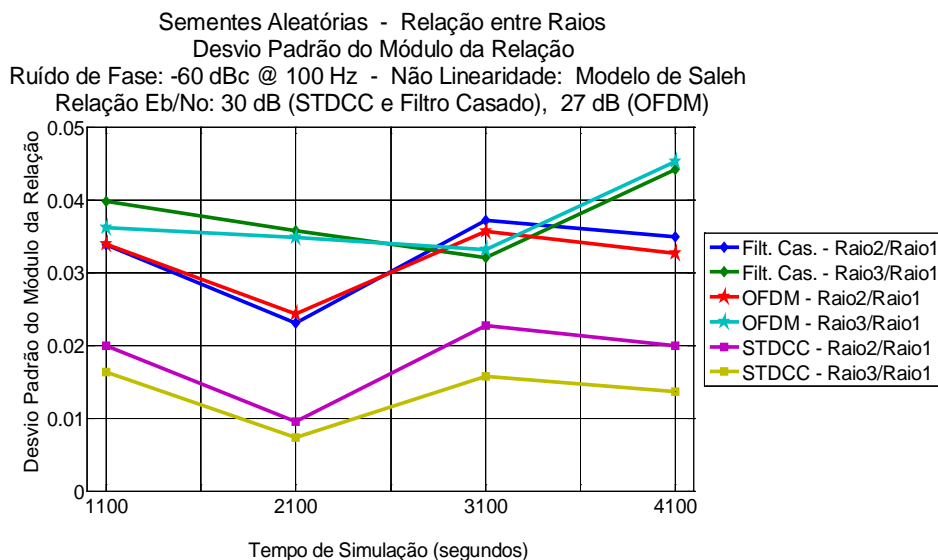


Figura 8.17 – Evolução do desvio padrão da relação entre raios – Módulo - Relação  
Eb/N<sub>0</sub> alta

Para a relação Eb/N<sub>0</sub> baixa mostrada na Figura 8.18, o comportamento do STDCC é sensivelmente alterado em 1100 segundos, passando a apresentar a maior sensibilidade à aleatoriedade do canal estimado. A partir deste instante, o método STDCC se comporta na faixa de valores dos demais. O Filtro Casado e o OFDM apresentam comportamento similar ao exibido para a relação Eb/N<sub>0</sub> alta.

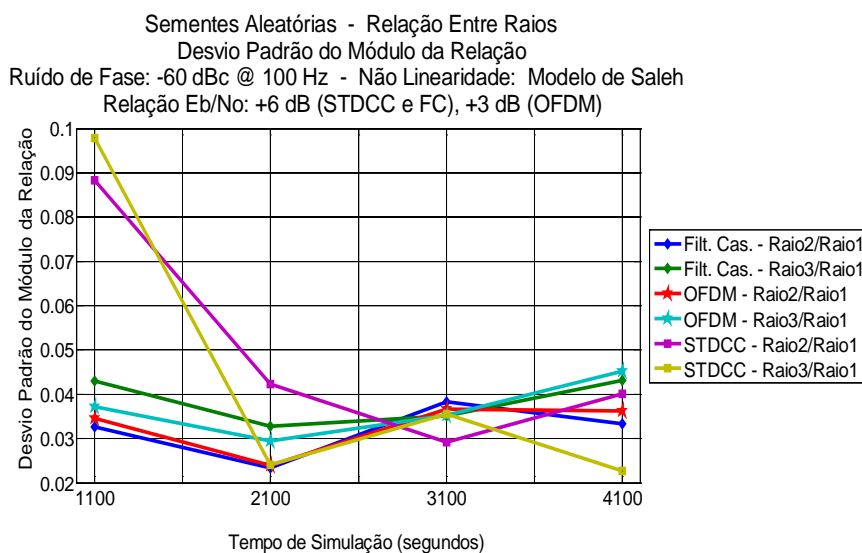


Figura 8.18 – Evolução do desvio padrão da relação entre raios – Módulo - Relação  
Eb/N<sub>0</sub> baixa

Novamente, para confirmar o comportamento anômalo do método STDCC em 1100 segundos, foi acrescentado o instante 100 segundos, como mostra a Figura 8.19, que inclui o valor do desvio padrão da relação entre raios na primeira

correlação obtida por este método. Pela sua observação, constata-se que o resultado de 1100 segundos é atípico no comportamento do método STDCC.

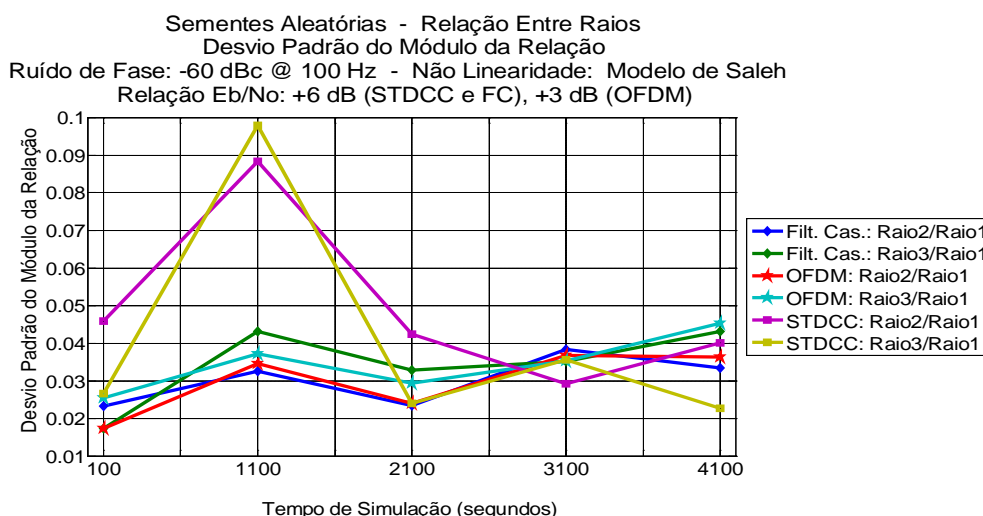


Figura 8.19 – Evolução do desvio padrão da relação entre raios – Módulo - Relação  
 $E_b/N_0$  baixa incluindo 100 segundos

### 8.2.3

#### Erro RMS da fase da relação

A Figura 8.20 apresenta a evolução do erro RMS da fase da relação entre raios para a relação  $E_b/N_0$  alta. Nela se observa que os três métodos analisados possuem comportamento similar, quando comparadas as relações Raio2/Raio1 e Raio3/Raio1. Em 2100 segundos existe um afastamento pronunciado entre os resultados das relações Raio2/Raio1 e Raio3/Raio1 que não se repete nos demais instantes explorados.

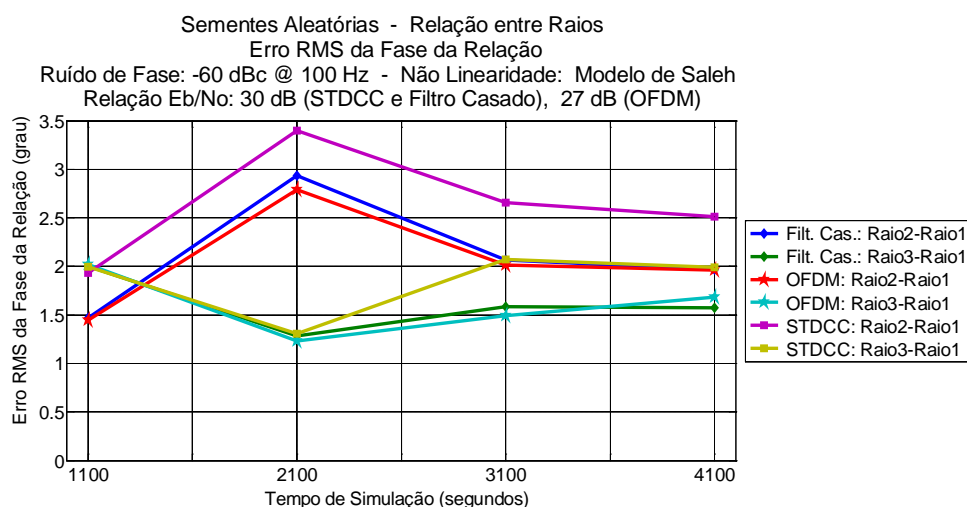


Figura 8.20 – Evolução do erro RMS da relação entre raios - Fase - Relação  $E_b/N_0$  alta



A Figura 8.21 apresenta a evolução do erro RMS da fase da relação entre raios para a relação  $E_b/N_0$  baixa. Nela já se encontra incluído o instante 100 segundos, pois, novamente, existe um resultado atípico no instante 1100 para a relação Raio3/Raio1 no método STDCC. Ressalvam-se as restrições já mencionadas para a precisão dos resultados encontrados no instante 100. Neste caso, na presença de muito ruído, o STDCC se afasta dos demais métodos no sentido de maior degradação da qualidade. Os métodos Filtro Casado e OFDM evoluem próximos, par a par, indicando equivalência entre eles. O comportamento dos resultados em 2100 segundos se assemelha àquele encontrado para a relação  $E_b/N_0$  alta neste mesmo instante, porém está mascarado pela diferença de escala vertical usada nos dois casos.

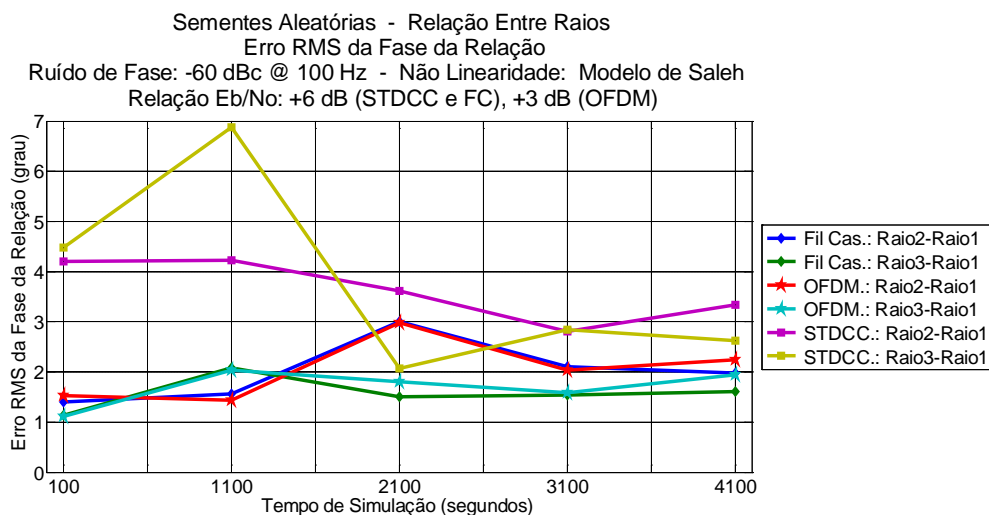


Figura 8.21 – Evolução do erro RMS da relação entre raios - Fase - Relação  $E_b/N_0$  baixa incluindo 100 segundos

## 8.2.4

### Desvio padrão da fase da relação

A Figura 8.22 apresenta a evolução do desvio padrão da fase da relação entre raios para a relação  $E_b/N_0$  alta. Nela se observa a repetição da imagem da Figura 8.20, repetindo a diferença entre a relação Raio2/Raio1 e Raio3/Raio1 no instante 2100. Novamente se destaca a semelhança entre os métodos OFDM e Filtro Casado.

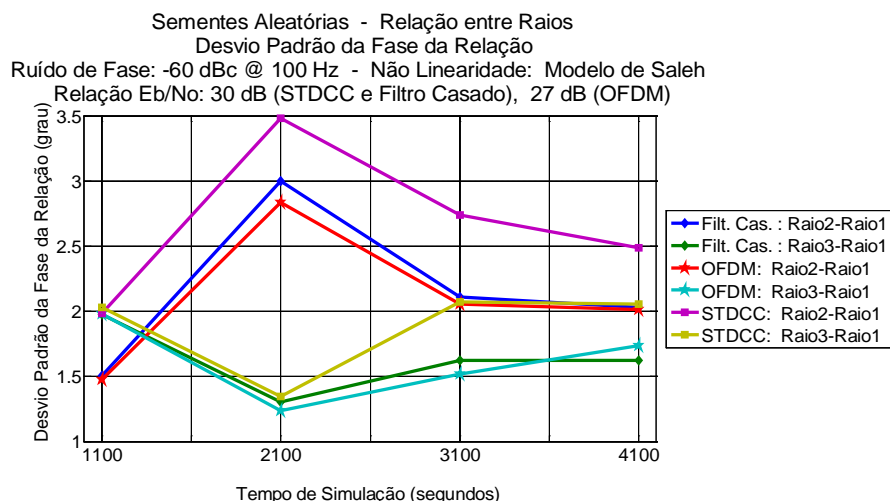


Figura 8.22 – Evolução do desvio padrão da relação entre raios – Fase - Relação Eb/N<sub>0</sub> alta

A Figura 8.23 apresenta a evolução do desvio padrão da fase da relação entre raios para a relação Eb/N<sub>0</sub> baixa. O resultado em 100 segundos foi incluído pelos motivos já expostos. Ressalta-se que para os métodos OFDM e Filtro Casado foi necessário introduzir um fator de correção em decorrência do filtro recursivo usado para reduzir o ruído térmico não convergir suficientemente em 100 segundos, como pode ser observado na Figura 3.10. Constata-se mais uma vez a similaridade do comportamento apresentado pelo OFDM e Filtro Casado. O STDCC, em decorrência de sua maior sensibilidade à presença de ruído, fica degradado se comparado à condição de alta relação Eb/N<sub>0</sub>.

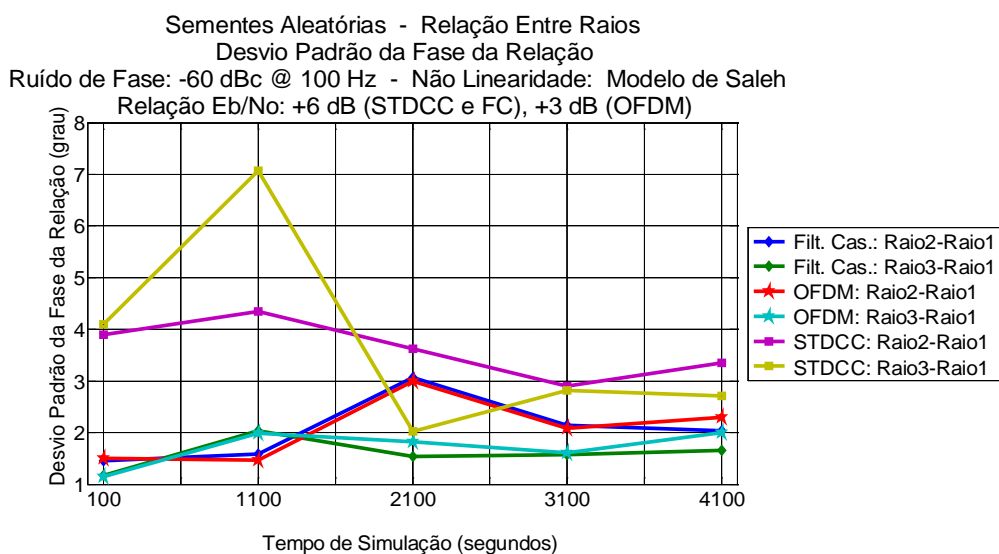


Figura 8.23 – Evolução do desvio padrão da relação entre raios – Fase - Relação Eb/N<sub>0</sub> baixa incluindo 100 segundos

### 8.3

#### Relação entre o Canal Estimado e o Canal de Referência

Comparam-se os resultados obtidos para a relação entre o canal estimado e o canal de referência, organizando-os segundo os parâmetros erro RMS do módulo da relação, desvio padrão do módulo da relação, erro RMS da fase do complexo que exprime a relação e desvio padrão da fase deste complexo. Todos estes parâmetros foram calculados ao longo da variação das sementes aleatórias iniciais em 1100 segundos, 2100 segundos, 3100 segundos e 4100 segundos. São apresentadas as relações Estimado1/Referência1, Estimado2/Referência2 e Estimado3/Referência3.

#### 8.3.1

##### Erro RMS do módulo da relação

A Figura 8.24 deixa explícita a inferioridade do método STDCC quando estima um raio cujo atraso não é múltiplo inteiro do período de amostragem na condição de alta relação  $E_b/N_0$ . O valor do erro RMS está acima de 10%, enquanto todos os demais resultados estão abaixo de 3,5%.

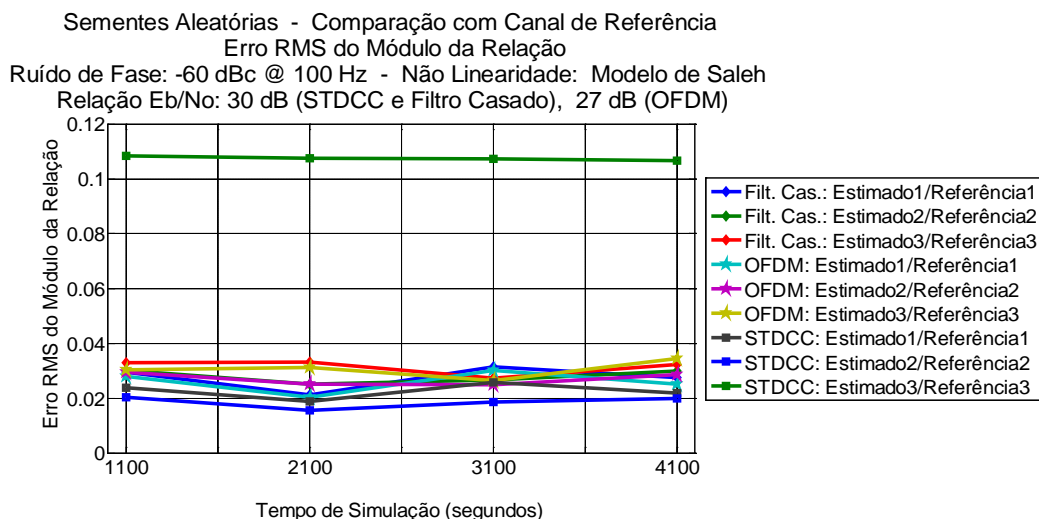


Figura 8.24 – Evolução do erro RMS da relação com canal de referência – Módulo -  
 Relação  $E_b/N_0$  alta

A análise dos demais resultados é auxiliada pela observação da Figura 8.25, na qual a escala vertical se encontra expandida. Nela, é observada a semelhança

de desempenho obtido com os métodos OFDM e Filtro Casado. Ainda aqui, o resultado da relação Estimado3/Referência3 para OFDM e Filtro Casado é pior que para as demais relações. Por outro lado, o método STDCC é o que apresenta os melhores resultados para as relações Estimado1/Referência1 e Estimado2/Referência2.

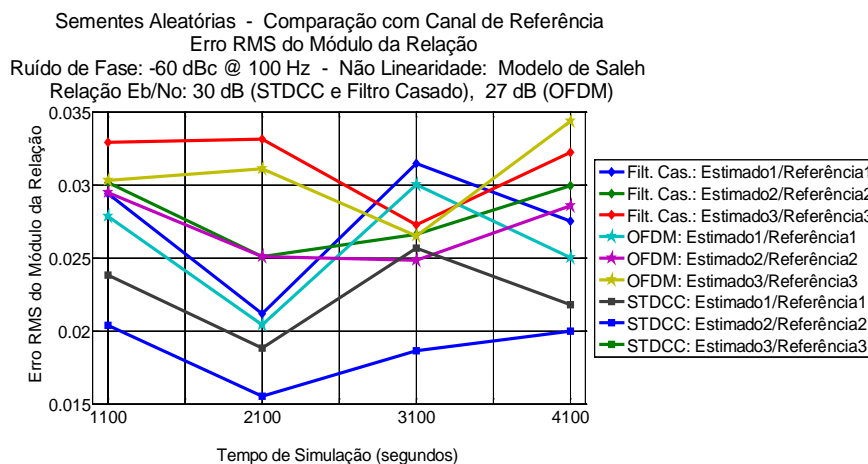


Figura 8.25 – Evolução do erro RMS da relação com canal de referência – Módulo -  
 Relação  $E_b/N_0$  alta – Escala expandida

Na presença de baixa relação  $E_b/N_0$  os métodos OFDM e Filtro Casado se comportam da mesma forma que para a relação  $E_b/N_0$  alta, como pode ser observado nas Figuras 8.26 e 8.27. O método STDCC, ao contrário, apresenta alteração no seu comportamento para pior. Neste método a relação Estimado3/Referência3 permanece apresentando o maior valor do erro RMS dentre todos.

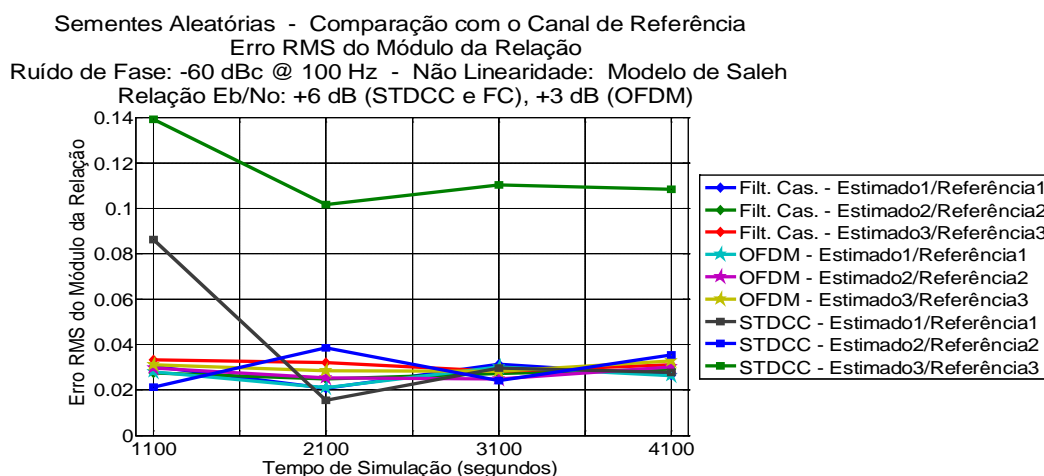


Figura 8.26 – Evolução do erro RMS da relação com canal de referência – Módulo -  
 Relação  $E_b/N_0$  baixa

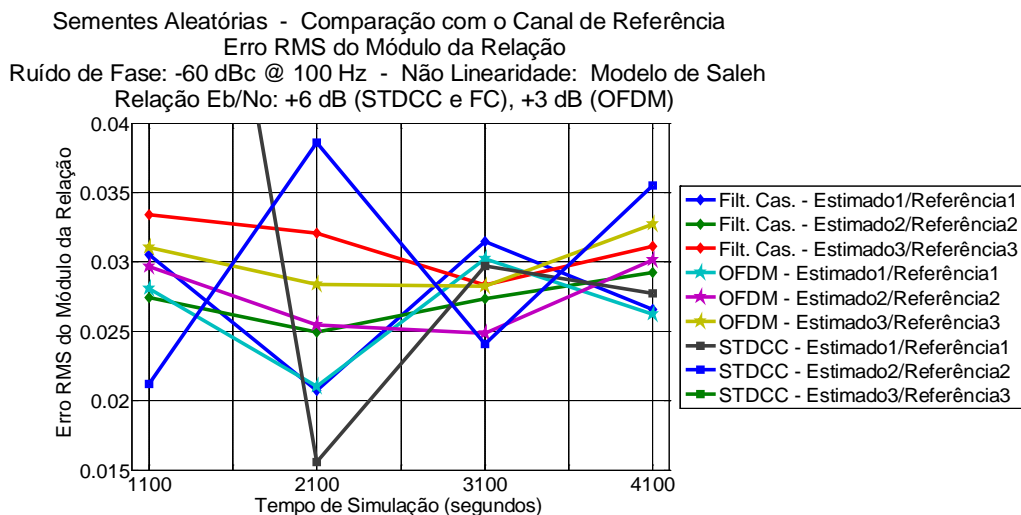


Figura 8.27 – Evolução do erro RMS da relação com canal de referência – Módulo -  
 Relação  $E_b/N_0$  baixa – Escala expandida

### 8.3.2

#### Desvio padrão do módulo da relação

A figura 8.28 mostra que o STDCC é o método que apresenta o menor desvio padrão para todas as relações calculadas quando o ruído é pequeno. Os demais métodos possuem, par a par, comportamentos semelhantes, sendo que os piores resultados são encontrados quando se trata da relação Estimado3/Referência3, isto é, raios cujos atrasos não são múltiplos inteiros do intervalo entre as amostras.

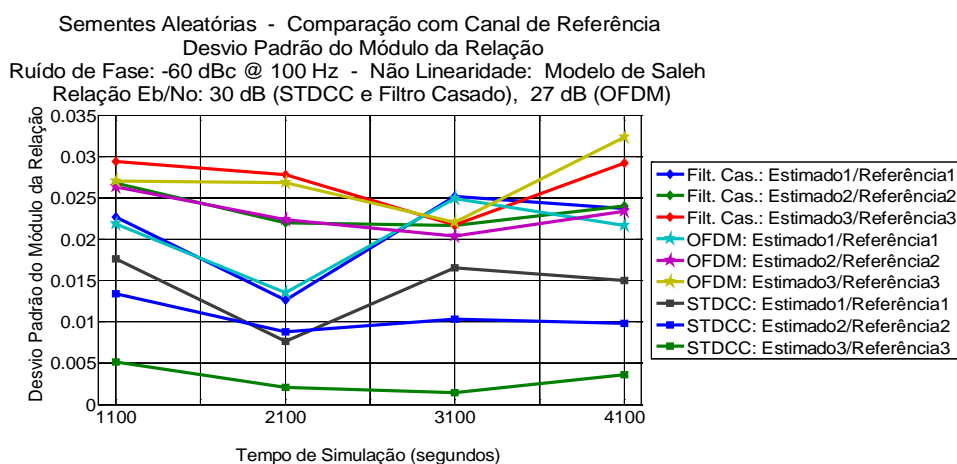


Figura 8.28 – Evolução do desvio padrão da relação com canal de referência – Módulo -  
 Relação  $E_b/N_0$  alta

Na condição de relação  $E_b/N_0$  baixa mostrada na Figura 2.29, enquanto os métodos OFDM e Filtro Casado preservam a sua qualidade, o STDCC dispersa os seus resultados, degradando-os.

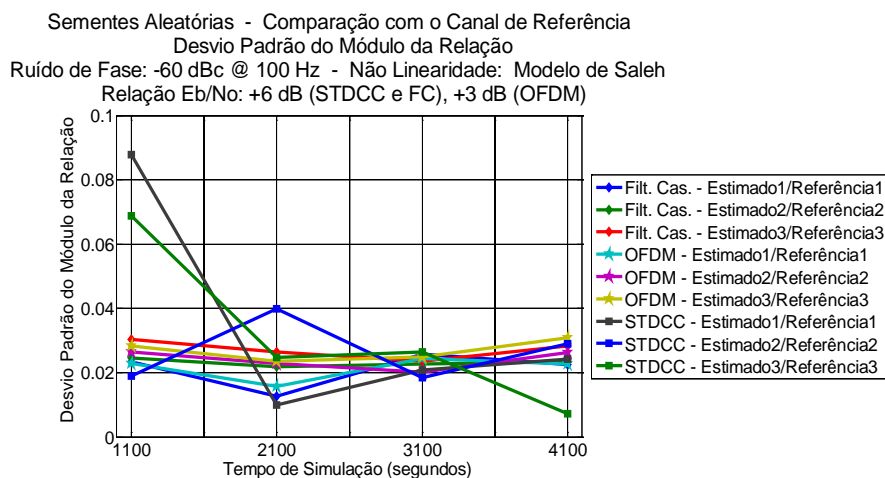


Figura 8.29 – Evolução do desvio padrão da relação com canal de referência – Módulo -  
Relação  $E_b/N_0$  baixa

### 8.3.3

#### Erro RMS da fase da relação

A figura 8.30 indica que o método OFDM estima com menor erro RMS a fase da relação Estimado/Referência, qualquer que seja o raio considerado. Os outros métodos apresentam resultados entre  $5,16^\circ$  e  $6,1^\circ$  alternando suas posições ao longo do tempo de simulação.

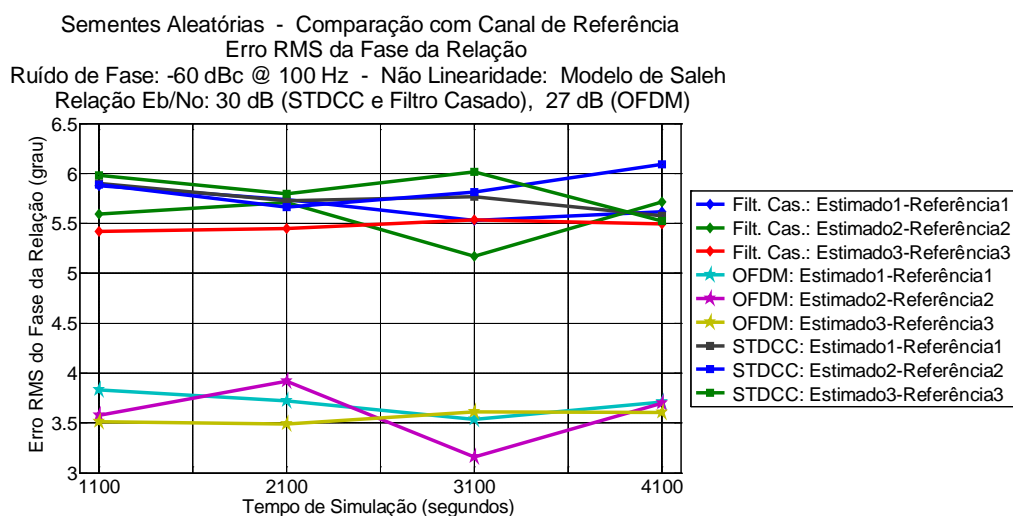


Figura 8.30 – Evolução do erro RMS da relação com canal de referência - Fase -  
Relação  $E_b/N_0$  alta

Na condição de relação  $E_b/N_0$  baixa, o método OFDM preserva a sua qualidade como mostra a Figura 8.31. Também o método Filtro Casado mantém os resultados anteriores enquanto o STDCC se degrada, alcançando o valor de  $8,6^\circ$  em 1100 segundos.

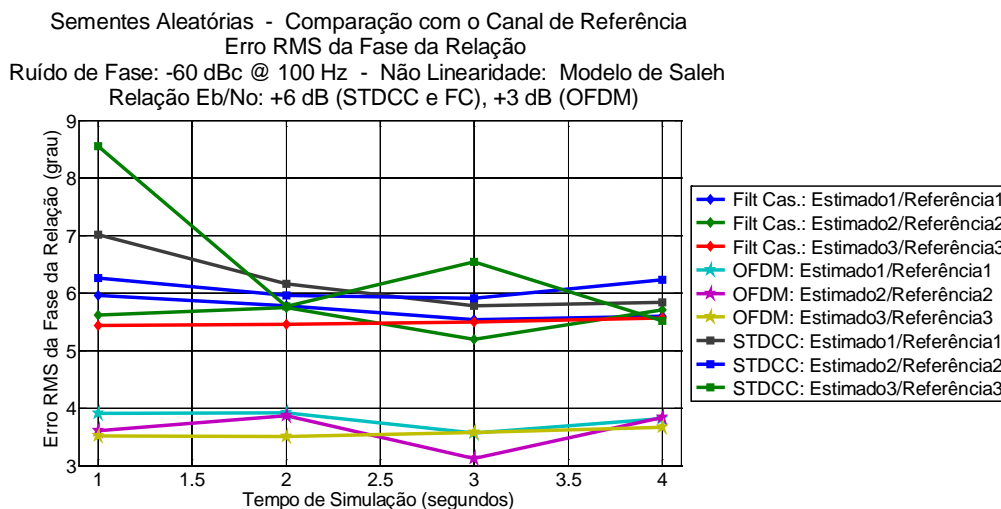


Figura 8.31 – Evolução do erro RMS da relação com canal de referência – Fase -  
 Relação  $E_b/N_0$  baixa

### 8.3.4

#### Desvio padrão da fase da relação

A Figura 8.32 apresenta a evolução do desvio padrão da fase da relação entre o canal estimado e o canal de referência na condição de pouco ruído. De um modo geral os resultados evoluem sem grandes alterações entre 1100 segundos e 4100 segundos para as relações Estimado1/Referência1 e Estimado3/Referência3 nos três métodos comparados. No entanto, a relação Estimado2/Referência2 em 2100 segundos apresenta um aumento do desvio padrão nos três métodos alcançando, pelo menos, o dobro do valor encontrado em 1100 segundos, após o que retorna ao patamar anterior.

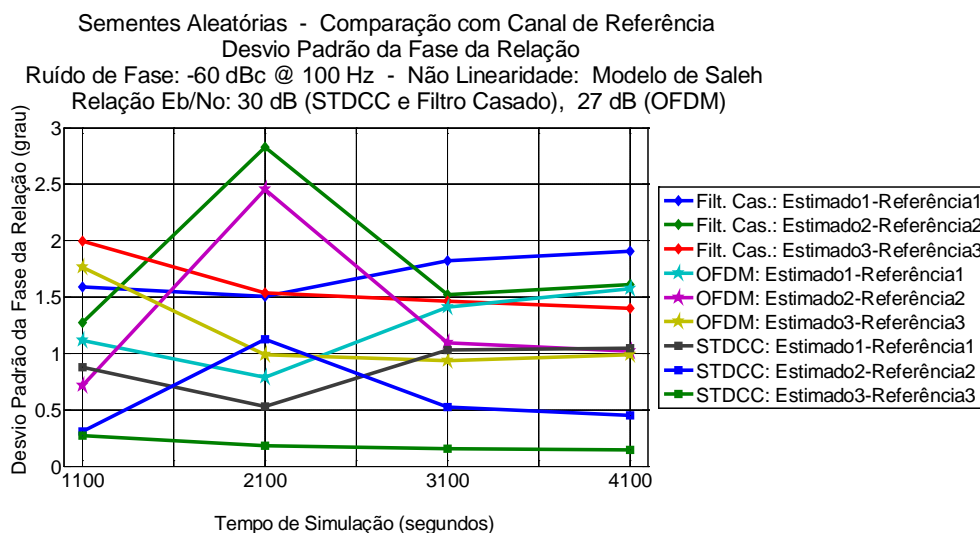


Figura 8.32 – Evolução do desvio padrão da relação com canal de referência – Fase -  
Relação  $E_b/N_0$  alta

O comportamento do desvio padrão da fase da relação entre o canal estimado e o canal de referência na condição de baixa relação  $E_b/N_0$  é mostrada na Figura 8.33. Com exceção do método STDCC, os demais resultados apresentam comportamento idêntico ao mostrado na Figura 8.32. Para o STDCC as relações Estimado1/Referência1, Estimado2/Referência2 e Estimado3/Referência3 em 1100 segundos sofrem um aumento, respectivamente, de 4,3 vezes, 3,7 vezes e 20,8 vezes.

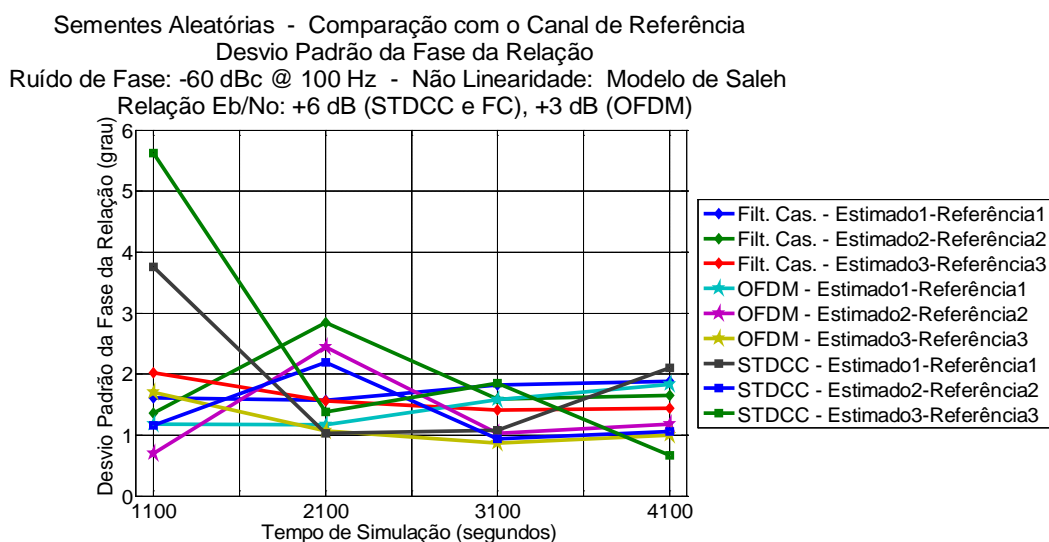


Figura 8.33 – Evolução do desvio padrão da relação com canal de referência – Fase -  
Relação  $E_b/N_0$  baixa



## 8.4

### Análise dos resultados

As considerações preliminares se restringem à análise do resultado da comparação entre raios com o objetivo de reduzir a extensão deste capítulo, pois como mencionado anteriormente, esta relação é a única que se obtém na prospecção do canal rádio móvel no campo.

Mais uma vez os resultados foram condensados em indicadores mais fáceis de serem analisados. Para isto, foi calculada a média temporal dos indicadores módulo do erro RMS, desvio padrão do erro de módulo, fase do erro RMS e desvio padrão do erro de fase. Os três métodos foram analisados nas condições de relação  $E_b/N_0$  alta e baixa e para as comparações Raio2/Raio1 e Raio3/Raio1.

#### 8.4.1

##### Relação entre raios

A figura 8.34 apresenta as médias temporais dos instantes 1100 segundos, 2100 segundos, 3100 segundos e 4100 segundos para o módulo do erro RMS na condição de relação  $E_b/N_0$  alta. Observa-se que os métodos OFDM e Filtro Casado apresentam resultados equivalentes tanto para a relação Raio2/Raio1 quanto para a relação Raio3/ Raio1. O método STDCC apresenta, para a relação Raio3/Raio1 o valor de 9,22%, enquanto o OFDM, para a mesma relação possui a média igual a 3,63%. No entanto, para a relação Raio2/Raio1 este método possui uma média inferior a 2%, o melhor resultado entre todos.

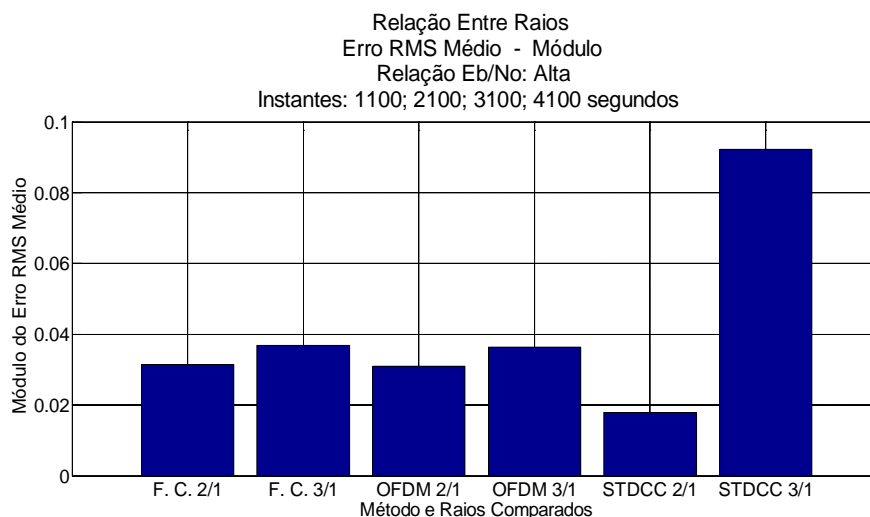


Figura 8.34 – Média do erro RMS da relação entre raios – Módulo - Relação  $E_b/N_0$  alta

A figura 8.35 apresenta as médias temporais para o módulo do erro RMS com relação  $E_b/N_0$  baixa. Se comparados os resultados com aqueles da relação  $E_b/N_0$  alta, verifica-se que os valores dos métodos Filtro Casado e OFDM não se alteraram com a elevação do ruído. No entanto, o STDCC teve seus resultados sensivelmente alterados, passando a relação Raio2/Raio1 de 1,8% para 4,9% enquanto a relação Raio3/Raio1 variou de 9,22% para 11%.

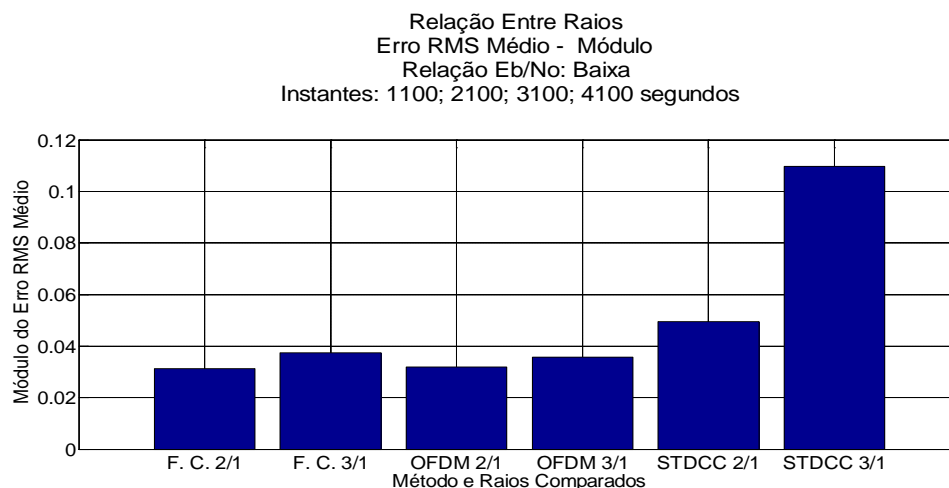


Figura 8.35 – Média do erro RMS da relação entre raios – Módulo - Relação  $E_b/N_0$  baixa

A figura 8.36 apresenta as médias temporais dos instantes 1100 segundos, 2100 segundos, 3100 segundos e 4100 segundos para o módulo do desvio padrão do erro na condição de relação  $E_b/N_0$  alta. Mais uma vez, Filtro Casado e OFDM são equivalentes, enquanto o método STDCC se apresenta como o de menor

sensibilidade à alteração do canal a ser estimado. O método STDCC apresenta um pior resultado para a relação Raio2/Raio1 que para a relação Raio3/Raio1.

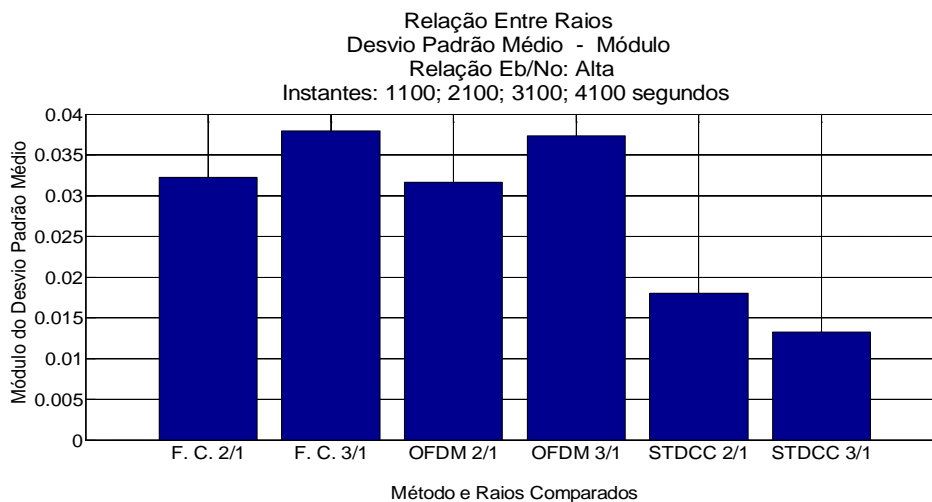


Figura 8.36 – Média do desvio padrão da relação entre raios – Módulo - Relação  $E_b/N_0$  alta

São válidos para os resultados, na condição de relação  $E_b/N_0$  baixa mostrada na Figura 8.37, os mesmos comentários feitos com respeito à Figura 8.35, para os métodos Filtro Casado e OFDM. O método STDCC, porém, passa da condição de ser o método menos sensível à alteração do canal estimado para o de maior sensibilidade. O método STDCC apresenta um pior resultado para a relação Raio2/Raio1 que para a relação Raio3/Raio1.

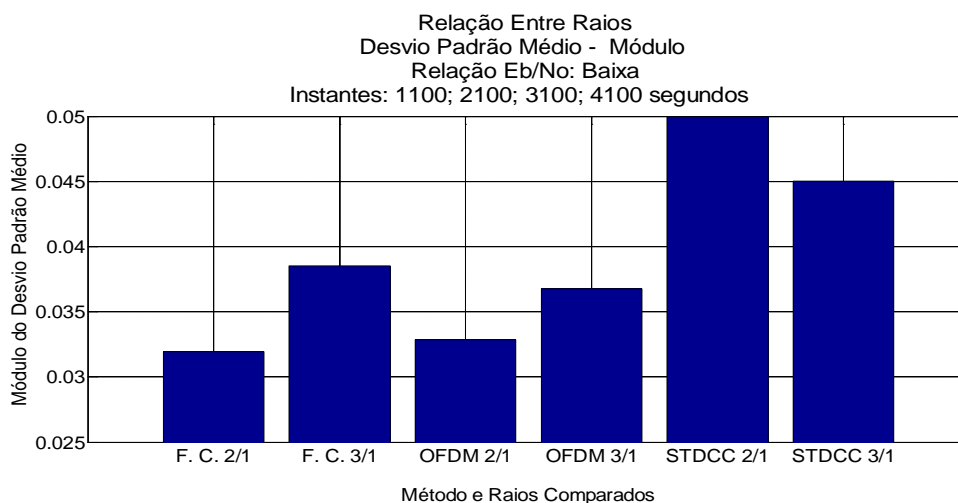


Figura 8.37 – Média do desvio padrão da relação entre raios – Módulo - Relação  $E_b/N_0$  baixa

O comportamento dos métodos Filtro Casado e OFDM, conforme o indicador média temporal do erro RMS de fase, mostrado na figura 8.38, indica

que os resultados são equivalentes na condição de alta relação  $E_b/N_0$ . Atipicamente, todos os métodos apresentam um pior resultado para a relação  $Raio2/Raio1$  que para a relação  $Raio3/Raio1$ . O STDCC entre todos é o que possui o pior desempenho, embora bem próximo dos demais métodos.

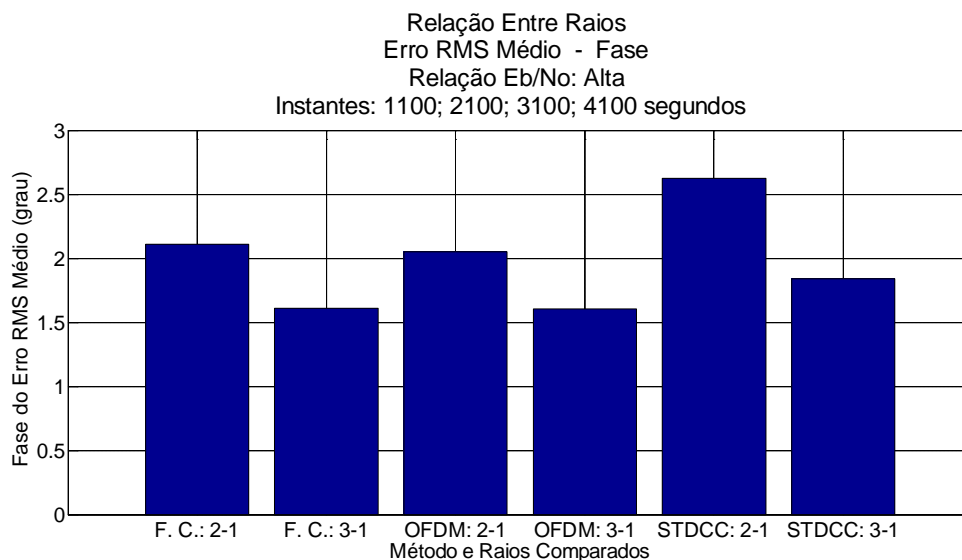


Figura 8.38 – Média do erro RMS da relação entre raios – Fase - Relação  $E_b/N_0$  alta

Na condição de relação  $E_b/N_0$  baixa, apresentada na Figura 8.39, a situação dos métodos Filtro Casado e OFDM não se alteram em relação à condição anterior. O método STDCC, no entanto, sofre uma pequena degradação, em particular na relação  $Raio3/Raio1$ .

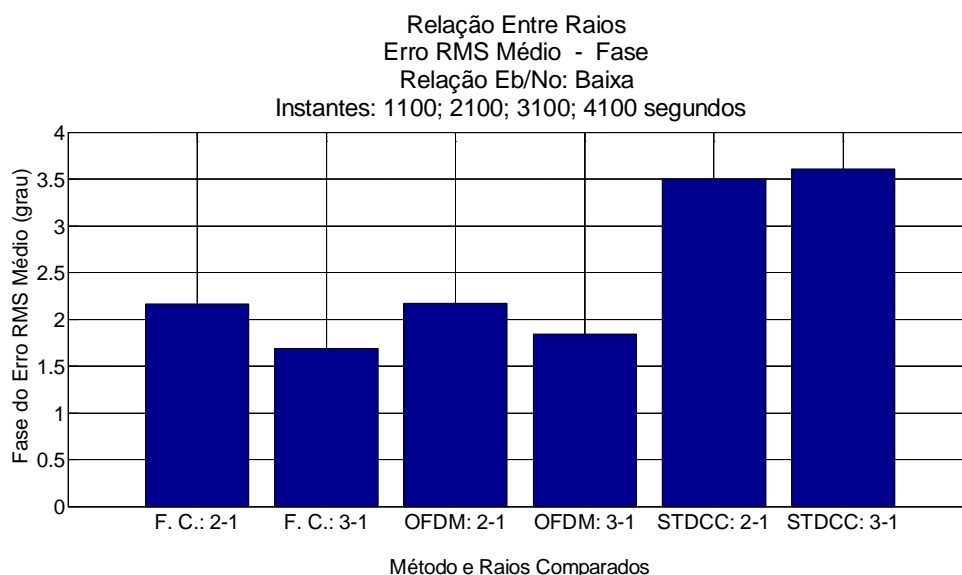


Figura 8.39 – Média do erro RMS da relação entre raios – Fase - Relação  $E_b/N_0$  baixa

O comportamento dos métodos Filtro Casado e OFDM, conforme o indicador média temporal do desvio padrão de fase, mostrado na figura 8.40, mais uma vez indica que eles possuem resultados praticamente iguais na condição de alta relação  $E_b/N_0$ . Os valores encontrados para o método STDCC pouco diferem dos dois primeiros mencionados. Conclui-se, portanto, que os três métodos, neste aspecto, são similares.

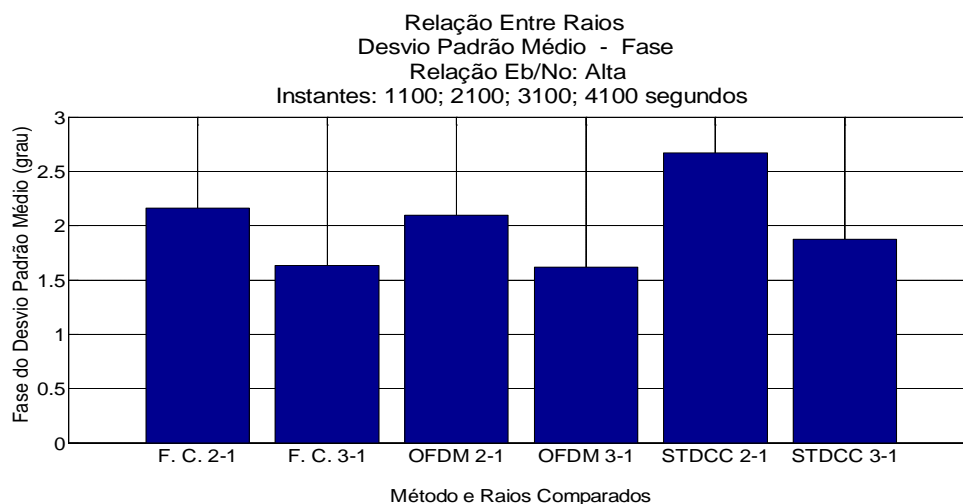


Figura 8.40 – Média do desvio padrão da relação entre raios – Fase - Relação  $E_b/N_0$  alta

Aplicam-se para a Figura 8.41 os mesmos comentários feitos para a Figura 8.39.

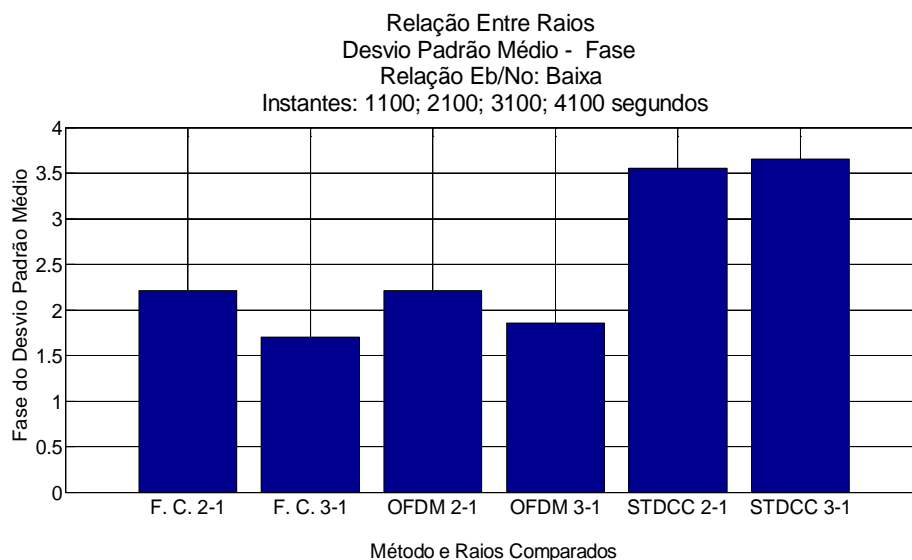


Figura 8.41 – Média do desvio padrão da relação entre raios – Fase - Relação  $E_b/N_0$  baixa

A Tabela 8.1 resume, para os três métodos, os valores máximos encontrados do erro RMS e desvio padrão do módulo da relação entre raios e os instantes nos quais estes ocorreram, na condição de baixa relação  $E_b/N_0$ .

Tabela 8.1 – Valores extremos do erro RMS e desvio padrão do módulo da relação

<b>Relação entre raios – <math>E_b/N_0</math> baixa</b>						
Erro RMS - módulo				Desvio padrão - módulo		
		valor (%)	instante (s)		Valor (%)	Instante (s)
Filtro Casado	raio2/raio1	3,7	3.100	raio2/raio1	3,8	3.100
	raio3/raio1	4,2	4.100	raio3/raio1	4,3	4.100
OFDM	raio2/raio1	3,6	3.100	raio2/raio1	3,7	3.100
	raio3/raio1	4,4	4.100	raio3/raio1	4,5	4.100
STDCC	raio2/raio1	8,7	1.100	raio2/raio1	8,8	1.100
	raio3/raio1	16,0	1.100	raio3/raio1	9,8	1.100

A Tabela 8.2 resume, para os três métodos, os valores máximos encontrados do erro RMS e desvio padrão da fase da relação entre raios e os instantes nos quais estes ocorreram, na condição de baixa relação  $E_b/N_0$ .

Tabela 8.2 – Valores extremos do erro RMS e desvio padrão da fase da relação

<b>Relação entre raios – <math>E_b/N_0</math> baixa</b>						
Erro RMS - fase				Desvio padrão - fase		
		Valor (grau)	Instante (s)		Valor (grau)	Instante (s)
Filtro Casado	raio2/raio1	3,0	2.100	raio2/raio1	3,0	2.100
	raio3/raio1	2,1	1.100	raio3/raio1	2,0	1.100
OFDM	raio2/raio1	3,0	2.100	raio2/raio1	3,0	2.100
	raio3/raio1	2,0	1.100	raio3/raio1	2,0	4.100
STDCC	raio2/raio1	4,2	1.100	raio2/raio1	4,3	1.100
	raio3/raio1	6,9	1.100	raio3/raio1	7,0	1.100

## CONCLUSÃO

Este capítulo apresenta as conclusões obtidas após a realização das estimativas dos canais rádio móveis, utilizando os métodos Filtro Casado, OFDM e STDCC, submetidos aos principais fatores de degradação que afetam o desempenho dos sistemas e que são capazes de alterar a qualidade dos resultados.

Excepcionalmente, neste capítulo dedicado às conclusões, ainda são apresentados gráficos para auxiliar a obtenção das mesmas, em decorrência da grande quantidade de resultados obtidos ao longo deste trabalho. Os gráficos agora inseridos aglutinam e facilitam a comparação de resultados mostrados nos Capítulos 4, 5, 6, 7 e 8.

Inicialmente são analisados em conjunto os métodos anteriormente submetidos, isoladamente, aos fatores de degradação. Com este objetivo os três métodos foram testados na presença do ruído térmico aditivo Gaussiano branco, não linearidade dos amplificadores de potência e ruído de fase no conversor de recepção.

Concluída esta etapa, foram analisadas as simulações incluindo, simultaneamente, os três fatores de degradação utilizando um valor para a distorção não linear dos amplificadores de potência de tal forma que fossem atendidos os limites impostos ao espectro do sinal modulado transmitido. Foram escolhidos quatro valores significativos para o ruído de fase e, para cada um deles, foram aplicados nove valores da relação  $E_b/N_0$ .

Finalmente, ainda na etapa de simulações na presença dos três fatores de degradação, são analisados os resultados obtidos por vinte valores aleatórios usados como sementes iniciais na criação do canal a ser estimado, possuindo desvanecimento caracterizado pela distribuição de Rayleigh. Foram utilizados dois grupos de relação  $E_b/N_0$  nos quais as vinte sementes foram utilizadas gerando vinte diferentes canais estimados. O primeiro grupo foi nomeado como o de **relação  $E_b/N_0$  alta**, enquanto o segundo foi chamado como o de **relação  $E_b/N_0$  baixa**. Nesta etapa foi observada a evolução dos resultados em quatro instantes de tempo diferentes, mostrada em detalhes no Capítulo 8.



## 9.1

### Influência dos Fatores Isolados na Relação entre Raios – Semente Única

São comparados os métodos de sondagem através de seus indicadores **erro RMS do módulo da relação, desvio padrão do módulo da relação, erro RMS da fase da relação e desvio padrão da fase da relação** ao longo dos parâmetros variados. Para cada um desses indicadores são apresentados os resultados, lado a lado, na presença do ruído AWGN, não linearidade representada pelo modelo de Saleh e ruído de fase. São mostradas as relações Raio2/Raio1 e Raio3/Raio1. Estes resultados haviam sido apresentados em detalhes e individualmente ao longo dos Capítulos 4, 5 e 6.

A Figura 9.1 mostra o erro RMS do módulo da relação. Na primeira observação desta figura sobressai a inferioridade do método STDCC em relação aos demais na estimação da relação Raio3/Raio1 para os três fatores de degradação, isto é, ruído térmico, não linearidade e ruído de fase. Além disto, conclui-se que em todos os métodos de estimação, para todos os três tipos de degradação, os resultados da relação Raio3/Raio1 são piores que para os resultados da relação Raio2/Raio1. Este resultado é decorrente do fato do atraso do raio3 não ser múltiplo inteiro do intervalo entre símbolos, sendo necessária a realização de interpolação no tempo para a obtenção de seu valor estimado.

Outra conclusão obtida da observação desta figura é quanto à influência da relação  $E_b/N_0$  sobre os resultados, superando em quase todas as situações a influência da não linearidade e do ruído de fase. Destaca-se, ainda, que a não linearidade e o ruído de fase exercem papel relevante sobre os resultados na relação Raio3/Raio1. Ressalta-se que o método Filtro Casado apresenta a melhor qualidade dentre todos os métodos comparados, tanto na relação Raio2/Raio1 quanto na Raio3/Raio1, acompanhado de perto pelo método OFDM.

Observa-se, ao serem comparados os métodos Filtro Casado e OFDM, que existe um aumento da influência da não linearidade sobre o método OFDM. Isto pode ser atribuído ao fato deste método possuir um maior valor de PAPR, como mostrado no Capítulo 3.

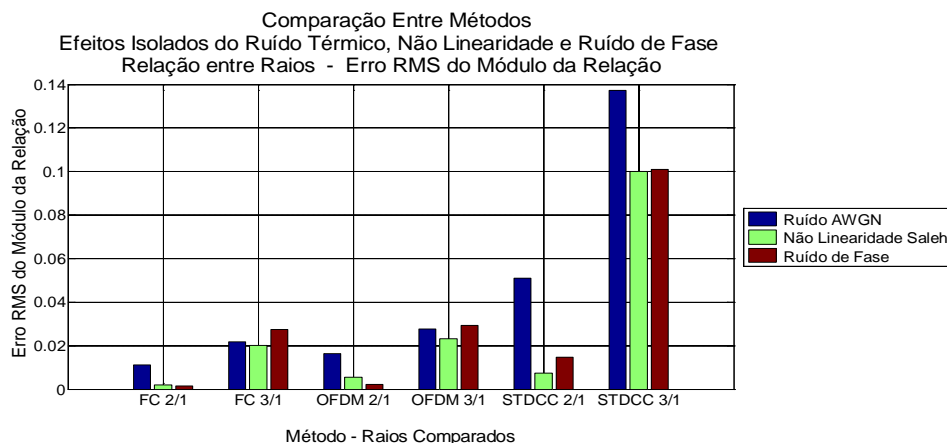


Figura 9.1 – Erro RMS do módulo da relação – Efeito isolado do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase

A Figura 9.2 apresenta o comportamento do desvio padrão do módulo da relação. Após uma simples observação, é constatada a grande influência da relação  $E_b/N_0$  sobre o resultado de todos os métodos se comparado à não linearidade e ao ruído de fase. Novamente, o método Filtro Casado se apresenta como o melhor dentre todos. O OFDM, embora inferior, possui resultados próximos. O método STDCC é, nitidamente, o pior deles. Observa-se que a contribuição da não linearidade é insignificante para todos os métodos. A relação entre o pior valor para o ruído de fase, que pertence ao STDCC 2/1 é, aproximadamente, 61 vezes maior que o melhor valor associado ao Filtro Casado 3/1. A relação entre o pior valor para o ruído AWGN que pertence ao STDCC 3/1 é aproximadamente 7 vezes superior que o melhor valor associado ao Filtro Casado 3/1.

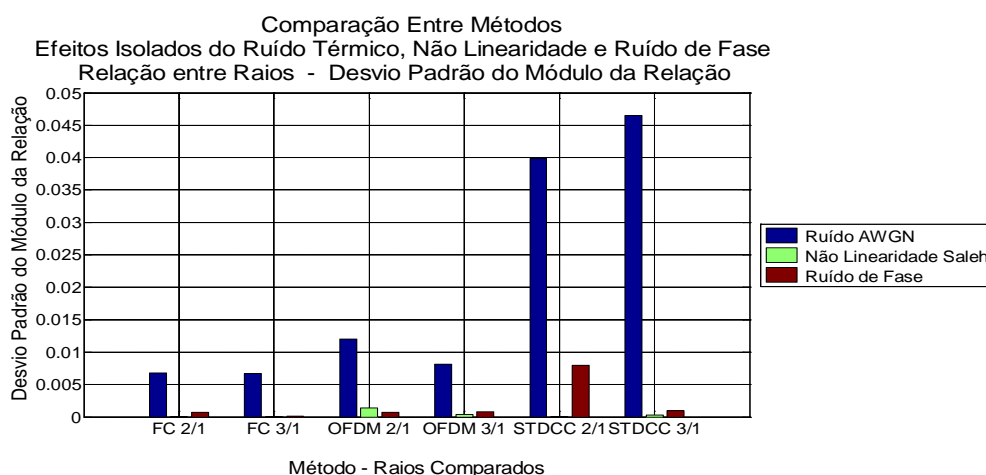


Figura 9.2 – Desvio padrão do módulo da relação – Efeito isolado ruído térmico, não linearidade e ruído de fase

A Figura 9.3 apresenta o comportamento do erro RMS da fase da relação entre raios. Mais uma vez fica evidente a influência do ruído térmico sobre todos os resultados. De forma diferente dos casos anteriores, para os métodos Filtro Casado e OFDM, a relação Raio3/Raio1 possui resultados melhores que a relação Raio2/Raio1. Se comparado com o erro RMS do módulo da relação no qual a não linearidade e o ruído de fase possuem presença marcante, neste caso, o efeito destes fatores é reduzido.

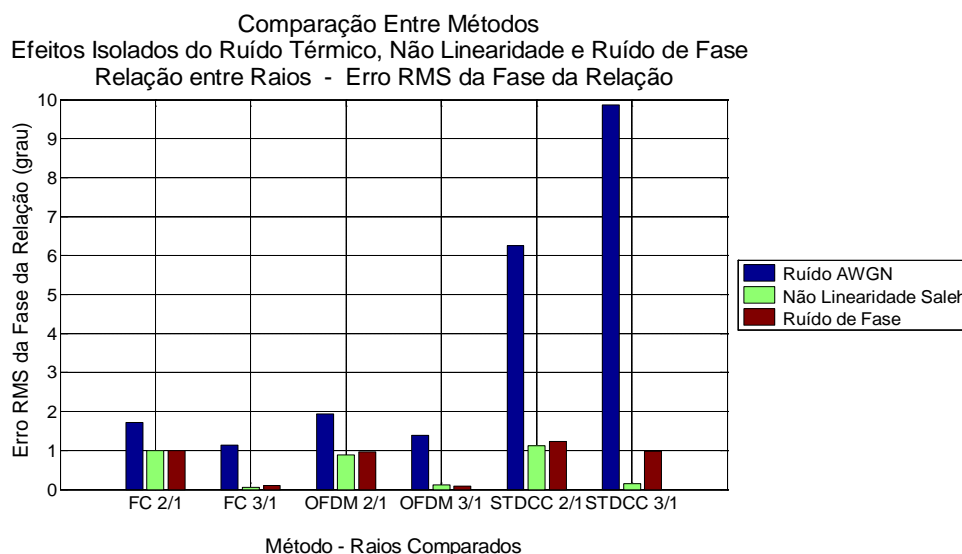


Figura 9.3 – Erro RMS da fase da relação – Efeito isolado do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase

A Figura 9.4 mostra que o resultado nocivo do ruído térmico sobre o método STDCC é ainda mais destacado que nos demais indicadores. A relação entre o pior valor para o ruído AWGN pertence ao método STDCC 3/1 é, aproximadamente, 23 vezes superior que o melhor valor associado ao Filtro Casado 2/1. O segundo maior fator de degradação é o ruído de fase com uma única exceção que acontece no OFDM 2/1. A não linearidade é o fator de menor impacto nos resultados, tendo o seu efeito máximo produzido um desvio padrão de  $0,137^\circ$  para a relação Raio2/Raio1 do método OFDM.

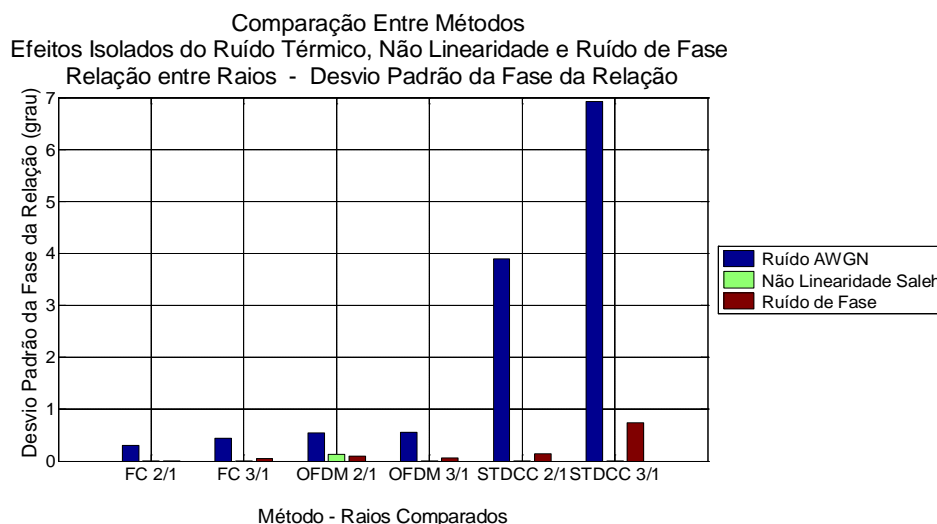


Figura 9.4 – Desvio padrão da fase da relação – Efeito isolado do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase

Nas condições sob as quais os métodos foram testados conclui-se que o principal fator na geração de resultados imprecisos é o ruído AWGN afetando, principalmente, o método STDCC.

## 9.2

### Influência dos Fatores Combinados na Relação entre Raios – Semente Única

São comparados os métodos de sondagem através de seus indicadores **erro RMS do módulo da relação, desvio padrão do módulo da relação, erro RMS da fase da relação e desvio padrão da fase da relação**. São mostradas as relações Raio2/Raio1 e Raio3/Raio1 para os três métodos avaliados, obtidas ao longo da média dos valores de ruído de fase igual a -40 dBc, -50 dBc, -60 dBc e -90 dBc. Para cada valor de ruído de fase utilizado foram usados nove valores da relação  $E_b/N_0$ . A semente inicial 27 foi usada para geração do canal com desvanecimento do tipo Rayleigh. As figuras 9.5, 9.6, 9.7 e 9.8 foram obtidas a partir do processamento dos resultados apresentados no Capítulo 7.

A Figura 9.5 apresenta a média do erro RMS do módulo da relação tomada ao longo dos valores do ruído de fase. Os melhores resultados correspondem ao método Filtro Casado com valores de erro RMS de 1,1% e 1,41%, respectivamente para as relações Raio2/Raio1 e Raio3/Raio1. No outro extremo

encontra-se o STDCC com erro RMS de 4,28% e 24,2%. O OFDM se encontra próximo ao Filtro Casado, possuindo, no entanto, resultados ligeiramente inferiores, par a par.

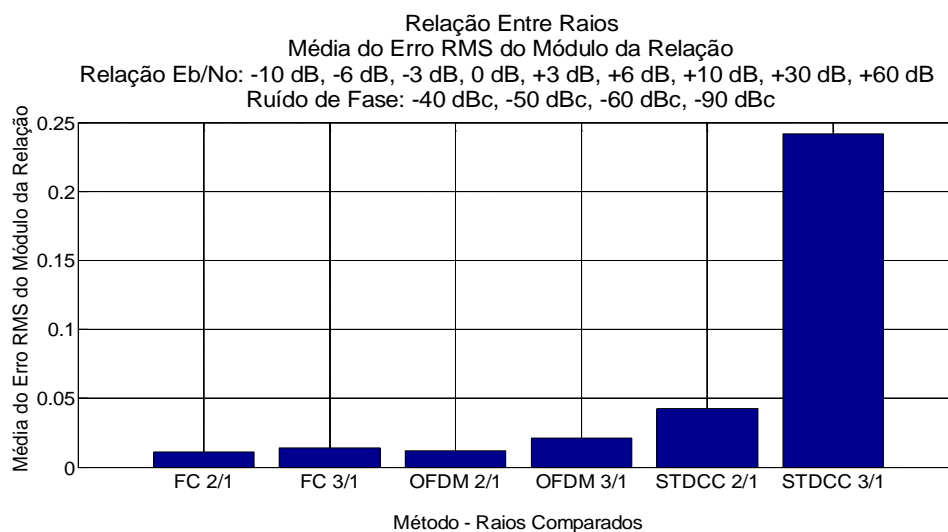


Figura 9.5 – Média do erro RMS do módulo da relação – Efeito simultâneo do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase

A Figura 9.6 representa a média do desvio padrão do módulo da relação entre raios. Neste indicador, o método OFDM apresenta resultado superior ao Filtro Casado, indicando uma menor sensibilidade à variação do ruído de fase e à relação  $E_b/N_0$ . O método STDCC possui a relação Raio3/Raio1 uma ordem de grandeza superior ao Filtro Casado nesta mesma relação (10,8% para 1,02%).

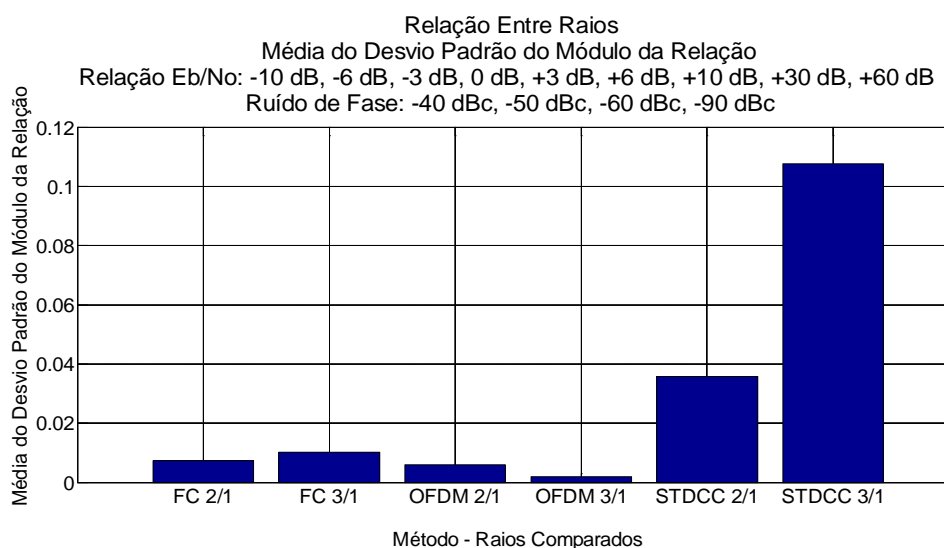


Figura 9.6 – Média do desvio padrão do módulo da relação – Efeito simultâneo do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase

Novamente, no indicador média do erro RMS da fase da relação, mostrado na Figura 9.7, o método OFDM é superior ao Filtro Casado. Também, mais uma vez, o método STDCC é inferior aos demais, apresentando a relação Raio3/Raio1 duas ordens de grandeza maior que o OFDM.

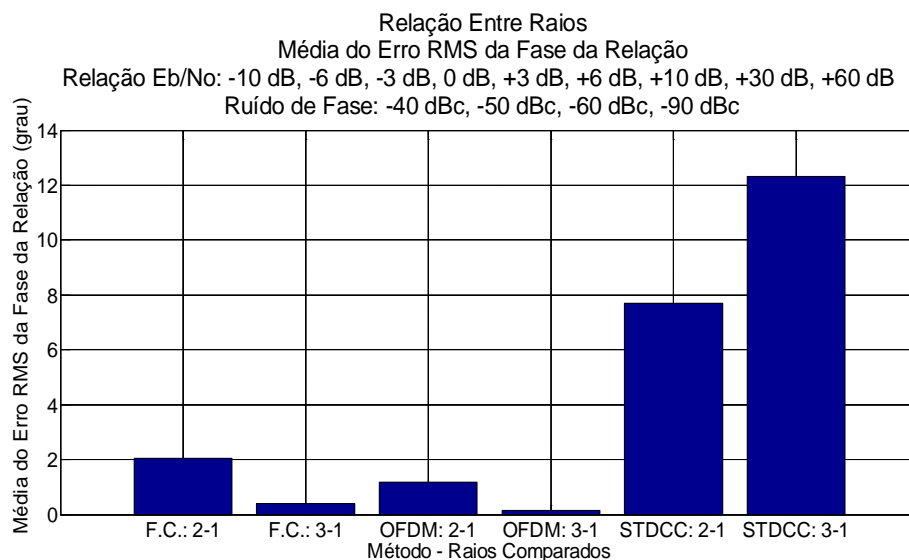


Figura 9.7 – Média do erro RMS da fase da relação – Efeito simultâneo do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase

A Figura 9.8 mostra o indicador média do desvio padrão da fase da relação. O método STDCC aparece como o de maior sensibilidade à variação dos fatores ruído de fase e relação  $E_b/N_0$  e o OFDM como o menos sensível.

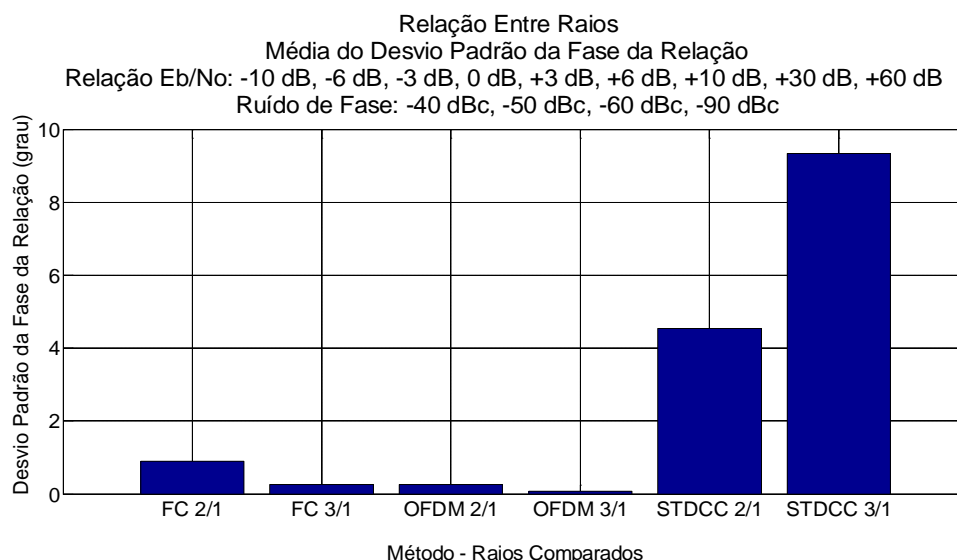


Figura 9.8 – Média do desvio padrão da fase da relação – Efeito simultâneo do ruído térmico, não linearidade e ruído de fase

Como conclusão, constata-se que os métodos Filtro Casado e OFDM podem ser considerados equivalentes, tendo em vista que seus resultados apresentam valores próximos em todas as situações enquanto o STDCC é claramente inferior, particularmente nos valores da relação Raio3/Raio1 na qual ele apresenta resultados, pelo menos, uma ordem de grandeza, piores que os demais métodos.

A Tabela 9.1 resume os resultados obtidos onde estão, assinalados, por cores diferentes, os piores valores encontrados.

Tabela 9.1 – Valores médios do erro RMS e desvio padrão da relação

Método	Raios comparados	Módulo		Fase	
		Erro RMS (%)	Desvio padrão (%)	Erro RMS (grau)	Desvio padrão (grau)
Filtro Casado	raio2/raio1	1,1	0,73	2,05	0,89
	raio3/raio1	1,4	1,0	0,41	0,25
OFDM	raio2/raio1	1,2	0,6	1,18	0,26
	raio3/raio1	2,1	0,2	0,15	0,07
STDCC	raio2/raio1	4,3	3,5	7,7	4,53
	raio3/raio1	24,2	10,8	12,3	9,34

### 9.3

#### Influência dos Fatores Combinados na Relação entre Raios – Sementes Aleatórias

Neste item são apresentadas as conclusões obtidas da comparação entre os três métodos de estimação do canal rádio móvel, através da avaliação de seus indicadores, na presença de vinte canais rádio diferentes já que estes utilizam vinte sementes iniciais aleatórias na sua geração. Entretanto, o retardo entre os multipercursos foram mantidos inalterados. São mostrados nas figuras de 9.9 a 9.12, lado a lado, os indicadores **erro RMS do módulo da relação, desvio padrão do módulo da relação, erro RMS da fase da relação e desvio padrão da fase da relação** para duas condições de relação  $E_b/N_0$ , denominadas relação  $E_b/N_0$  alta e baixa. Na condição de relação  $E_b/N_0$  alta, estas foram de 30 dB para

os métodos Filtro Casado e STDCC e 27 dB para o OFDM. Na condição de relação  $E_b/N_0$  baixa, elas foram 6 dB para o Filtro Casado e STDCC e 3 dB para o OFDM. O motivo para a diferença usada entre os métodos se encontra no Capítulo 5 e se deve à necessidade de atender o limite imposto ao espectro transmitido gerado pela presença de não linearidade. É enfatizado o fato de que os métodos não foram expostos a condições extremas de ruído térmico neste grupo de experimentos, em oposição aos outros grupos, nos quais a relação  $E_b/N_0$  usada alcançou -10 dB e -13 dB.

A Figura 9.9 apresenta a média ao longo do tempo de simulação obtida para o erro RMS da relação entre raios nas duas condições de ruído aditivo Gaussiano branco utilizadas. Observa-se que os métodos Filtro Casado e OFDM apresentam resultados equivalentes e são independentes da quantidade de ruído presente. Para esses métodos a diferença entre a relação Raio2/Raio1 e a relação Raio3/Raio1 atinge o valor máximo de 0,62% para o método Filtro Casado e ruído alto.

O método STDCC possui bom desempenho para a relação  $E_b/N_0$  alta na razão Raio2/Raio1, na qual o atraso do raio 2 é múltiplo inteiro do período entre símbolos. Mesmo nesta condição de múltiplo inteiro, o aumento do ruído térmico provoca o acréscimo do erro RMS, de modo que este ultrapasse os demais métodos. Neste caso existe um multiplicador de 2,76 vezes entre a relação  $E_b/N_0$  baixa e alta. Para a relação Raio3/Raio1 o erro ultrapassa 9% e 11%, respectivamente, na condição de ruído baixo e alto.

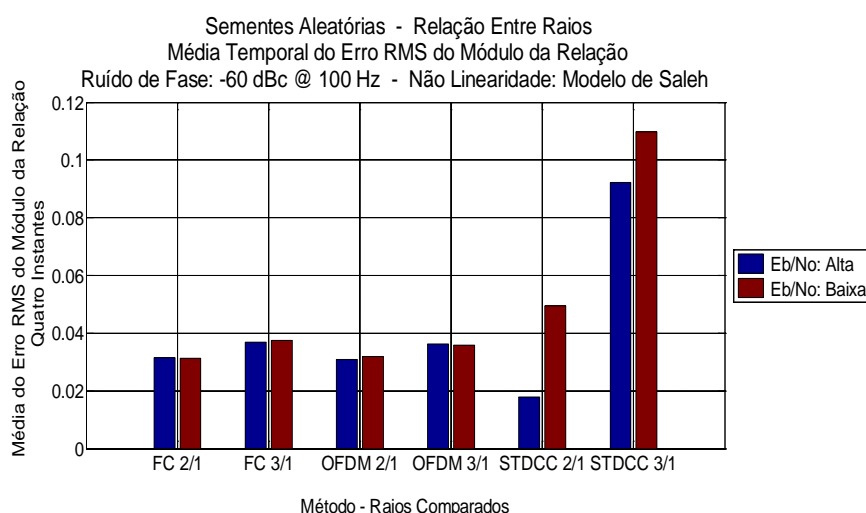


Figura 9.9 – Média temporal do erro RMS do módulo da relação – Instantes: 1100 segundos, 2100 segundos, 3100 segundos e 4100 segundos



A Figura 9.10 apresenta a média, ao longo do tempo, do desvio padrão do módulo da relação entre raios. São válidas para os métodos Filtro Casado e OFDM as mesmas conclusões apresentadas após a análise da Figura 9.9 no seu aspecto qualitativo. Sobre o método STDCC constata-se a sua baixa sensibilidade à variação do canal sondado na condição de alta relação  $E_b/N_0$ , com a qualidade do resultado superior à dos outros dois métodos. Na presença de alto ruído térmico este método fica degradado sem, no entanto, ter seus resultados muito diferentes dos demais.

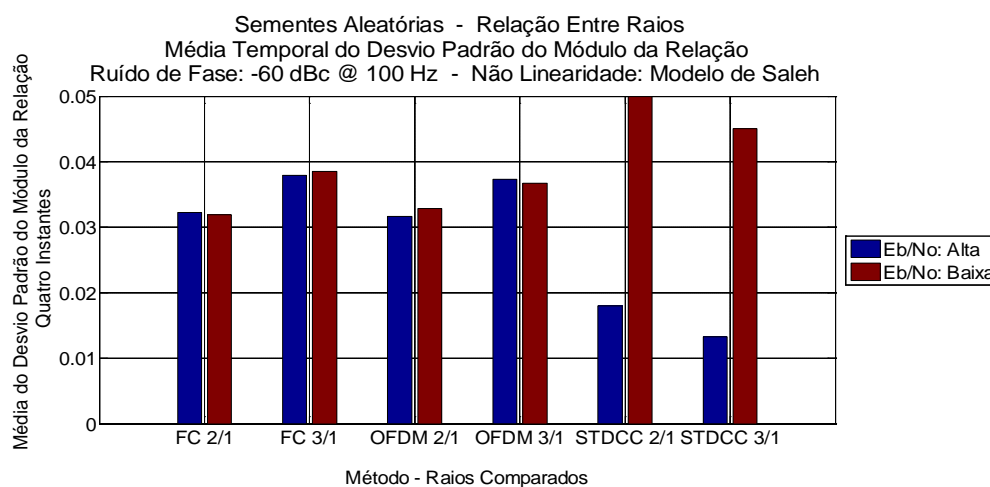


Figura 9.10 – Média temporal do desvio padrão do módulo da relação – Instantes: 1100 segundos, 2100 segundos, 3100 segundos e 4100 segundos

Da observação da Figura 9.11, que representa a média ao longo do tempo do erro RMS da fase da relação entre raios, conclui-se que existe um comportamento atípico em todos os métodos, já que a relação Raio3/Raio1 possui qualidade superior à relação Raio2/Raio1. Nos demais aspectos não existem alterações significativas, isto é, Filtro Casado e OFDM são equivalentes e a presença de maior valor de ruído acarreta maior erro RMS na fase.

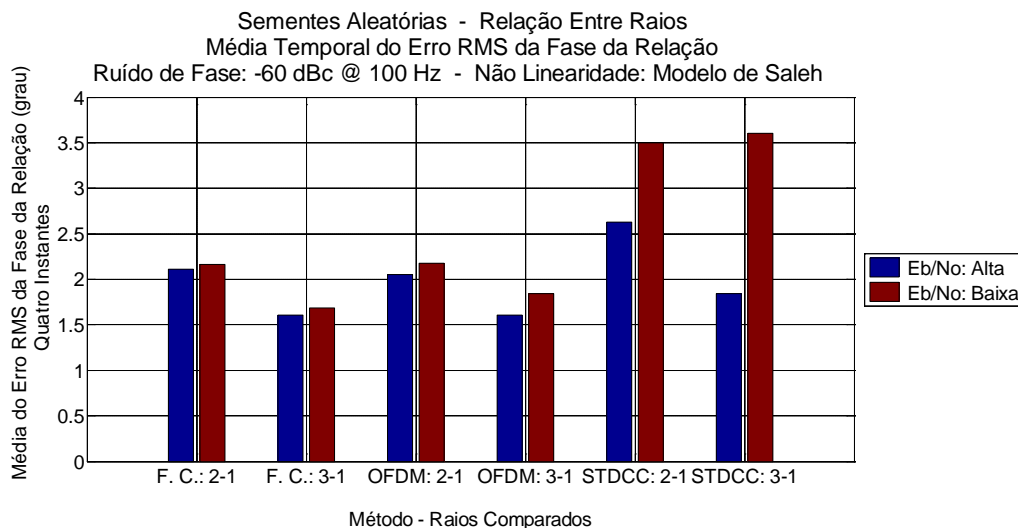


Figura 9.11 – Média temporal do erro RMS da fase da relação – Instantes: 1100 segundos, 2100 segundos, 3100 segundos e 4100 segundos

As Figuras 9.11 e 9.12 são, qualitativamente, muito semelhantes, portanto são válidas para a segunda, as conclusões obtidas para a primeira delas.

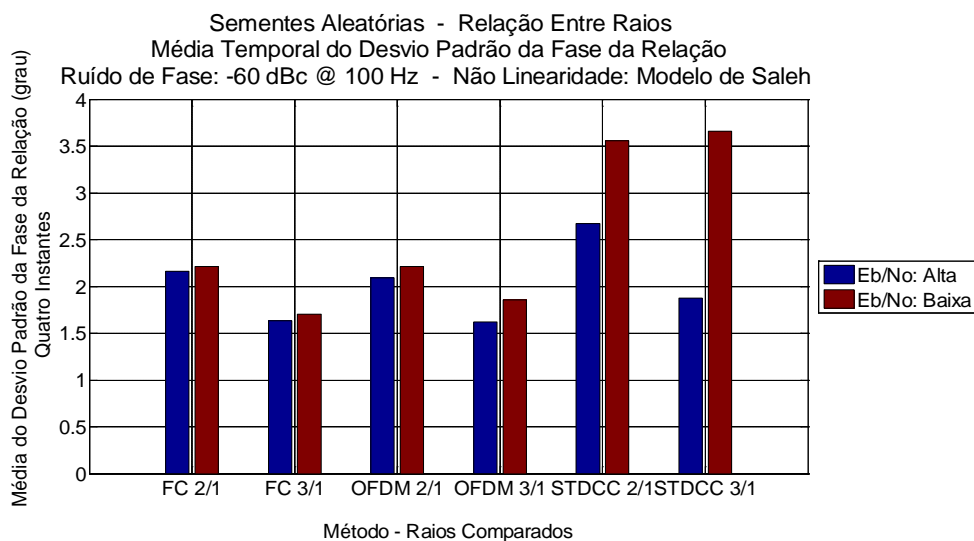


Figura 9.12 – Média temporal do desvio padrão da fase da relação – Instantes: 1100 segundos, 2100 segundos, 3100 segundos e 4100 segundos

As Tabelas 9.2 e 9.3 apresentam, numericamente, os resultados mostrados nos gráficos de barra. A primeira das tabelas traz os valores do erro RMS e desvio padrão do modulo da relação, enquanto a segunda contém esses mesmos indicadores relativos à fase da relação. Nas duas tabelas, para cada coluna contendo resultados, está destacado, em vermelho, o valor numérico máximo encontrado.

Tabela 9.2 – Valores da média temporal do erro RMS e desvio padrão do módulo da relação

<b>Módulo</b>					
		Erro RMS (%)		Desvio padrão (%)	
Método	Raios comparados	$E_b/N_0$ alta	$E_b/N_0$ baixa	$E_b/N_0$ alta	$E_b/N_0$ baixa
Filtro Casado	raio2/raio1	3,15	3,13	3,22	3,19
	raio3/raio1	3,69	3,75	3,79	3,85
OFDM	raio2/raio1	3,09	3,20	3,17	3,29
	raio3/raio1	3,60	3,58	3,74	3,68
STDCC	raio2/raio1	1,79	4,94	1,80	5,0
	raio3/raio1	9,22	11,0	1,33	4,50

Tabela 9.3 – Valores da média temporal do erro RMS e desvio padrão da fase da relação

<b>Fase</b>					
		Erro RMS (grau)		Desvio padrão (grau)	
Método	Raios comparados	$E_b/N_0$ alta	$E_b/N_0$ baixa	$E_b/N_0$ alta	$E_b/N_0$ baixa
Filtro Casado	raio2/raio1	2,11	2,16	2,16	2,21
	raio3/raio1	1,61	1,68	1,63	1,70
OFDM	raio2/raio1	2,05	2,17	2,09	2,21
	raio3/raio1	1,60	1,85	1,62	1,86
STDCC	raio2/raio1	2,62	3,50	2,67	3,55
	raio3/raio1	1,84	3,60	1,88	3,66

## 9.4

### Conclusões Finais

- O ruído térmico aditivo Gaussiano branco é o principal fator de degradação da qualidade de estimação para todos os métodos;

- O método STDCC é, dentre os métodos avaliados, o mais sujeito ao efeito do ruído AWGN;
- Os métodos Filtro Casado e OFDM apresentam resultados muito semelhantes quando submetidos às mesmas condições;
- Todos os métodos avaliados apresentam qualidade superior quando estimam um multipercorso cujo atraso é múltiplo inteiro do intervalo entre símbolos;
- Os métodos Filtro Casado e OFDM produzem um número de resultados  $\gamma$  vezes maior que o método STDCC para um mesmo tempo de observação, sendo  $\gamma$  o fator de deslizamento do método STDCC. Por este motivo, o espalhamento Doppler máximo possível de ser medido por eles é  $\gamma$  vezes superior ao medido pelo método STDCC;
- O método Filtro Casado, por apresentar uma implementação mais simples e resultados muito precisos, deveria ser o de primeira escolha para sondagem dos canais rádio móveis.

## 9.5

### Sugestões para Desenvolvimentos Futuros

São sugeridas as seguintes ações para desenvolvimentos futuros:

- Estabelecer uma relação entre as características do canal de referência (resposta amplitude versus frequência e retardo de grupo versus frequência) e a precisão da estimação;
- Estabelecer o efeito da recuperação imperfeita do relógio de símbolos sobre a qualidade dos métodos;
- Construir uma sonda OFDM com as modificações propostas e utilizá-la;
- Construir uma sonda Filtro Casado com as modificações propostas e utilizá-la;
- Aumentar o fator de sobre amostragem nos métodos OFDM e Filtro Casado intercalando maior número de amostras.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] C.-D. Iskander, “A MATLAB® -based Object-Oriented Approach to Multipath Fading Channel Simulation”, Hi-Tek Multisystems, [http://www.mathworks.cn/matlabcentral/ftp\\_files/18869/1/ChannelModelingWhitePaper.pdf](http://www.mathworks.cn/matlabcentral/ftp_files/18869/1/ChannelModelingWhitePaper.pdf), 14/06/2013.
- [2] G. Strang, “*Linear algebra and its applications*” Thomson Brooks/Cole, fourth edition, 2006.
- [3] O. Edfors et al., “*Analysis of DFT-Based channel estimators for OFDM*”, Wireless Personal Communication 12: pp 55-70, 2000, <http://link.springer.com/article/10.1023%2FA%3A1008864109605#page-1>
- [4] J. J. van de Beek et al., “*On channel estimation in OFDM systems*” , Vehicular Technology Conference, 1995 IEEE 45th (Volume:2 ), 25-28 Jul 1995, pp: 815 - 819 vol.2
- [5] B. Muquet et al., “*Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions?*”, IEEE Transactions on Communications, vol. 50, NO.12, pp. 2136-2148, artigo, December 2002.
- [6] V. Mignone, A. Morello e M. Visintin, “*CD3-OFDM: A new channel estimation method to improve the spectrum efficiency in digital terrestrial television systems*”, IEEE Broadcasting Convention, 1995. IBC 95., International, Date of Conference: 14-18 Sep, pp 122 – 128, 1995
- [7] B. Muquet, “*Nouveaux schémas de réception et décodage pour les systèmes OFDM sans fil avec préfixe cyclique ou zero-padding*”. Tese de doutorado. ENST, Paris, 2001.
- [8] F. D. Backx, , “*Estimação de canal e detecção cega de sinais em sistemas de transmissão OFDM*”. Tese de doutorado. PUC-Rio, 2009.
- [9] J.D. Parsons, “*The mobile radio propagation channel*”. 2ª ed. New York: John Wiley & Sons, 2000.
- [10] J. G. Proakis, D. G. Manolakis, “*Digital Signal Processing*”. Third Edition, Prentice Hall, 1996.
- [11] J. G. Proakis, “*Digital communications*”. 2nd Edition, McGraw Hill, New York, United States of America, [1989].
- [12] S. Haykin, “*Digital communications*”, John Wiley & Sons, 1988

- [13] “*Handbook on Digital Radio-Relay Systems*”, International Telecommunication Union, Radiocommunication Bureau, Geneva, 1996.
- [14] L. J. Matos, “*Influência da vegetação na dispersão dos sinais rádio móveis*”, Tese de doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, PUC-Rio, 2005.
- [15] J. Liebetreu, “*Proposed system impairment models*”, Presentation to IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, Document Number 802.16.1pp-00/15, [http://www.ieee802.org/16/tg1/phy/pres/802161pp-00\\_15.pdf](http://www.ieee802.org/16/tg1/phy/pres/802161pp-00_15.pdf), 15/02/2013.
- [16] A. A. M. Saleh, “*Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers*”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-29, No.11, pp. 1715-1720, November 1981.
- [17] A. Ghorbani e M. Sheikhan, “*The effect of solid state power amplifiers (SSPAs) nonlinearities on MPSK and M-QAM signal transmission*”, Sixth Int’l Conference on Digital Processing of Signals in Comm., 1991, pp.193-197.
- [18] C. Rapp, “*Effects of HPA-nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-signal for a digital sound broadcasting system*”, Proceedings of the second European conference on satellite communications, pp 179-184, Liege, Belgium, Oct. 1991
- [19] M. Webster, “*Suggested PA model for 802.11 HRb*”, doc.: IEEE 802.11-00/294, <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/00/11-00-0294-00-00sb-suggested..>, 15/02/2013
- [20] A. R. S. Bahai, B. R. Saltzberg e M. Ergen, “*Multi-carrier digital communications theory and applications of OFDM*”, Springer, 2ª edição, 2004.
- [21] M. Jeruchim, P. Balaban e K. Shanmugan, “*Simulation of Communication Systems: Modeling, Methodology and Techniques*” – 2nd Ed., Kluwer Academic/Plenum,Publishers, 2001
- [22] P. Jantunen, “*Modelling of Amplifier Nonlinearities I: Memoryless Models*” S-88.221 Postgraduate Seminar on Signal Processing I, Helsinki University of Technology, 09/10/2003. <http://signal.hut.fi/kurssit/s88221/fall03/seminar01.pdf> . 16/02/2013.
- [23] A. M. Niknejad, “*Intercept Point, Gain Compression and Blocking*”, University of California, Berkeley, 2005. [http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/ee142\\_fa05lects/pdf/lect9.pdf](http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/ee142_fa05lects/pdf/lect9.pdf), 18/02/2013.
- [24] M. Webster e K. Halford, “*Spectral mask considerations for 802.11 HRb*”, doc.: IEEE 802.11-00/283, Intersil Corporation, Setembro, 2000, <https://mentor.ieee.org/802.11/dcn/00/11-00-0283-00-00sb-spectrum-mask-considerations-for-802-11-hrb.ppt>. 23/02/2013.
- [25] “*IEEE Standard for Information technology, Telecommunications and information exchange between systems, Local and metropolitan area networks,*

*Specific requirements*”, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, IEEE Std 802.11-2007.

[26] M. Curtin e P. O’Brien, “*Phase-locked loops for high-frequency receivers and transmitters – part 2*”, [http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/33-05/phase\\_locked/index.html](http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/33-05/phase_locked/index.html), 10/03/2013.

[27] D. B. Lesson, “*A simple model of feedback oscillator noise spectrum*”, Proceedings of the IEEE, volume 54, issue 2, pg 329-330, 1966.

[28] X. Huang, F. Tan, W. Wei, e W. Fu, “*A revisit to phase noise model of Lesson*”, Frequency control Symposium, 2007 joint with the 21<sup>st</sup> European Frequency and Time Forum, IEEE International, pg. 238-241.

[29] A. G. Armada, “*Understanding the effects of phase noise in orthogonal frequency division multiplexing (OFDM)*”, IEEE Transactions on Broadcasting, Volume: 47, Issue: 2, Page(s): 153 – 159, Jun 2001.

[30] N. J. Kasdin, “*Discrete simulation of colored noise and stochastic processes and  $1/f^\alpha$  power law noise generator*”, Proceedings of the IEEE, , Volume: 83, Issue: 5, Page(s): 802 – 827, May 1995.

[31] A. L. Berman e C. H. Mahle, “*Nonlinear phase shift in traveling wave tubes as applied to multiple access communication satellite*”, IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-18, pp37-41, Feb. 1970

[32] P. Hetrakul e D. T. Taylor, “*Nonlinear quadrature model for a traveling-wave-tube-type amplifier*” Eletron. Lett., vol.11, p 50, Jan. 23, 1975.

[33] P. Hetrakul e D. T. Taylor, “*Compensators for bandpass nonlinearities in satellite communications*”, IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. AES-12, pp. 509-514, July 1976

[34] A. R. Kaye, D. A. George e M. J. Eric, “*Analysis and compensation of bandpass nonlinearities for communications*”, IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-20, pp. 965-972, Oct. 1972

## ANEXO A - CAPÍTULO 4: EFEITO ISOLADO DO RUÍDO TÉRMICO NOS RESULTADOS

Este anexo contém os resultados detalhados obtidos pela aplicação de diferentes valores da relação  $E_b/N_0$  durante a simulação. Para cada método é mostrado o seu comportamento, em módulo e fase, através da aplicação da expressão (3.3), chamada relação entre raios como definido no item 3.6. O mesmo é feito com a aplicação da expressão (3.2), isto é a relação entre cada raio estimado do canal pesquisado e o raio equivalente no canal de referência, o que é denominado comparação com o canal de referência. Nos gráficos em barras fica explícita a sensibilidade de cada método ao ruído térmico. Foram realizadas simulações com a duração de 1100 segundos, 2100 segundos e 3100 segundos.

### A.4.1

#### Relação entre Raios

São apresentados os resultados, em módulo e fase, para a relação entre raios.

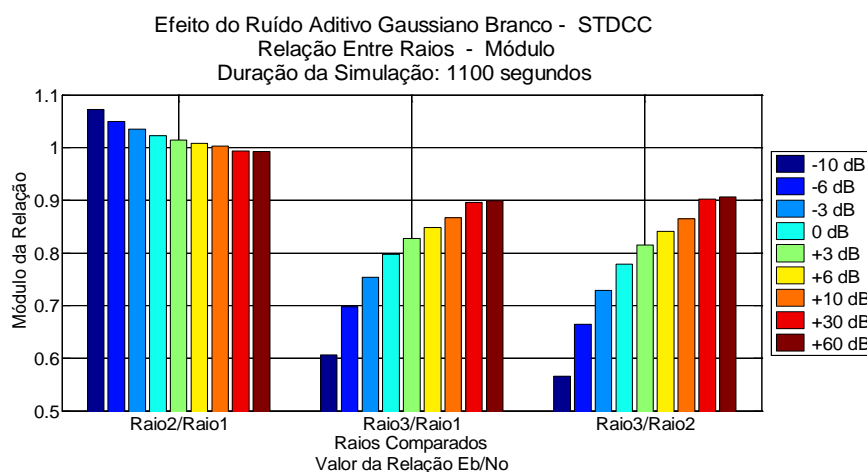


Figura A.4.1 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 1100 segundos



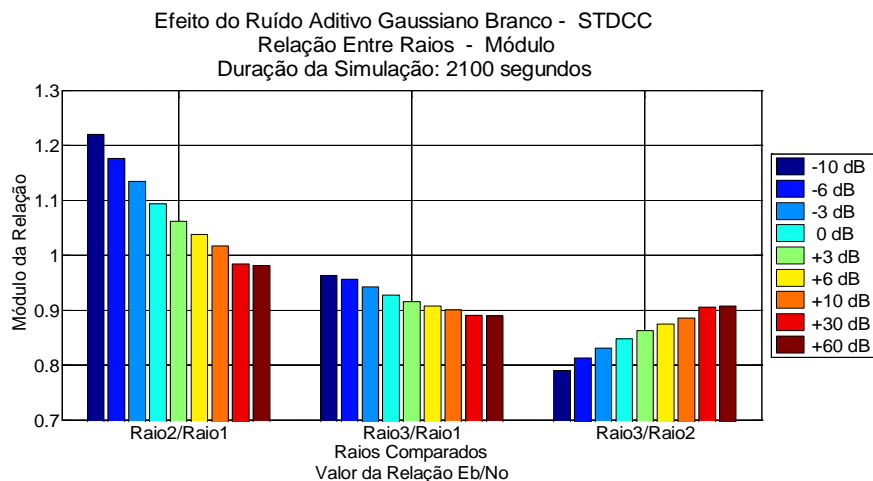


Figura A.4.2 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 2100 segundos

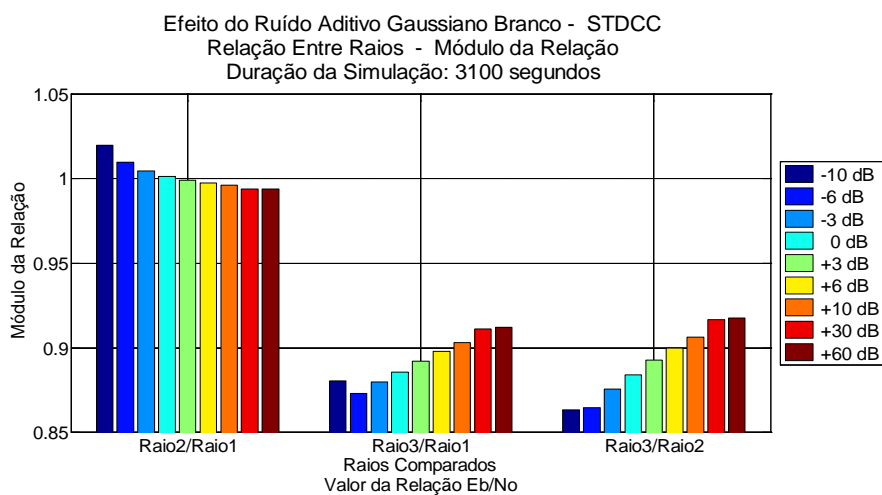


Figura A.4.3 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 3100 segundos

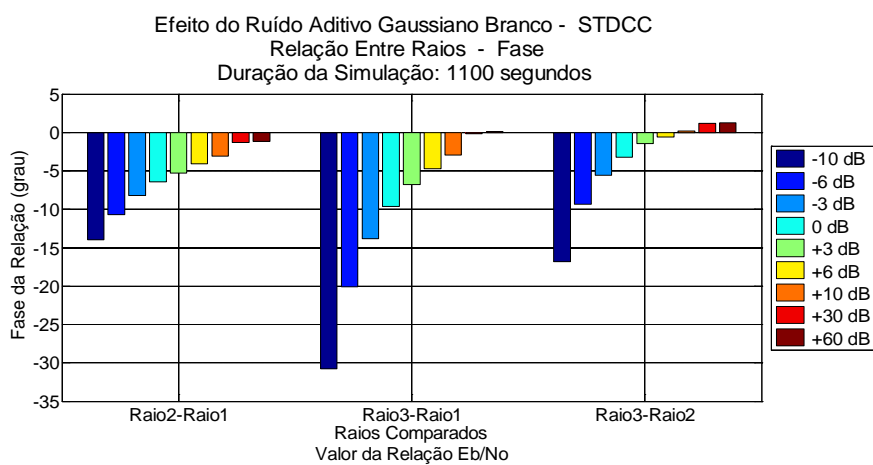


Figura A.4.4 – Relação entre raios – STDCC - fase – 1100 segundos

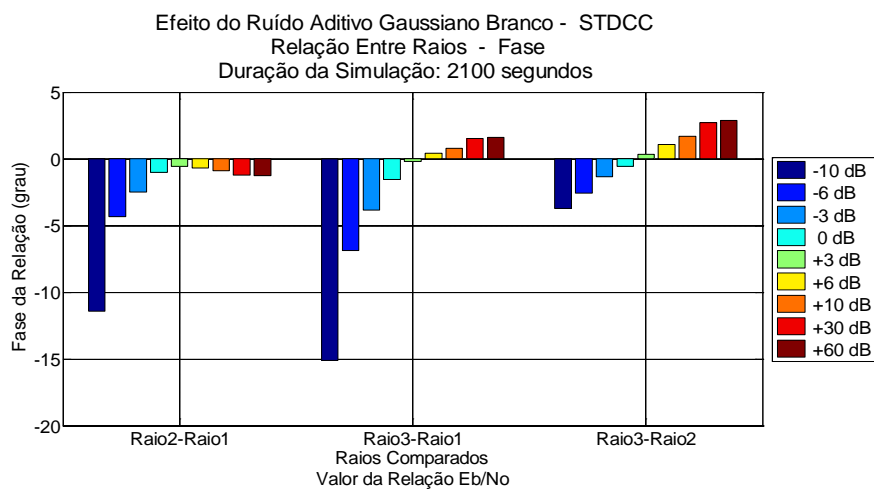


Figura A.4.5 – Relação entre raios – STDCC – fase – 2100 segundos

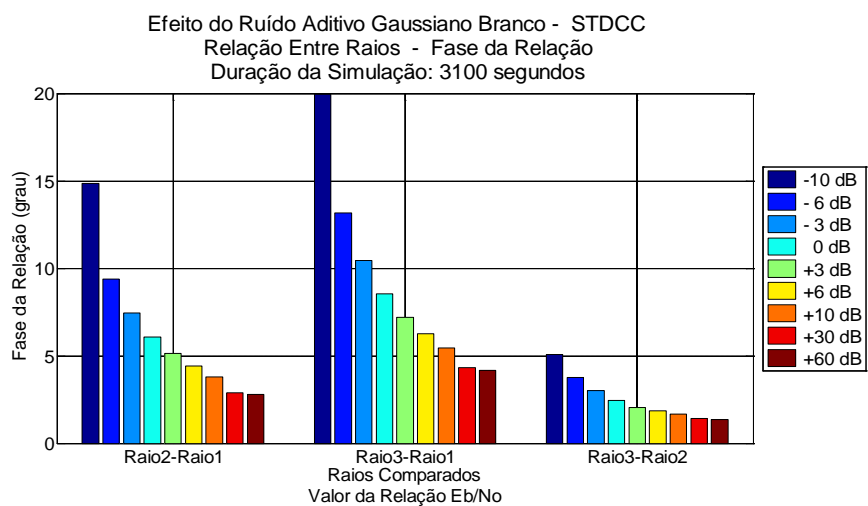


Figura A.4.6 – Relação entre raios – STDCC - fase – 3100 segundos

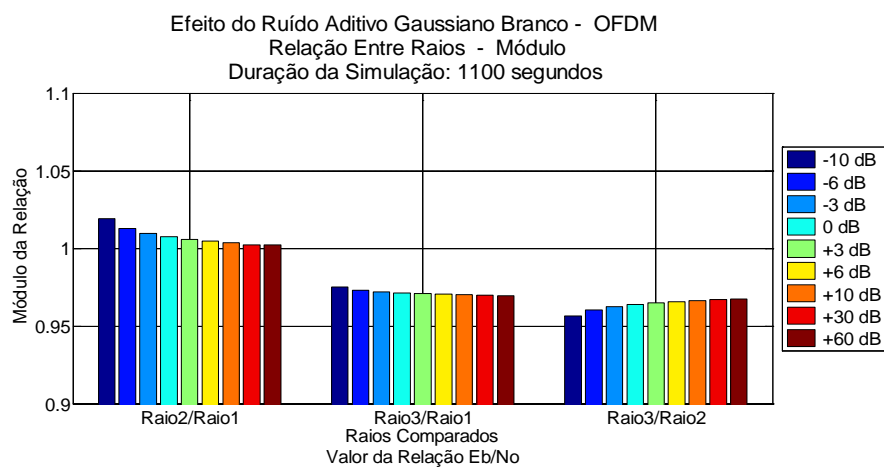


Figura A.4.7 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 1100 segundos

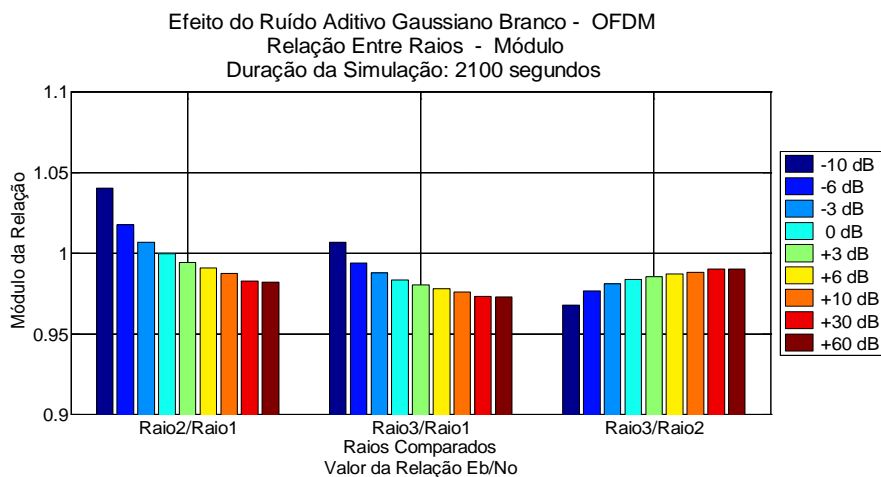


Figura A.4.8 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 2100 segundos

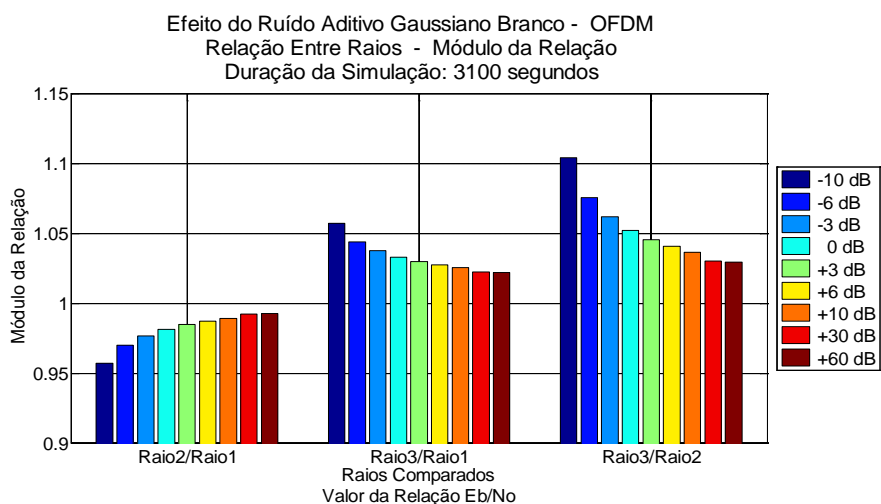


Figura A.4.9 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 3100 segundos

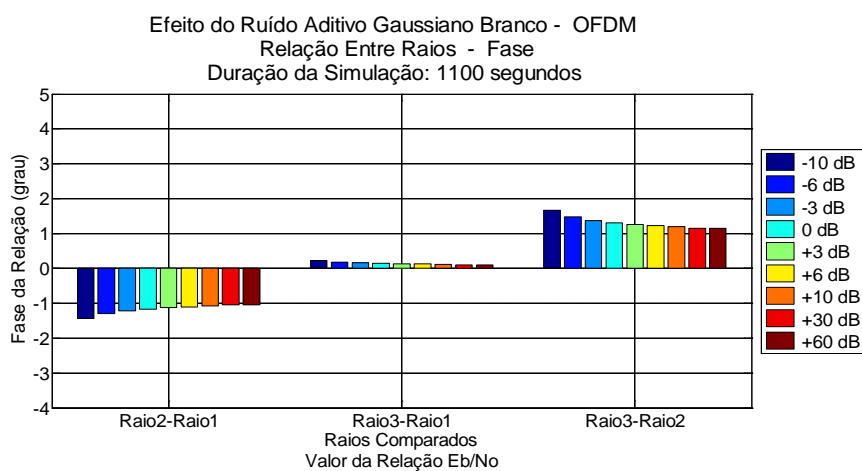


Figura A.4.10 – Relação entre raios – OFDM – fase – 1100 segundos

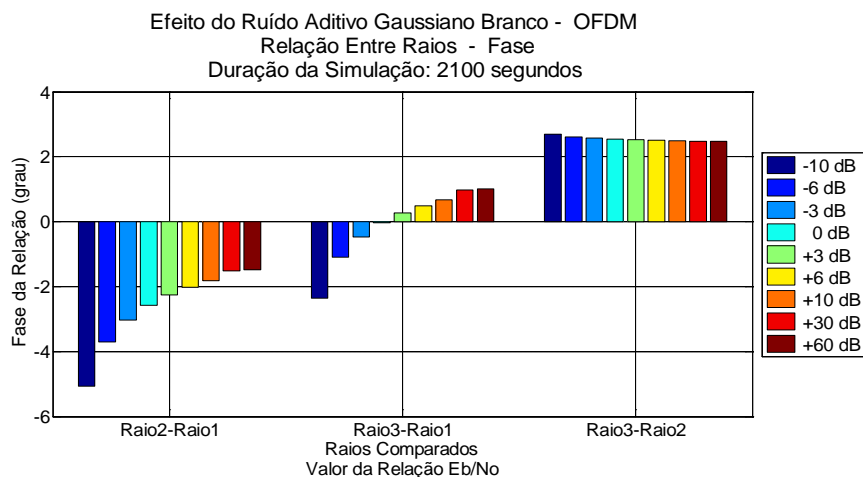


Figura A.4.11 – Relação entre raios – OFDM – fase – 2100 segundos

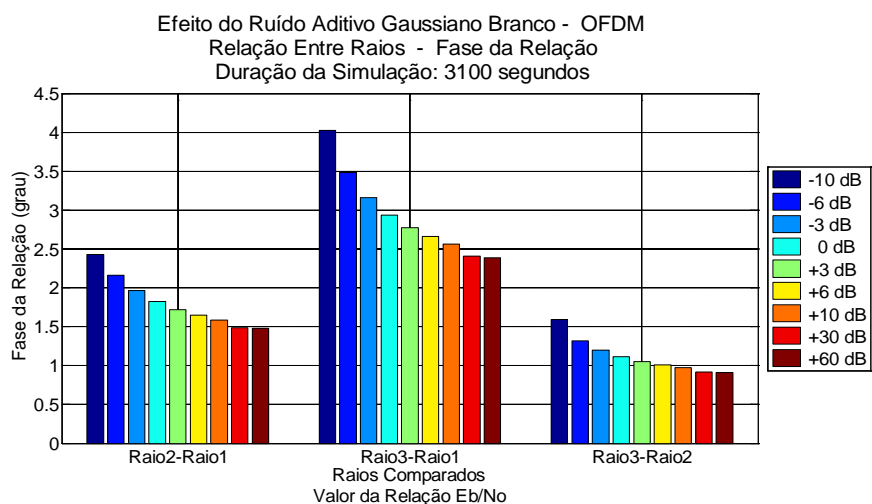


Figura A.4.12 – Relação entre raios – OFDM – fase – 3100 segundos

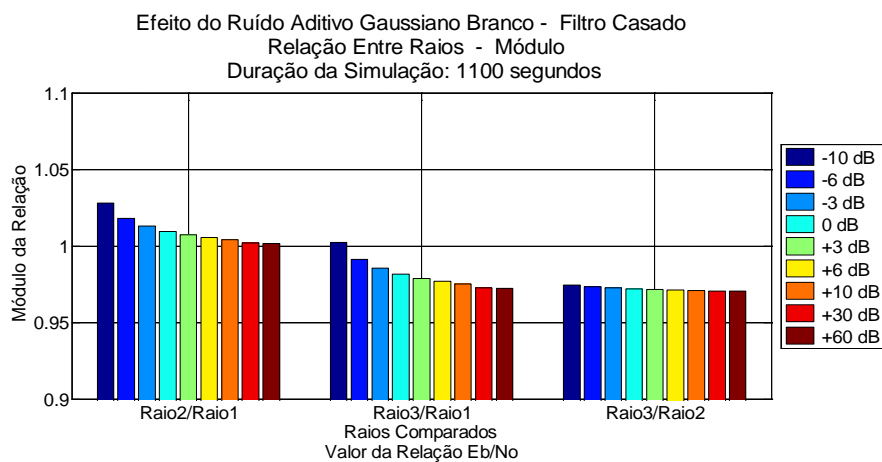


Figura A.4.13 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 1100 segundos

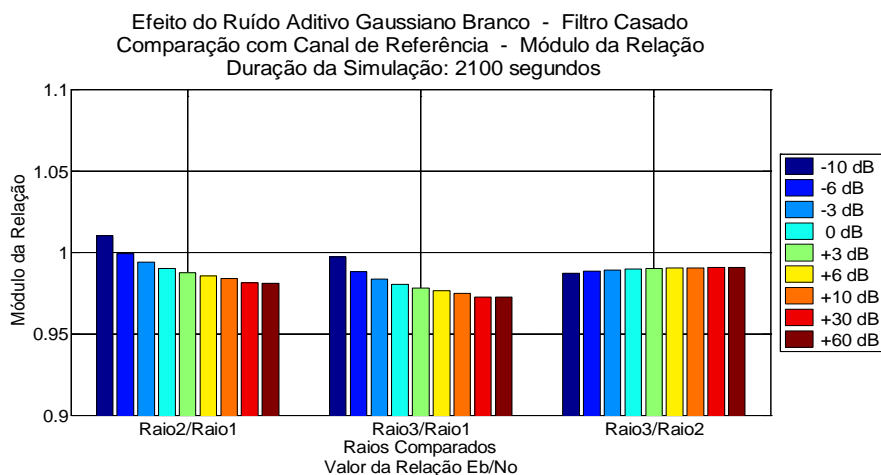


Figura A.4.14 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 2100 segundos

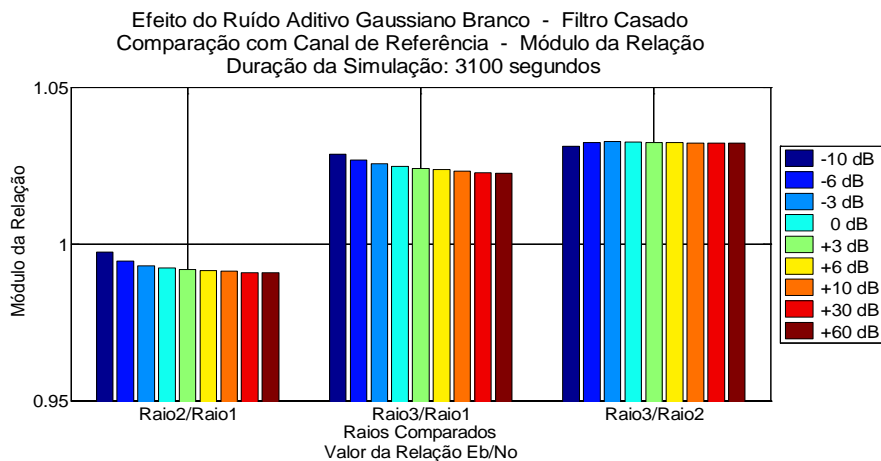


Figura A.4.15 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos

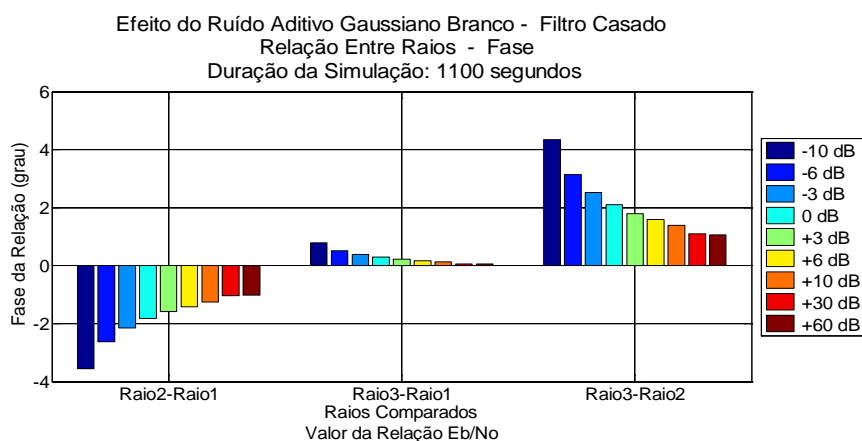


Figura A.4.16 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 1100 segundos

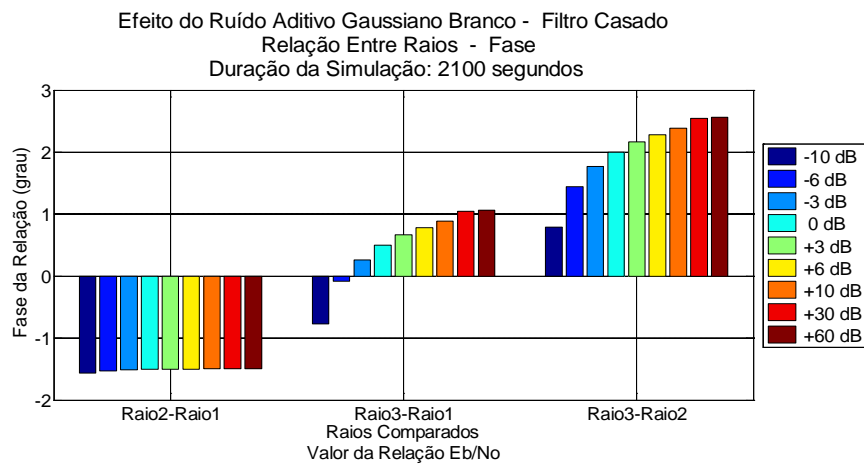


Figura A.4.17 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 2100 segundos

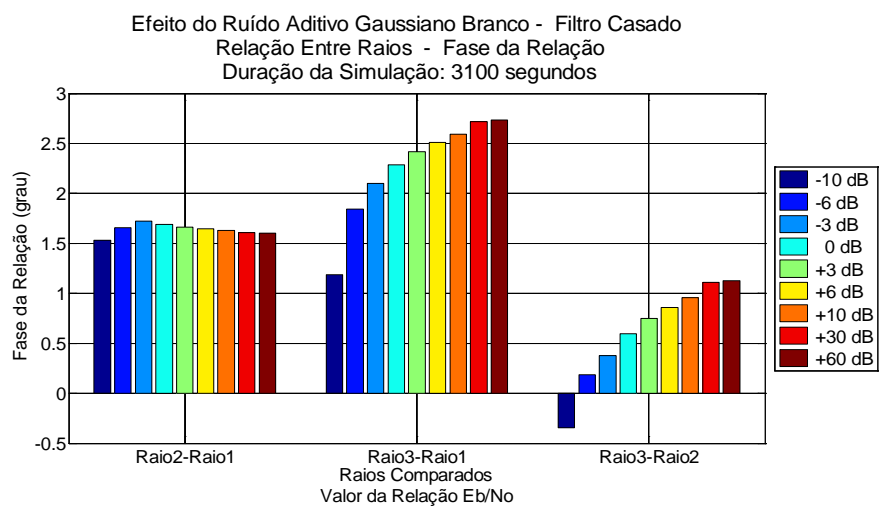


Figura A.4.18 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 3100 segundos

## A.4.2

### Comparação com o Canal de Referência

São apresentados os resultados, em módulo e fase, da comparação com o canal de referência.

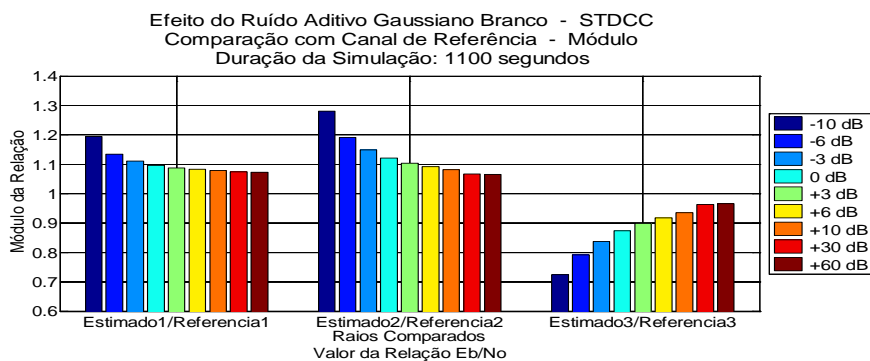


Figura A.4.19 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo – 1100 segundos

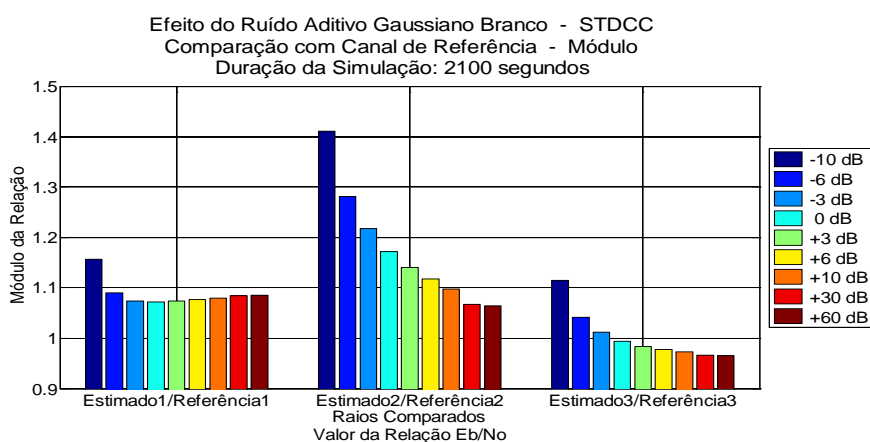


Figura A.4.20 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo – 2100 segundos

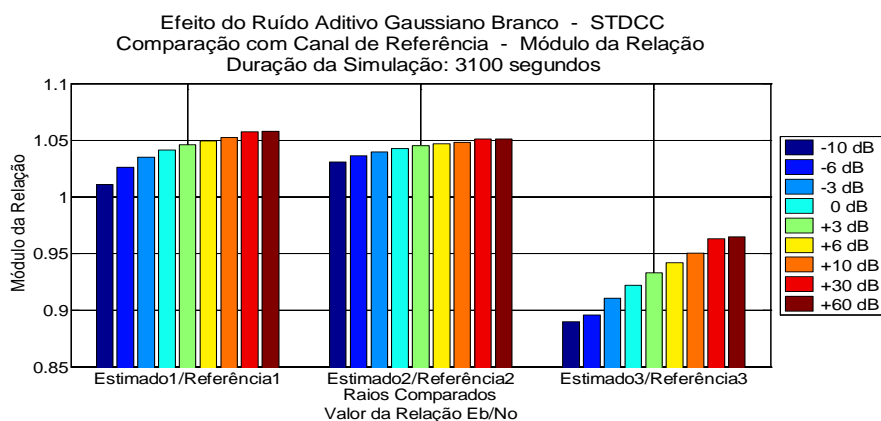


Figura A.4.21 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo – 3100 segundos

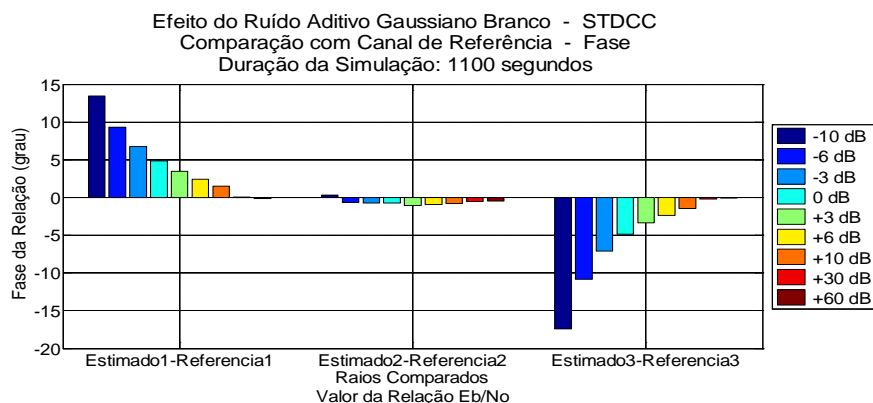


Figura A.4.22 – Comparação com canal de referência – STDCC - fase – 1100 segundos

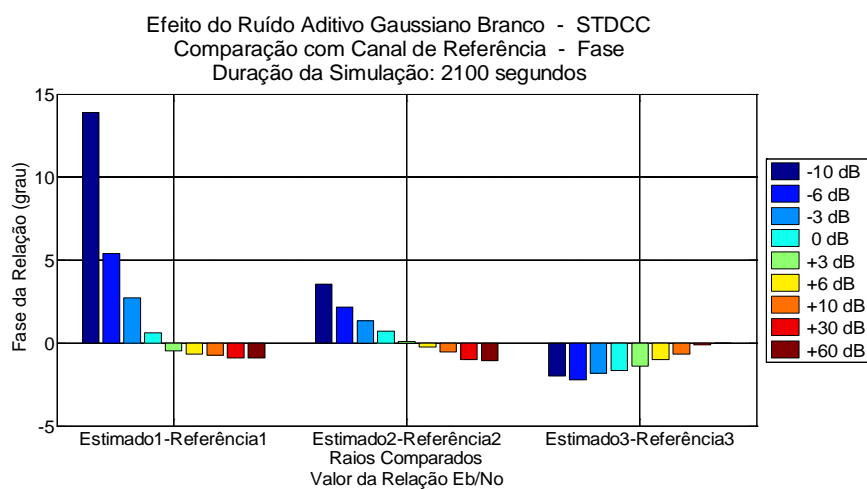


Figura A.4.23 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase – 2100 segundos

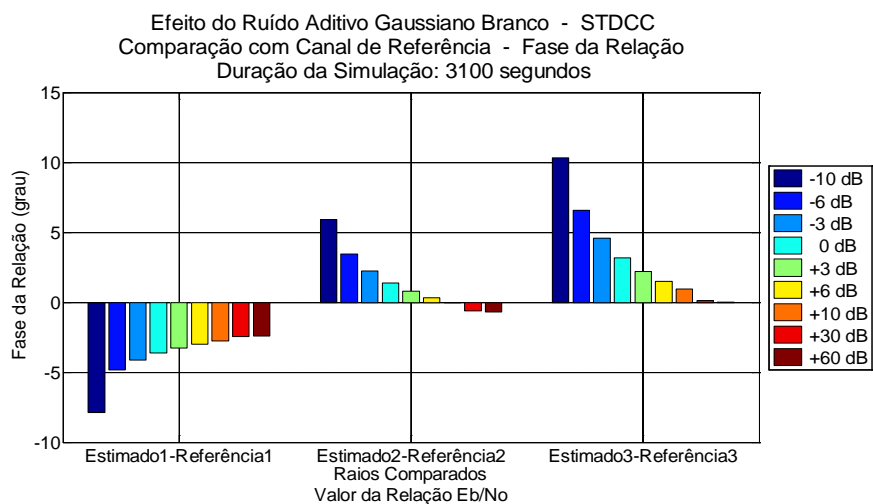


Figura A.4.24 – Comparação com canal de referência – STDCC - fase – 3100 segundos



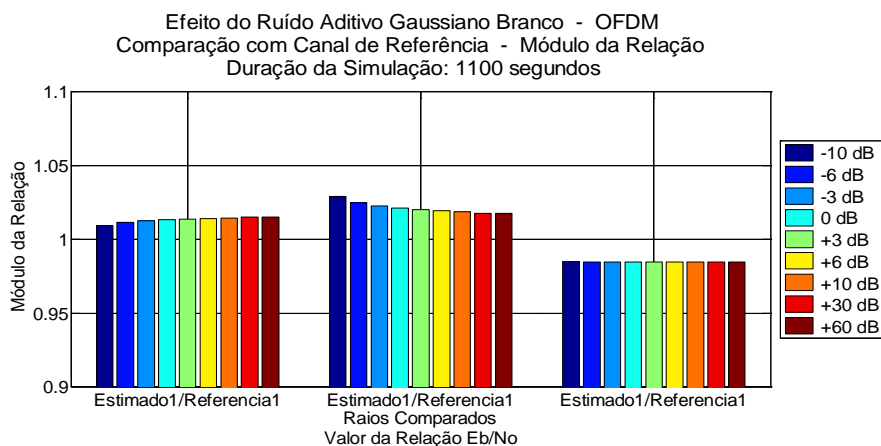


Figura A.4.25 – Comparação com canal de referência – OFDM - módulo – 1100 segundos

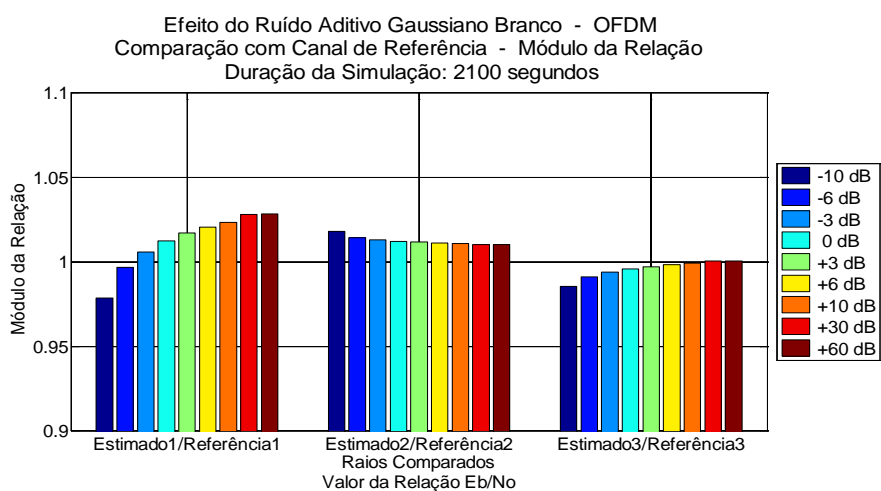


Figura A.4.26 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo – 2100 segundos

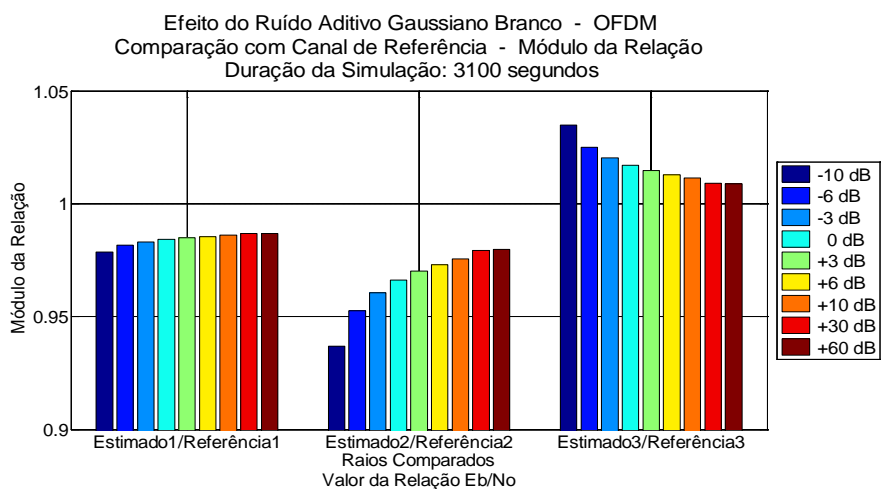


Figura A.4.27 – Comparação com canal de referência – OFDM - módulo – 3100 segundos

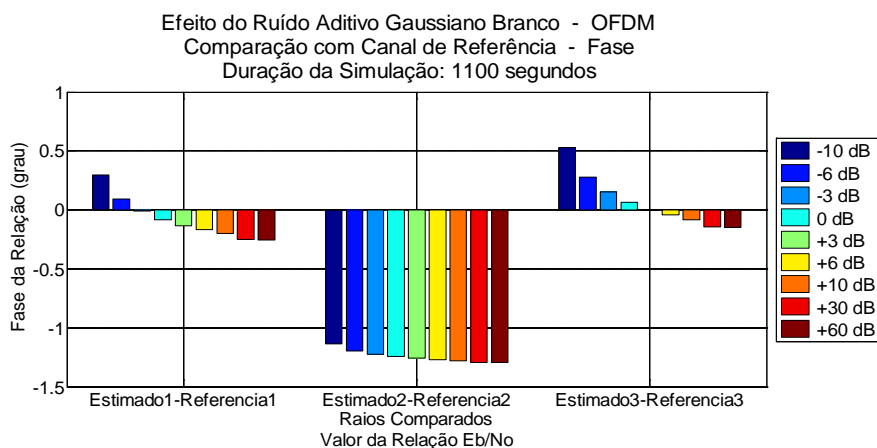


Figura A.4.28 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase – 1100 segundos

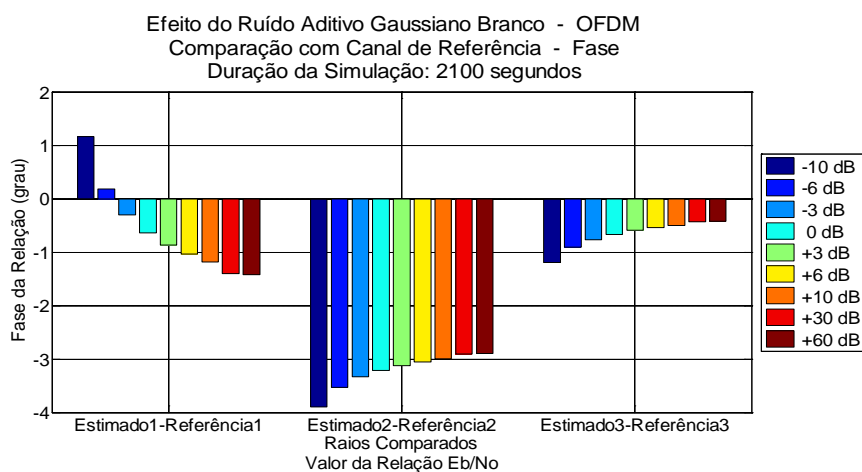


Figura A.4.29 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase – 2100 segundos

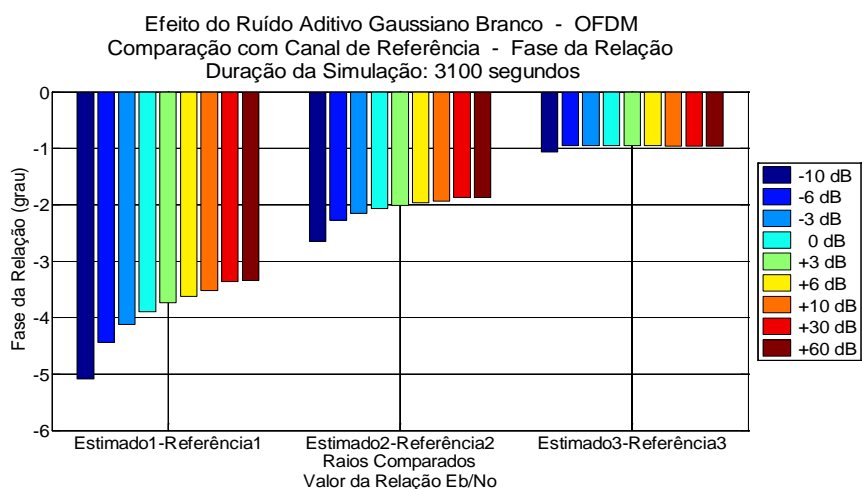


Figura A.4.30 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase – 3100 segundos

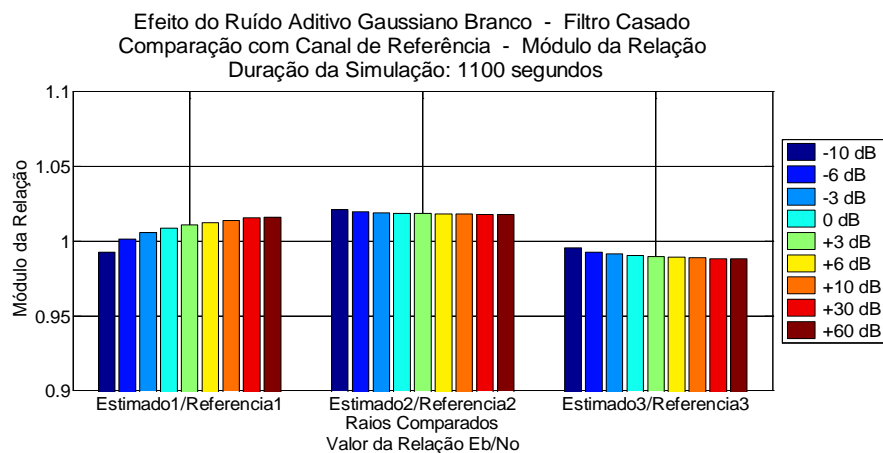


Figura A.4.31 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado - módulo – 1100 segundos

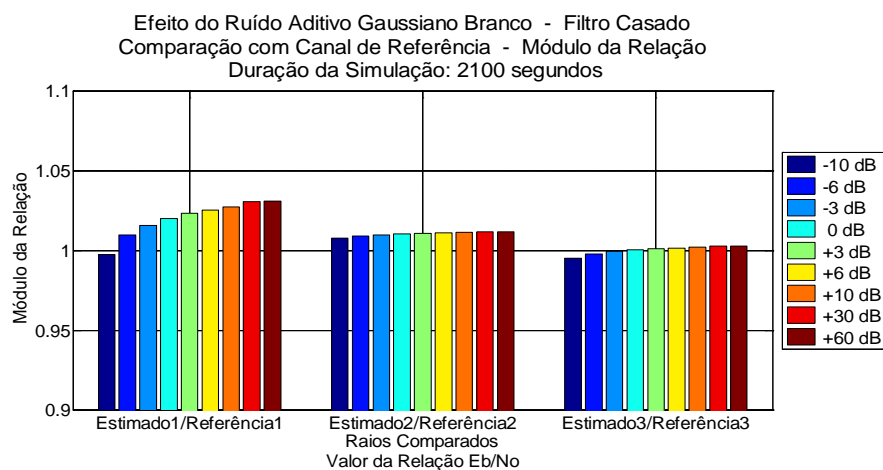


Figura A.4.32 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 2100 segundos

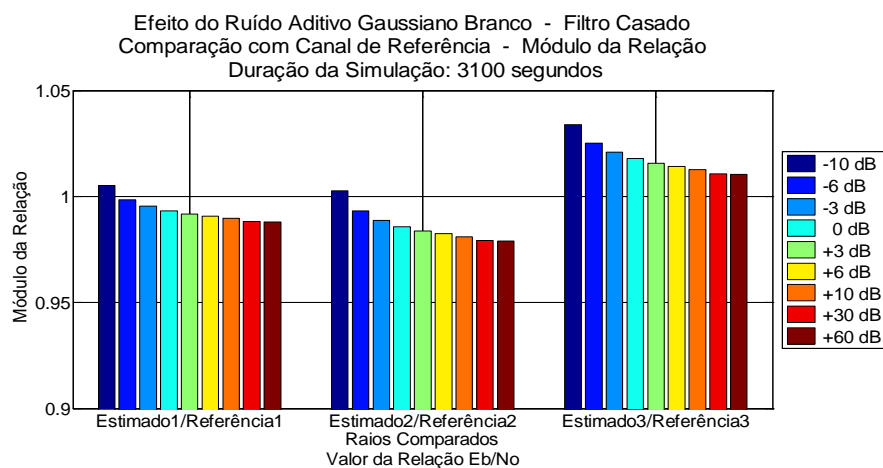


Figura A.4.33 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado - módulo – 3100 segundos

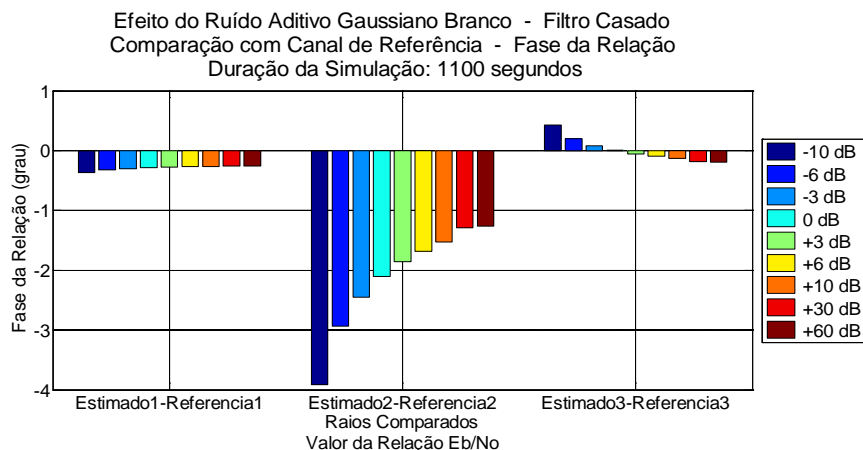


Figura A.4.34 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado - fase – 1100 segundos

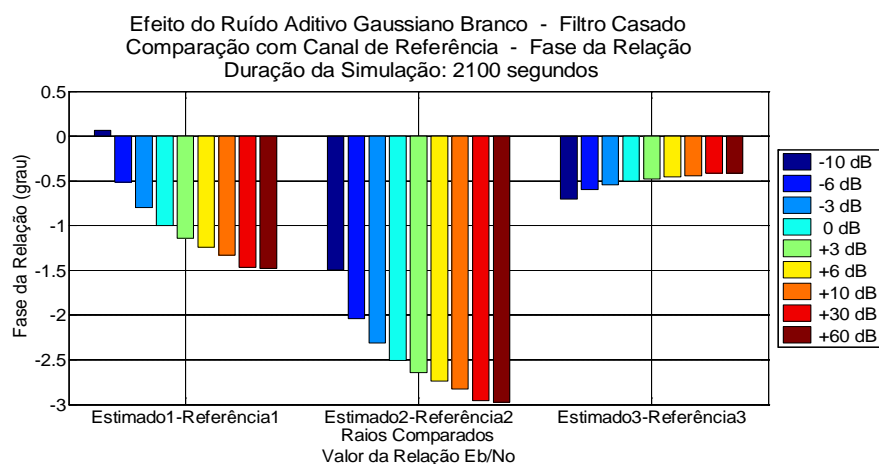


Figura A.4.35 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 2100 segundos

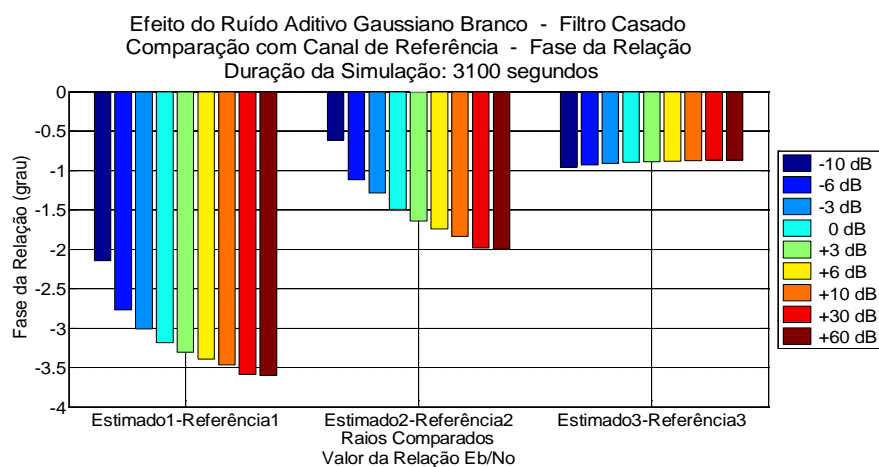


Figura A.4.36 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado - fase – 3100 segundos

## ANEXO A - CAPÍTULO 5: EFEITO ISOLADO DAS NÃO LINEARIDADES SOBRE OS RESULTADOS

Neste anexo são apresentados os resultados do erro RMS e do desvio padrão da relação entre o canal estimado e o canal de referência calculados ao longo da variação do grau de não linearidade para os quatro modelos de não linearidades pesquisados.

Além disto, este anexo contém os resultados detalhados obtidos pela aplicação de diferentes valores de não linearidades durante a simulação. Para cada método é mostrado o seu comportamento, em módulo e fase, através da aplicação da expressão (3.3), chamada relação entre raios como definido no item 4.6. O mesmo é feito com a aplicação da expressão (3.2), isto é a relação entre cada raio estimado do canal pesquisado e o raio equivalente no canal de referência, o que é denominado comparação com o canal de referência. Nos gráficos em barras fica explícita a sensibilidade de cada método ao efeito da não linearidade.

### A.5.1

#### Modelo de Saleh

São apresentados os resultados, em módulo e fase, para o erro RMS e o desvio padrão tomados da relação entre o canal estimado e o canal de referência e os resultados detalhados para os três métodos na relação entre raios e na comparação com o canal de referência.

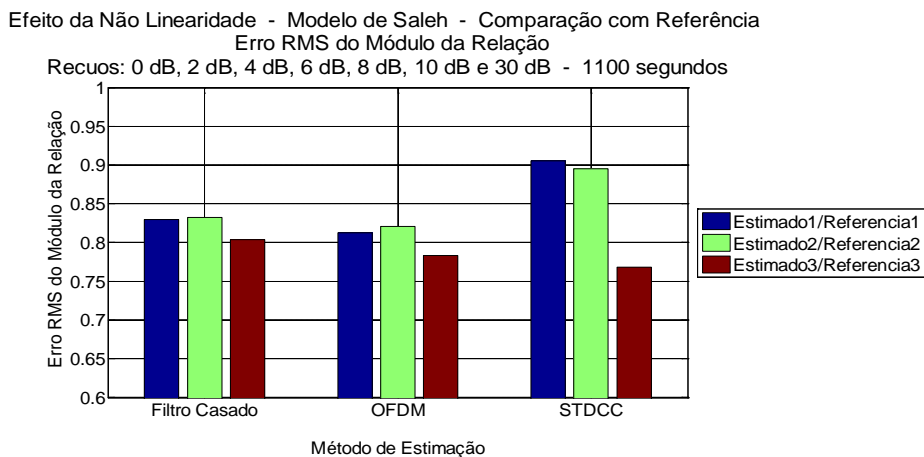


Figura A.5.1 – Comparação com o canal de referência - Erro RMS – módulo

Efeito da Não Linearidade - Modelo de Saleh - Comparação com Referência

Erro RMS da Fase da Relação

Recuos: 0 dB, 2 dB, 4 dB, 6 dB, 8 dB, 10 dB e 30 dB - 1100 segundos

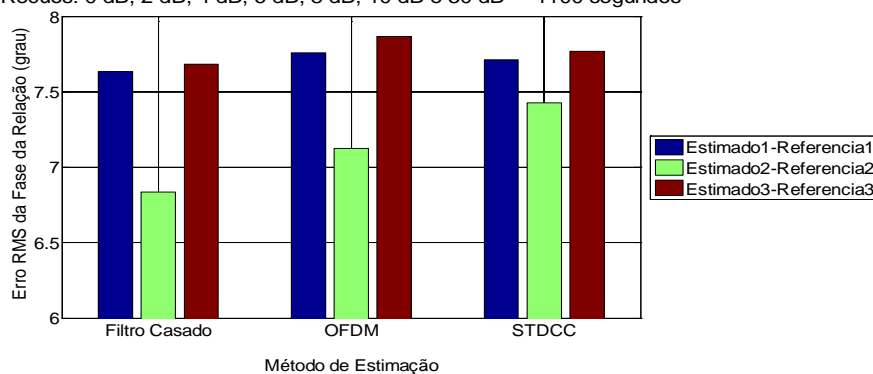


Figura A.5.2 – Comparação com o canal de referência - Erro RMS – fase

Efeito da Não Linearidade - Modelo de Saleh - Comparação com Canal de Referência

Desvio Padrão do Módulo da Relação

Recuos: 0 dB, 2 dB, 4 dB, 6 dB, 8 dB, 10 dB e 30 dB - 1100 segundos

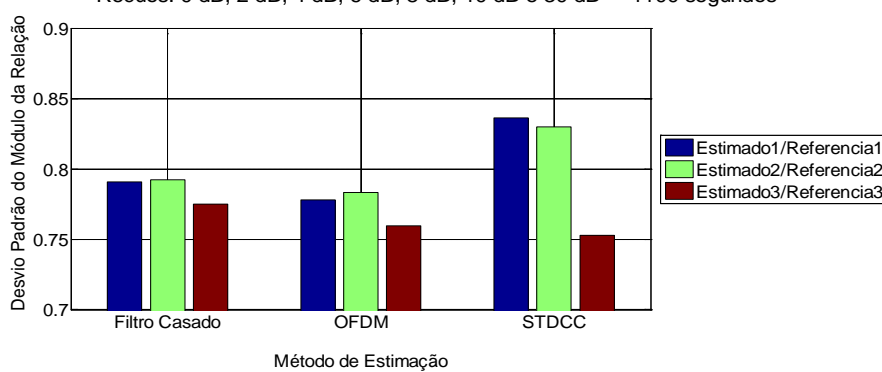


Figura A.5.3 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – módulo

Efeito da Não Linearidade - Modelo de Saleh - Comparação com Canal de Referência

Desvio Padrão da Fase da Relação

Recuos: 0 dB, 2 dB, 4 dB, 6 dB, 8 dB, 10 dB e 30 dB - 1100 segundos

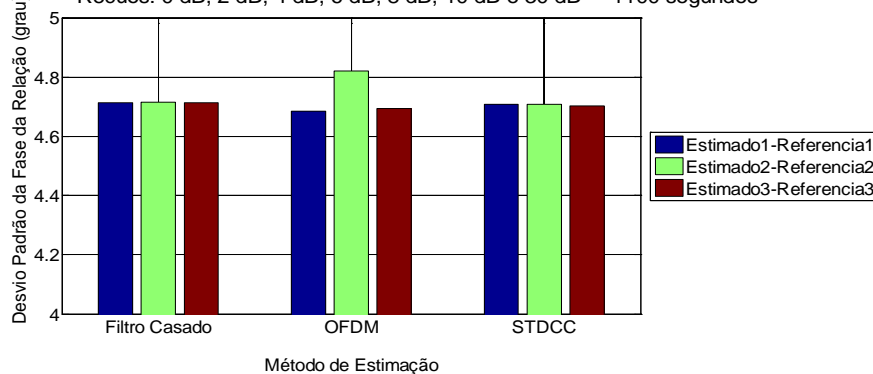


Figura A.5.4 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – fase

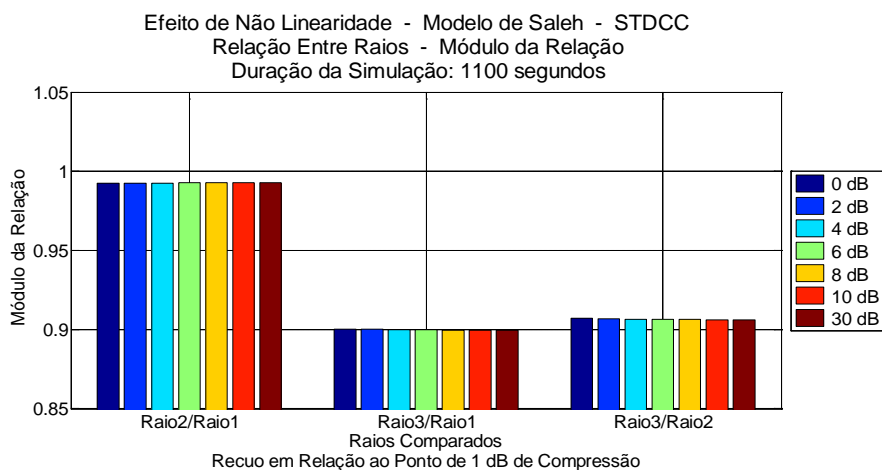


Figura A.5.5 – Relação entre raios – STDCC – módulo

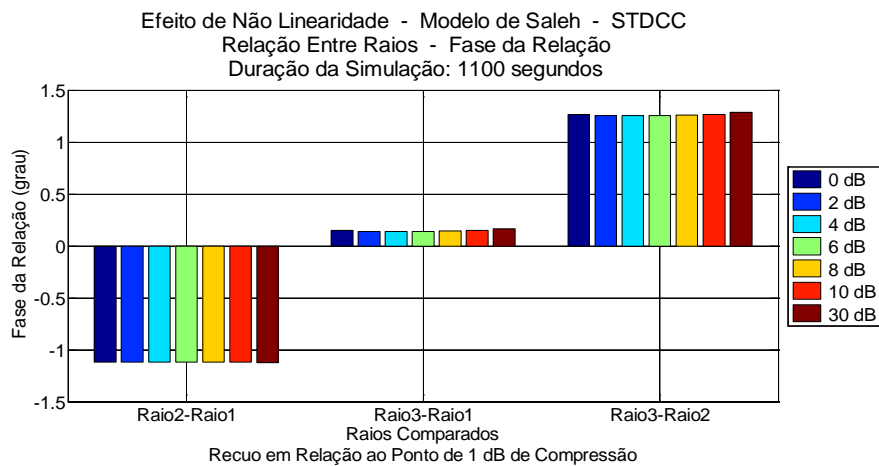


Figura A.5.6 – Relação entre raios – STDCC – fase

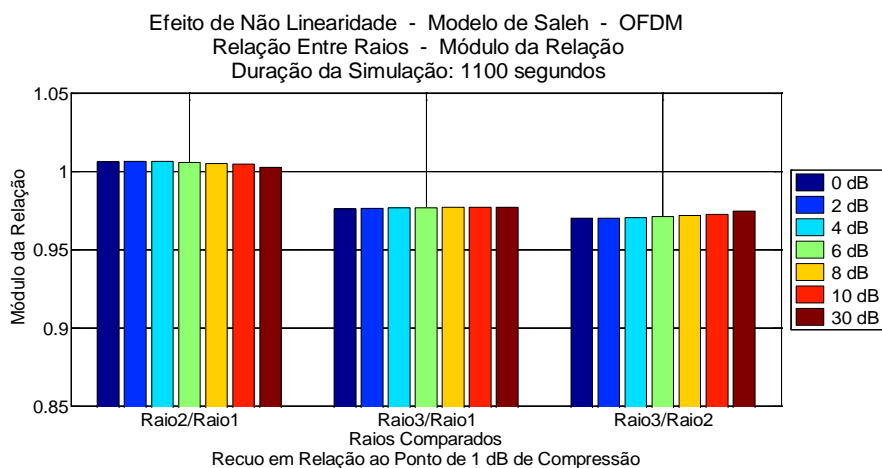


Figura A.5.7 – Relação entre raios – OFDM - módulo

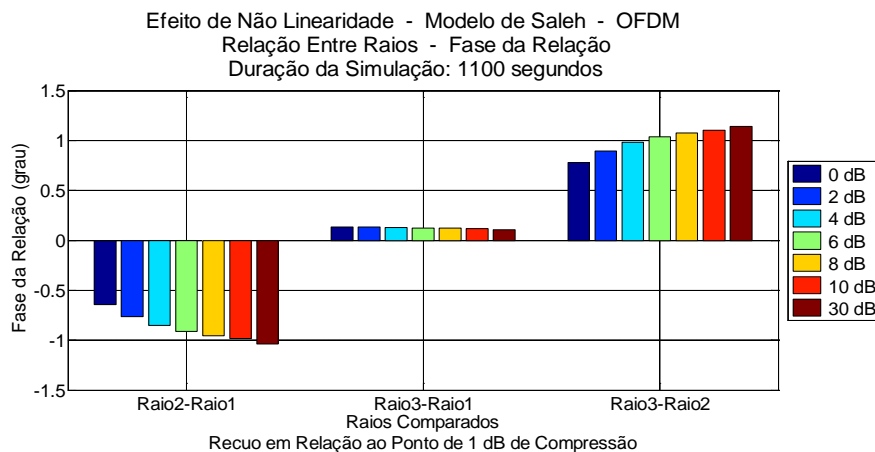


Figura A.5.8 – Relação entre raios – OFDM – fase

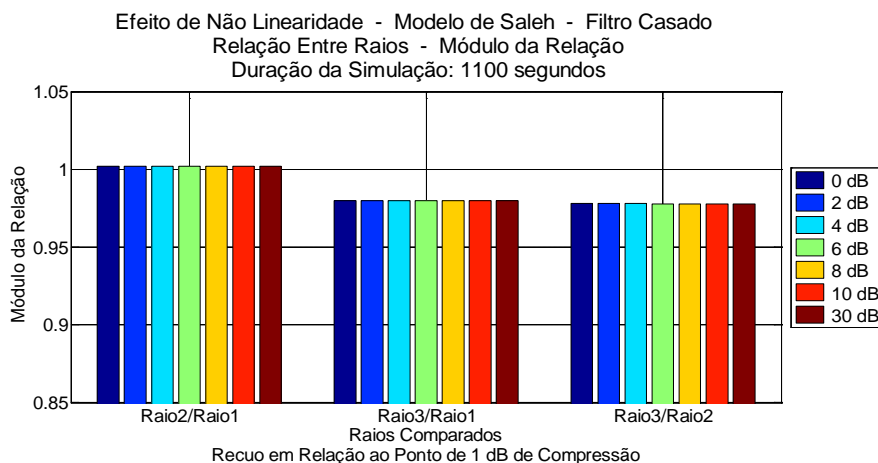


Figura A.5.9 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo

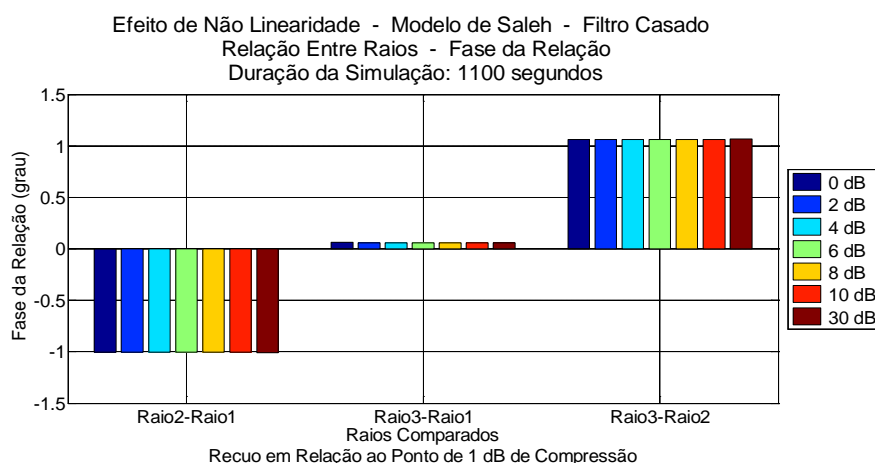


Figura A.5.10 – Relação entre raios – Filtro Casado - fase



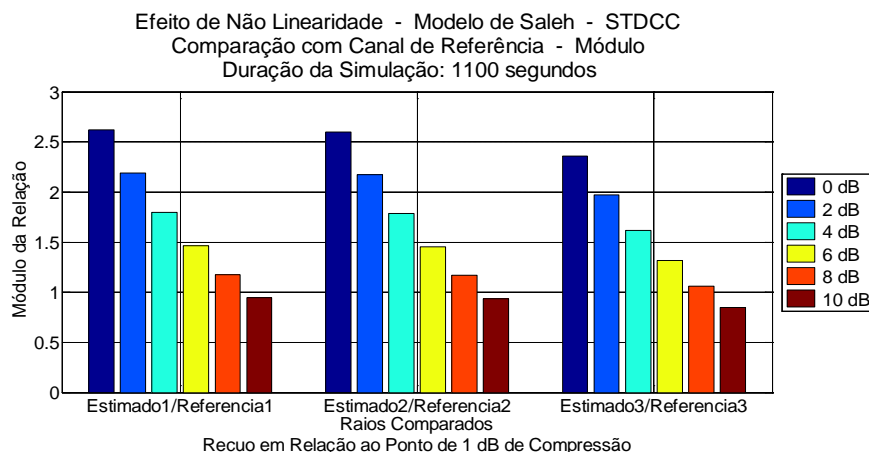


Figura A.5.11 – Comparação com canal de referência – STDCC - módulo

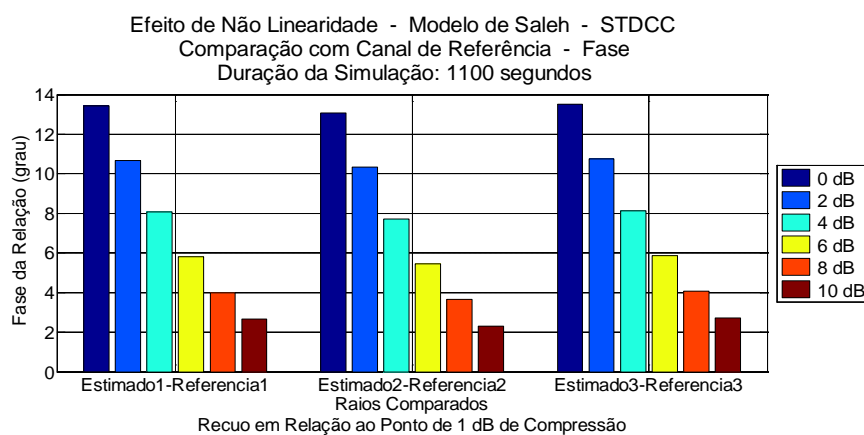


Figura A.5.12 – Comparação com canal de referência – STDCC - fase

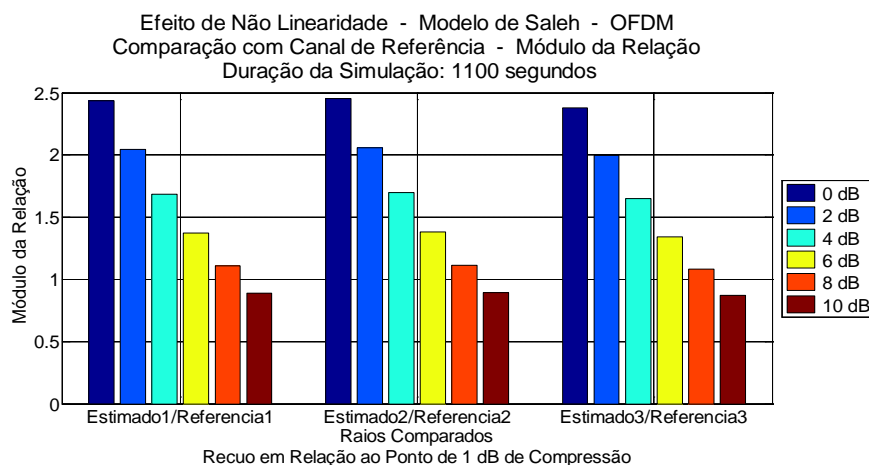


Figura A.5.13 – Comparação com canal de referência – OFDM - módulo

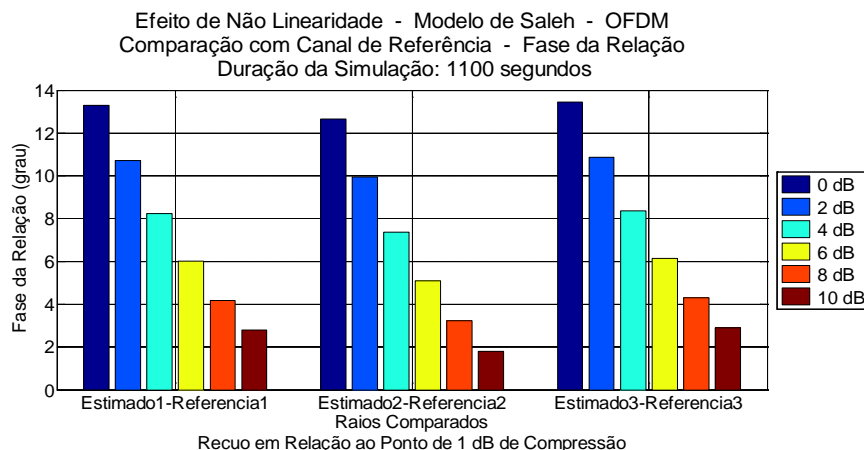


Figura A.5.14 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase

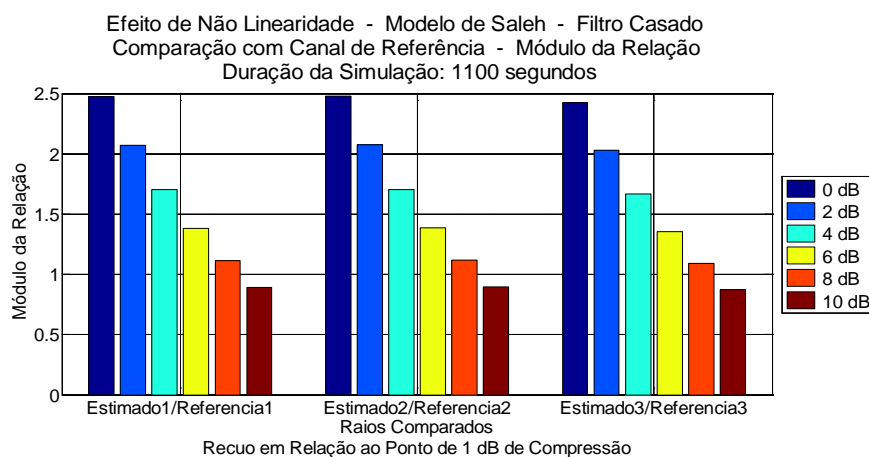


Figura A.5.15 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo

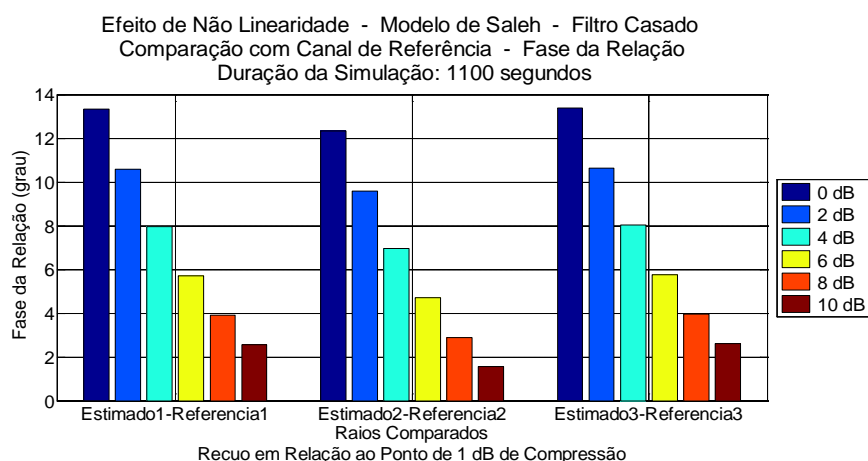


Figura A.5.16 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase

## A.5.2

### Modelo de Ghorbani

São apresentados os resultados, em módulo e fase, para o erro RMS e o desvio padrão na comparação entre o canal estimado e o canal de referência e os resultados detalhados para os três métodos na relação entre raios e na comparação com o canal de referência.

Efeito da Não Linearidade - Modelo de Ghorbani - Comparação com Canal de Referência  
 Erro RMS do Módulo da Relação  
 Recuos: 0 dB, 2 dB, 4 dB, 6 dB, 8 dB, 10 dB, 30 dB - 1100 segundos

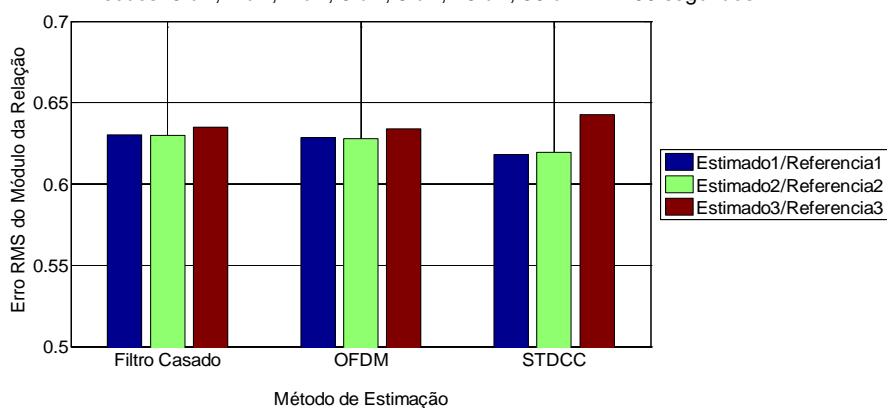


Figura A.5.17 – Comparação com o canal de referência - Erro RMS – módulo

Efeito da Não Linearidade - Modelo de Ghorbani - Comparação com Canal de Referência  
 Erro RMS da Fase da Relação  
 Recuos: 0 dB, 2 dB, 4 dB, 6 dB, 8 dB, 10 dB, 30 dB - 1100 segundos

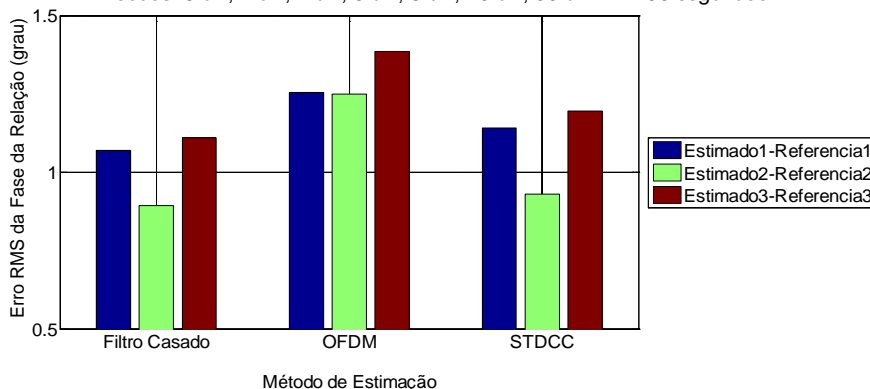


Figura A.5.18 – Comparação com o canal de referência - Erro RMS – fase

Efeito da Não Linearidade - Modelo de Ghorbani - Comparação com Canal de Referência  
Desvio Padrão do Módulo da Relação

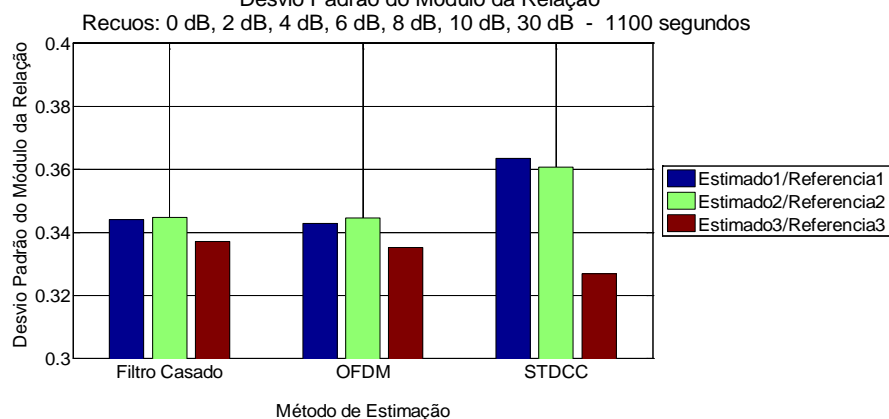


Figura A.5.19 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – módulo

Efeito da Não Linearidade - Modelo de Ghorbani - Comparação com Canal de Referência  
Desvio Padrão da Fase da Relação

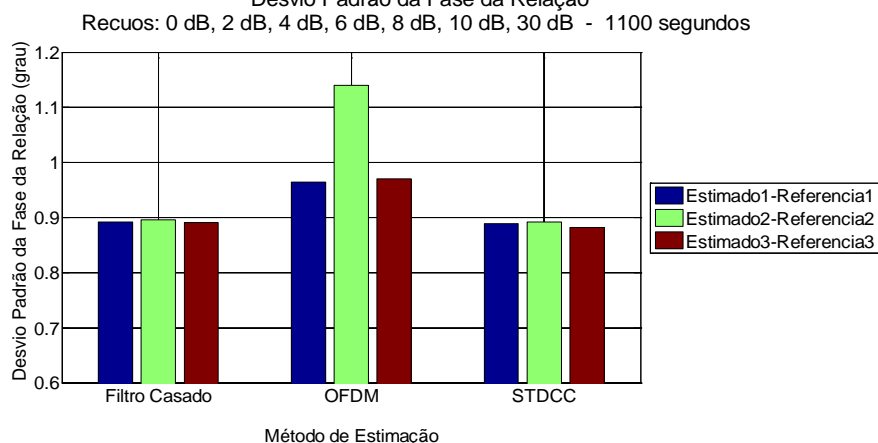


Figura A.5.20 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – fase

Efeito de Não Linearidade - Modelo de Ghorbani - STDCC  
Relação Entre Raios - Módulo

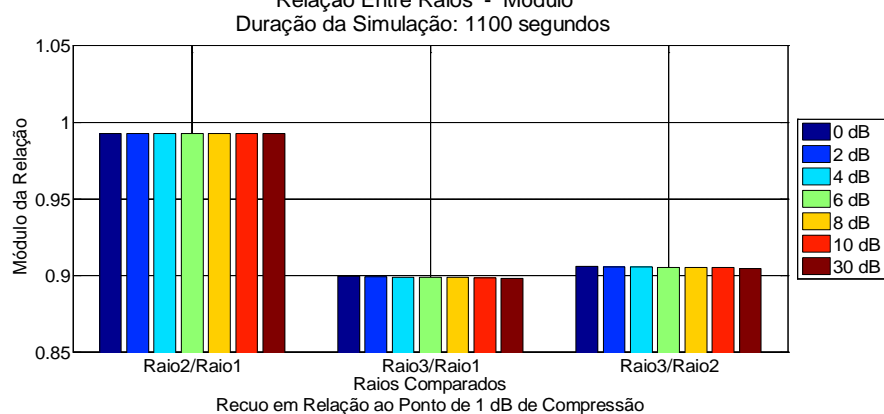


Figura A.5.21 – Relação entre raios – STDCC - módulo

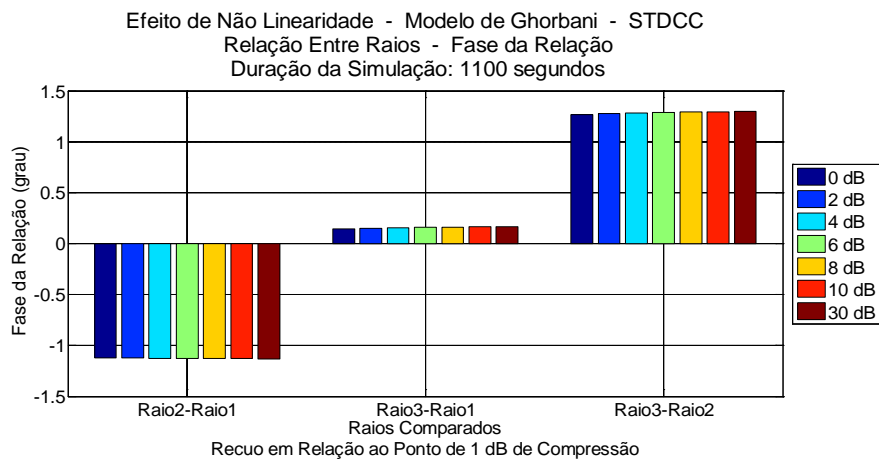


Figura A.5.22 – Relação entre raios – STDCC – fase

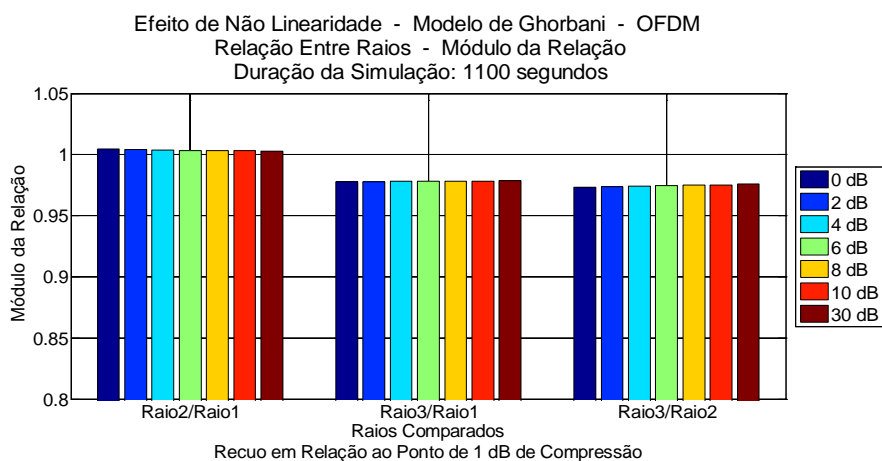


Figura A.5.23 – Relação entre raios – OFDM – módulo

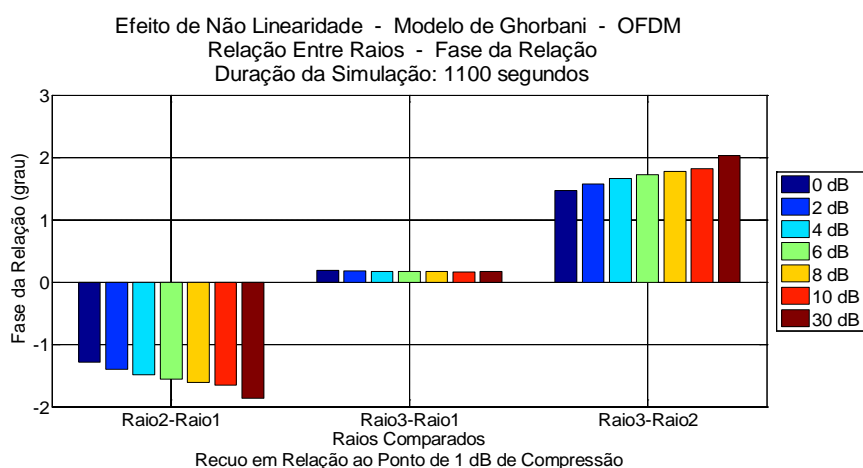


Figura A.5.24 – Relação entre raios – OFDM - fase

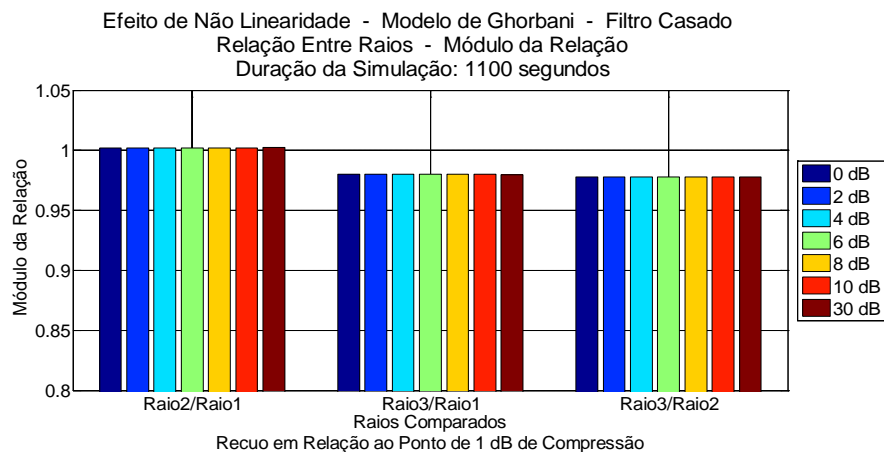


Figura A.5.25 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo

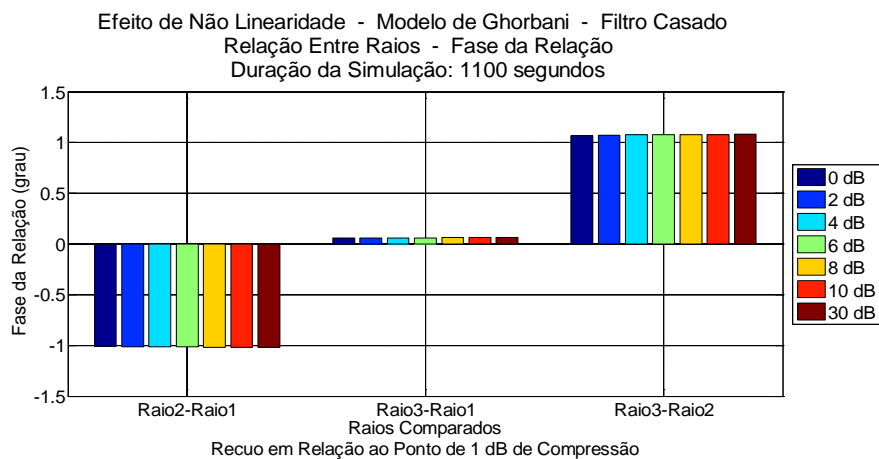


Figura A.5.26 – Relação entre raios – Filtro Casado - fase

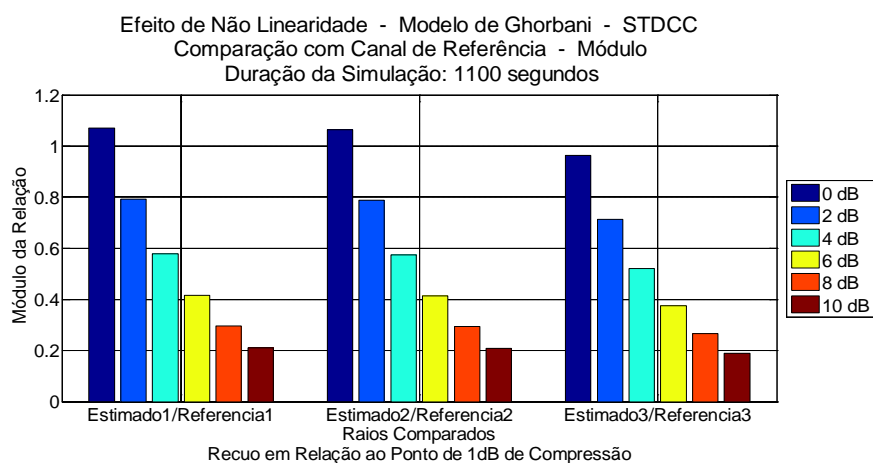


Figura A.5.27 – Comparação com canal de referência – STDCC - módulo

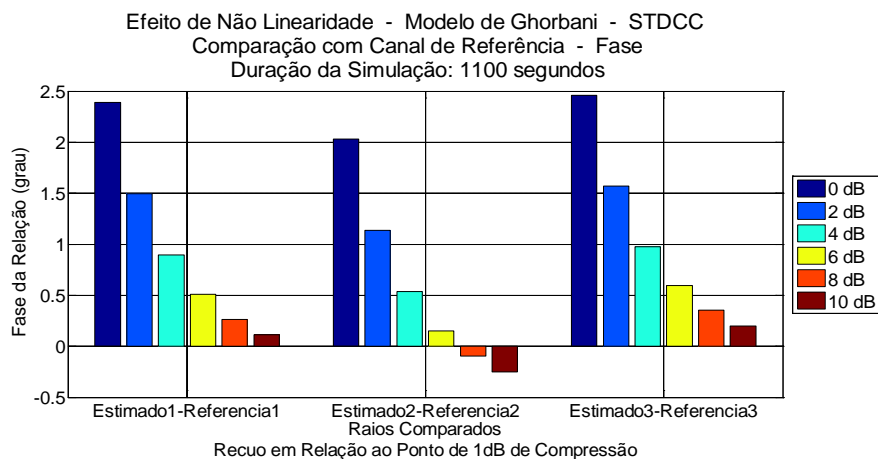


Figura A.5.28 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase

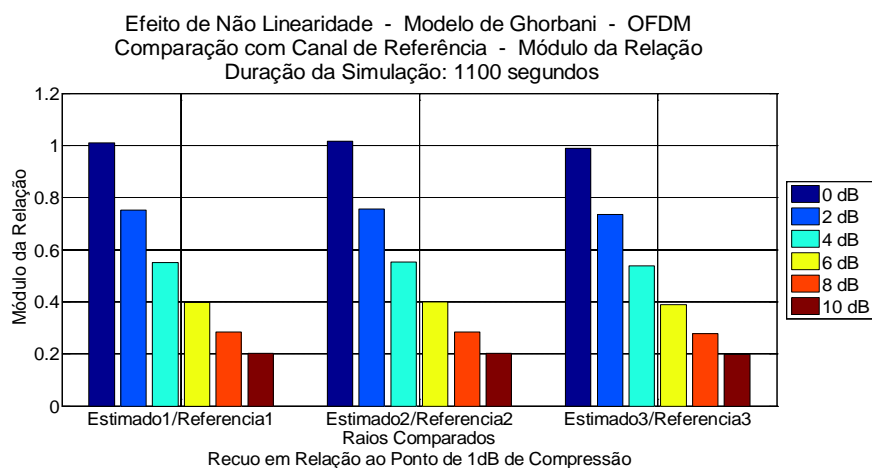


Figura A.5.29 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo

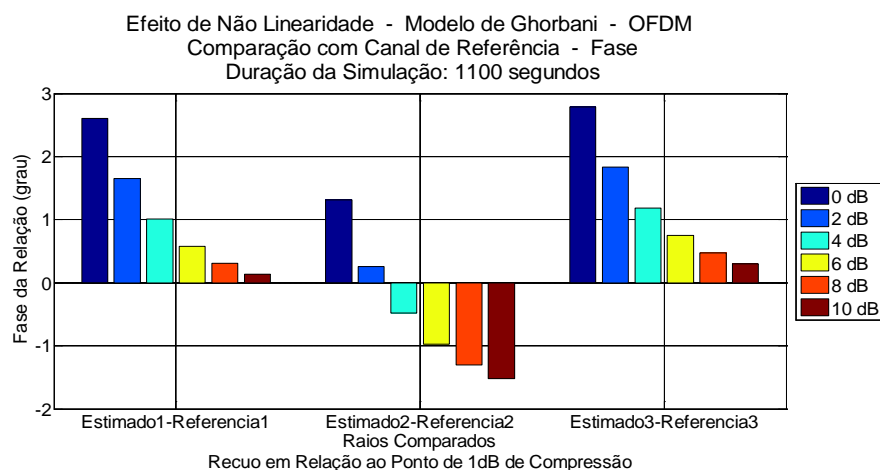


Figura A.5.30 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase

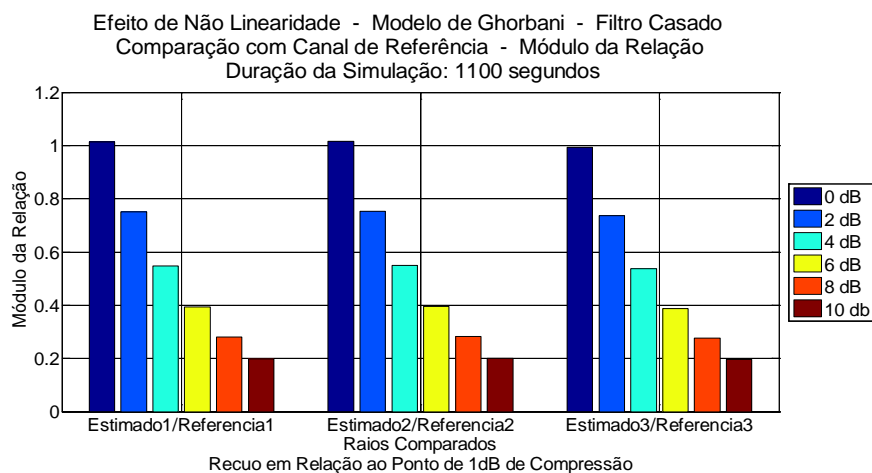


Figura A.5.31 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo

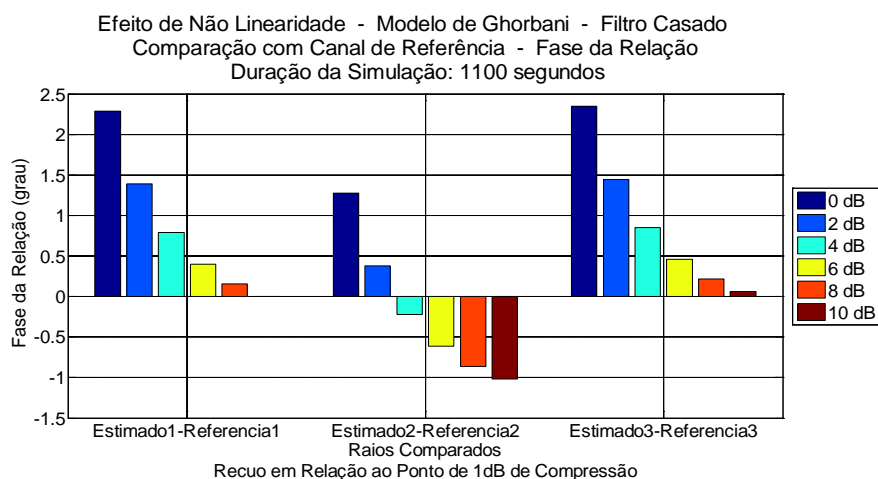


Figura A.5.32 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado - Fase

### A.5.3

#### Modelo de Rapp

São apresentados os resultados, em módulo e fase, para o erro RMS e o desvio padrão na comparação entre o canal estimado e o canal de referência e os resultados detalhados para os três métodos na relação entre raios e na comparação com o canal de referência.



Efeito da Não Linearidade - Modelo de Rapp - Comparação com Canal de Referência  
 Erro RMS do Módulo da Relação  
 Fator de Suavidade: 2 - Tensão de Saturação: 0,3 V, 0,4 V, 0,5 V, 0,6 V, 0,8 V, 1,0 V  
 Duração da Simulação: 1100 segundos

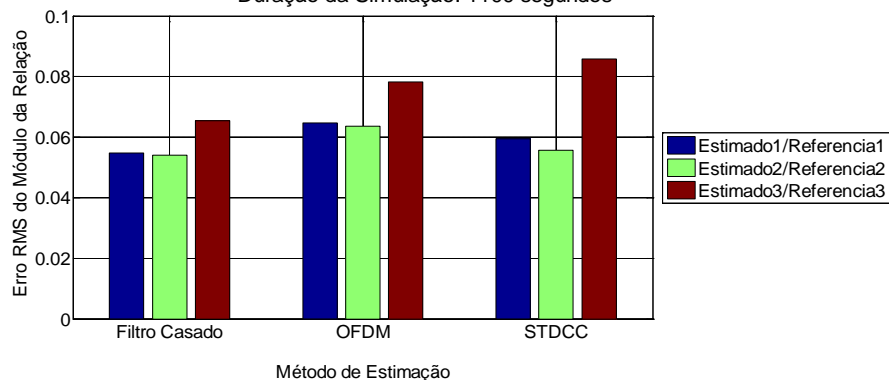


Figura A.5.33 – Comparação com o canal de referência - Erro RMS – módulo

Efeito da Não Linearidade - Modelo de Rapp - Comparação com Canal de Referência  
 Erro RMS da Fase da Relação  
 Fator de Suavidade: 2 - Tensão de Saturação: 0,3 V, 0,4 V, 0,5 V, 0,6 V, 0,8 V, 1,0 V  
 Duração da Simulação: 1100 segundos

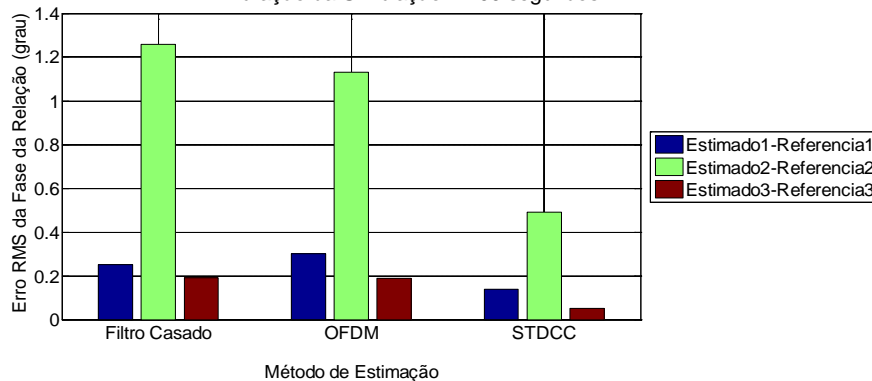


Figura A.5.34 – Comparação com o canal de referência - Erro RMS – fase

Efeito da Não Linearidade - Modelo de Rapp - Comparação com Canal de Referência  
 Desvio Padrão do Módulo da Relação  
 Fator de Suavidade: 2 - Tensão de Saturação: 0,3 V, 0,4 V, 0,5 V, 0,6 V, 0,8 V, 1,0 V  
 Duração da Simulação: 1100 segundos

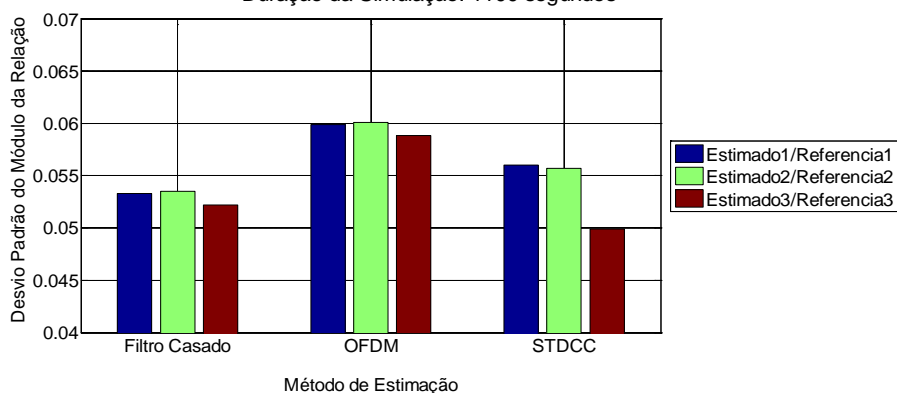


Figura A.5.35 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – módulo

Efeito da Não Linearidade - Modelo de Rapp - Comparação com Canal de Referência  
 Desvio Padrão da Fase da Relação  
 Fator de Suavidade: 2 - Tensão de Saturação: 0,3 V, 0,4 V, 0,5 V, 0,6 V, 0,8 V, 1,0 V  
 Duração da Simulação: 1100 segundos

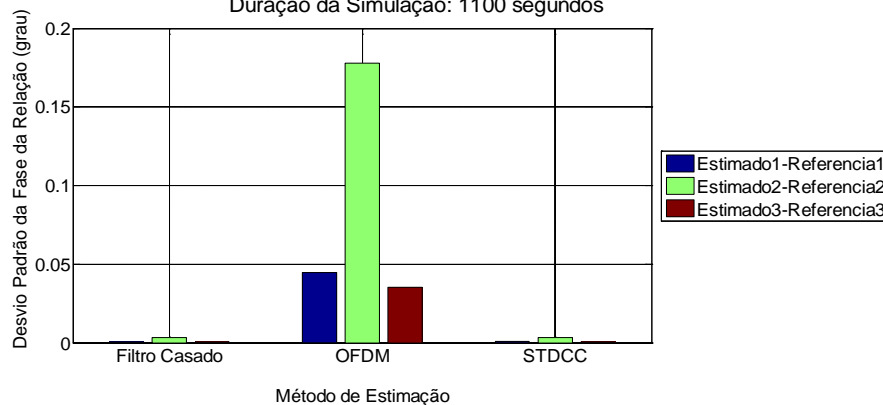


Figura A.5.36 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – fase

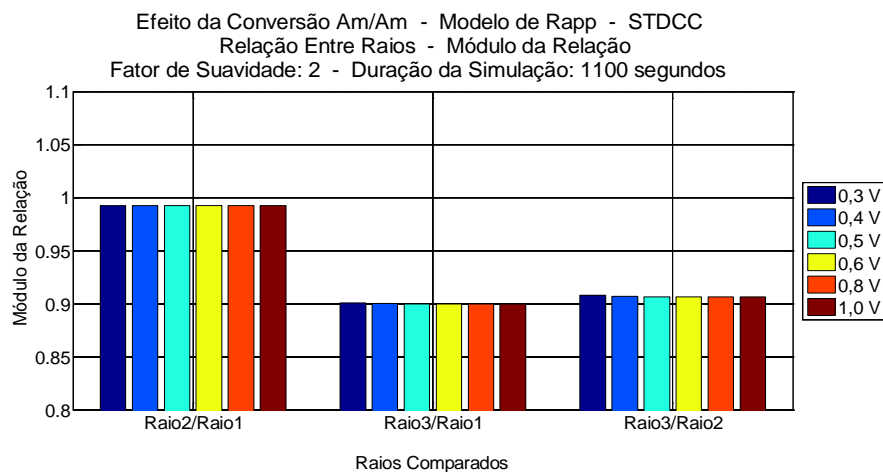


Figura A.5.37 – Relação entre raios – STDCC - módulo

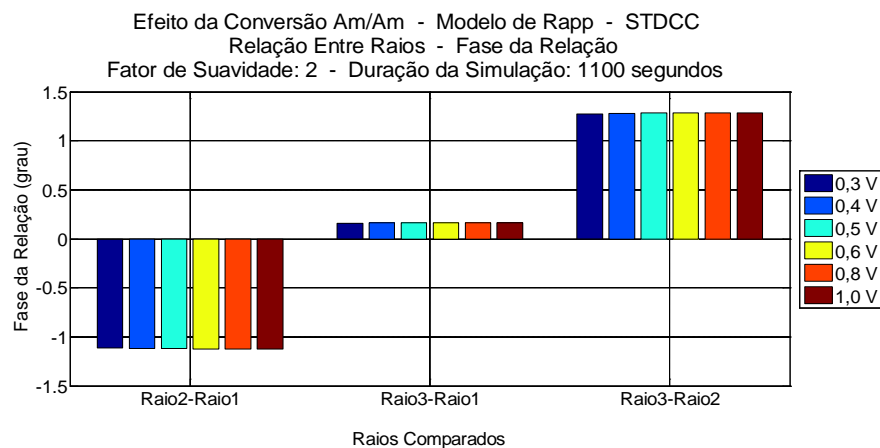


Figura A.5.38 – Relação entre raios – STDCC - fase

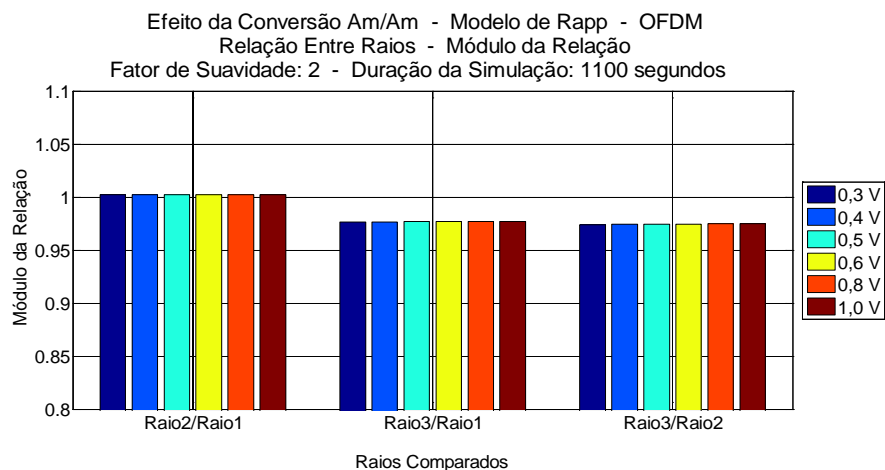


Figura A.5.39 – Relação entre raios – OFDM - módulo

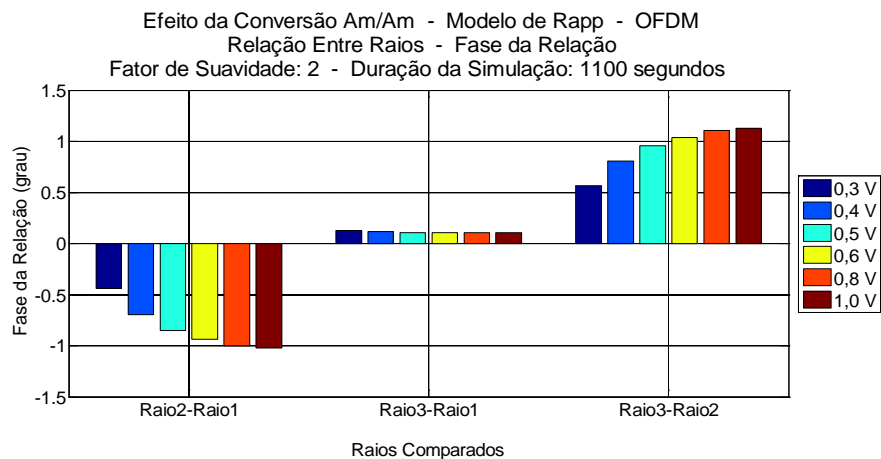


Figura A.5.40 – Relação entre raios – OFDM - fase

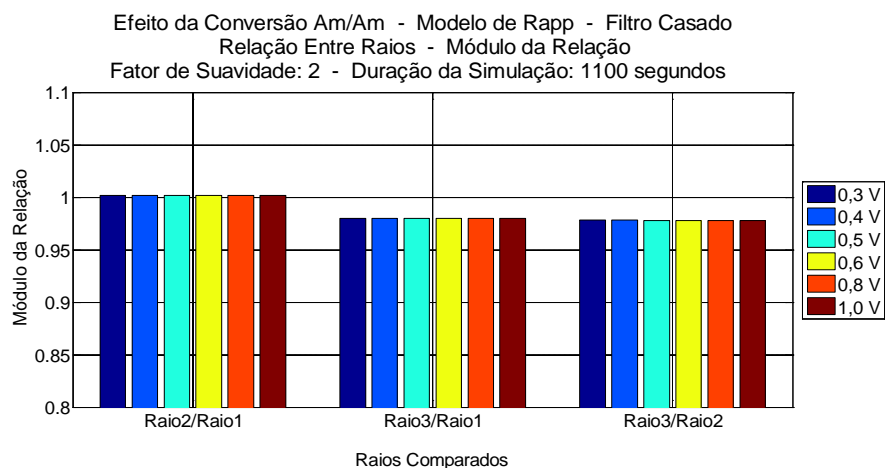


Figura A.5.41 – Relação entre raios – Filtro Casado - módulo

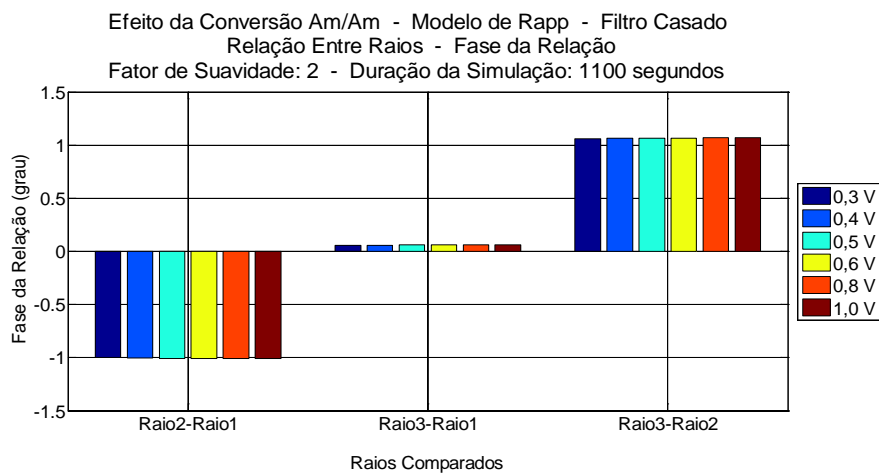


Figura A.5.42 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase

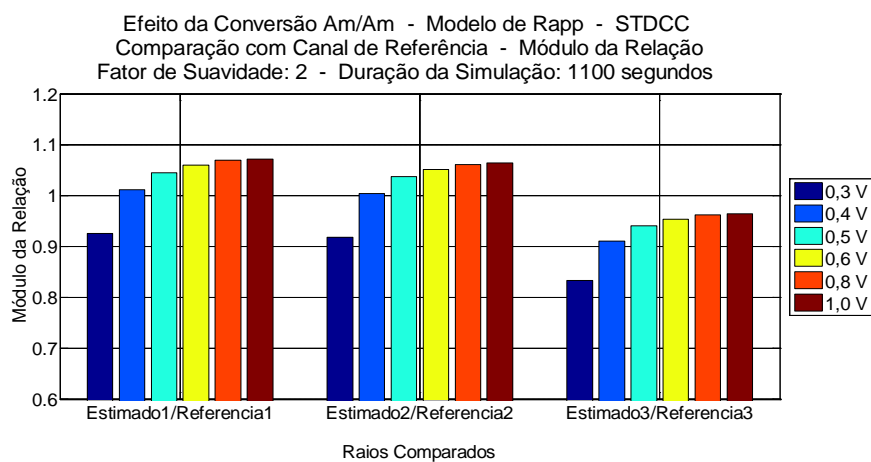


Figura A.5.43 – Comparação com canal de referência – STDCC - módulo

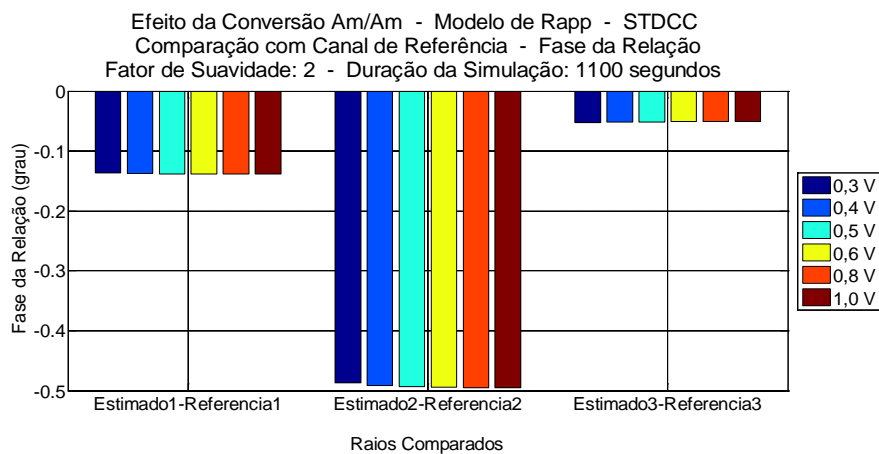


Figura A.5.44 – Comparação com canal de referência – STDCC - fase

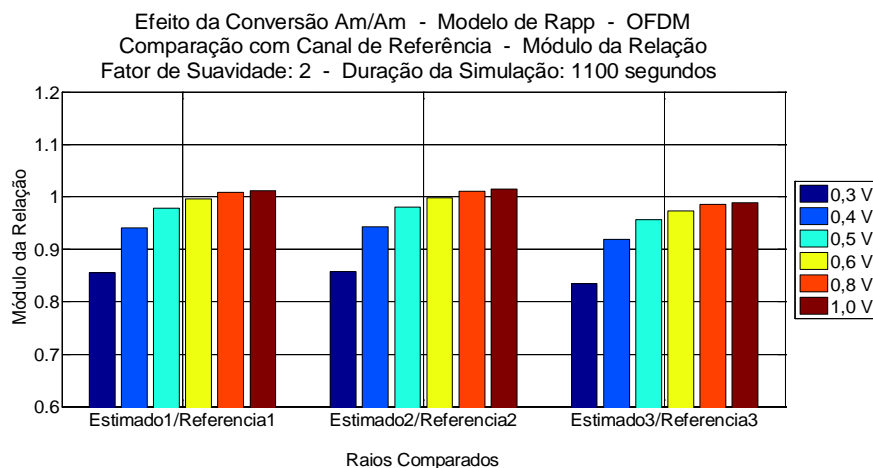


Figura A.5.45 – Comparação com canal de referência – OFDM - módulo

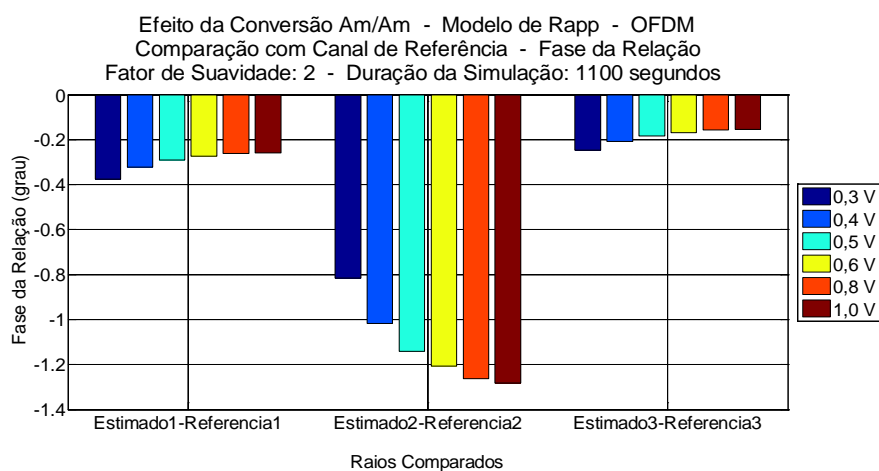


Figura A.5.46 – Comparação com canal de referência – OFDM - fase

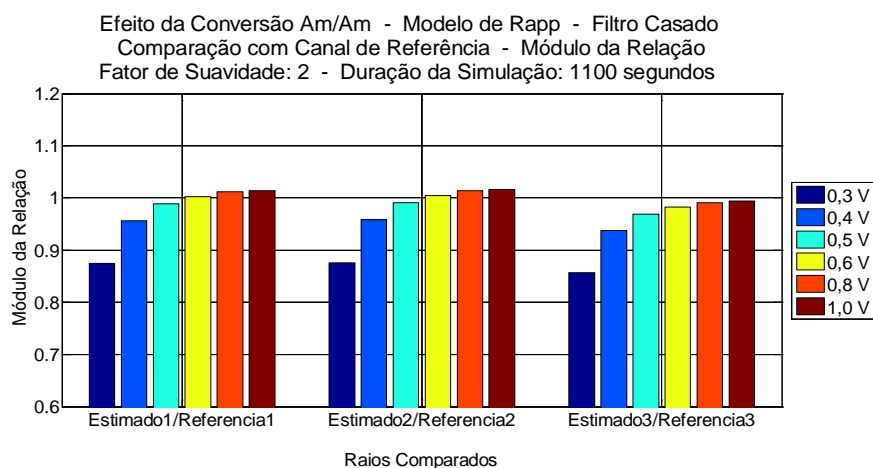


Figura A.5.47 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado - módulo

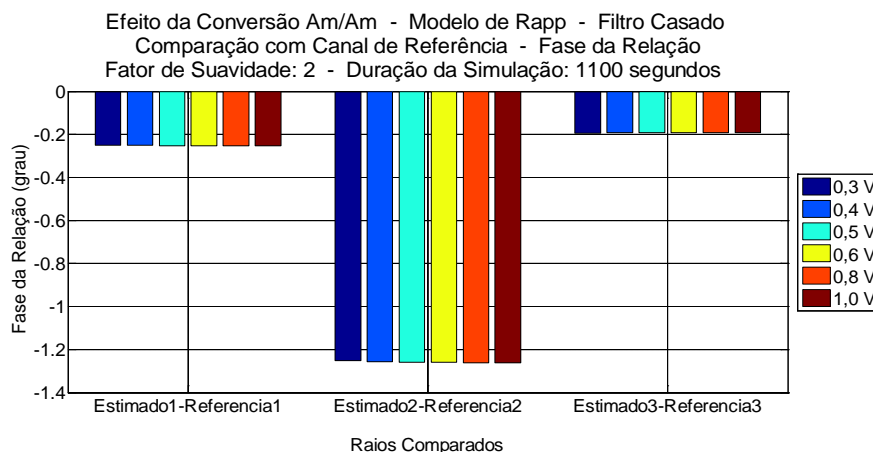


Figura A.5.48 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado - fase

## A.5.4

### Modelo Polinomial Cúbico

São apresentados os resultados, em módulo e fase, para o erro RMS e o desvio padrão na comparação entre o canal estimado e o canal de referência e os resultados detalhados para os três métodos na relação entre raios e na comparação com o canal de referência. Foi utilizado o fator de conversão AM/PM deste modelo igual a 0 %dB.

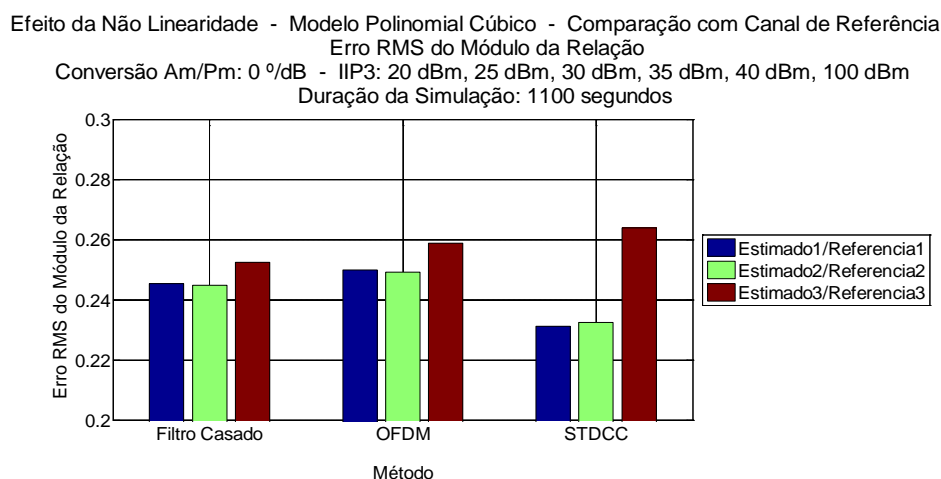


Figura A.5.49 – Comparação com o canal de referência - Erro RMS – módulo

Efeito da Não Linearidade - Modelo Polinomial Cúbico - Comparação com Canal de Referência  
 Erro RMS da Fase da Relação  
 Conversão Am/Pm: 0 °/dB - IIP3: 20 dBm, 25 dBm, 30 dBm, 35 dBm, 40 dBm, 100 dBm  
 Duração da Simulação: 1100 segundos

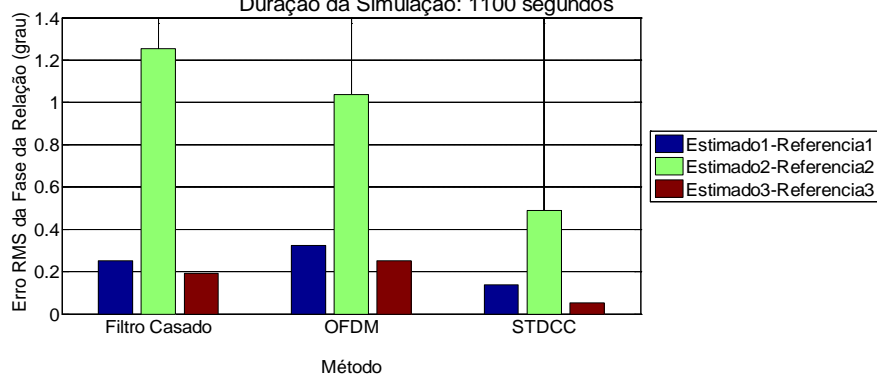


Figura A.5.50 – Comparação com o canal de referência - Erro RMS – fase

Efeito da Não Linearidade - Modelo Polinomial Cúbico - Comparação com Canal de Referência  
 Desvio Padrão do Módulo da Relação  
 Conversão Am/Pm: 0 °/dB - IIP3: 20 dBm, 25 dBm, 30 dBm, 35 dBm, 40 dBm, 100 dBm  
 Duração da Simulação: 1100 segundos

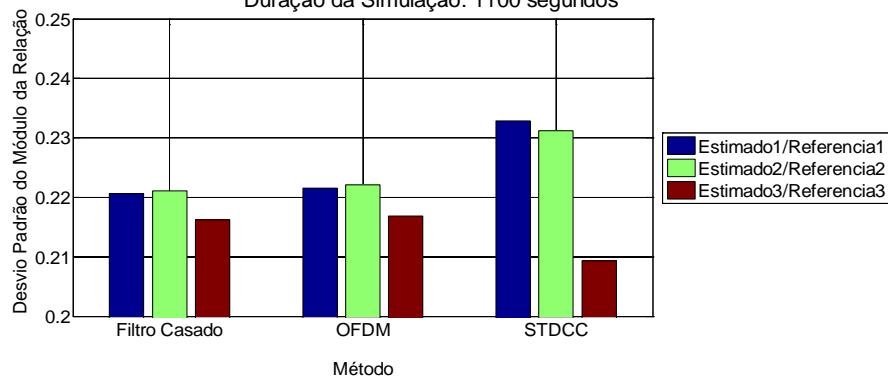


Figura A.5.51 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – módulo

Efeito da Não Linearidade - Modelo Polinomial Cúbico - Comparação com Canal de Referência  
 Desvio Padrão da Fase da Relação  
 Conversão Am/Pm: 0 °/dB - IIP3: 20 dBm, 25 dBm, 30 dBm, 35 dBm, 40 dBm, 100 dBm  
 Duração da Simulação: 1100 segundos

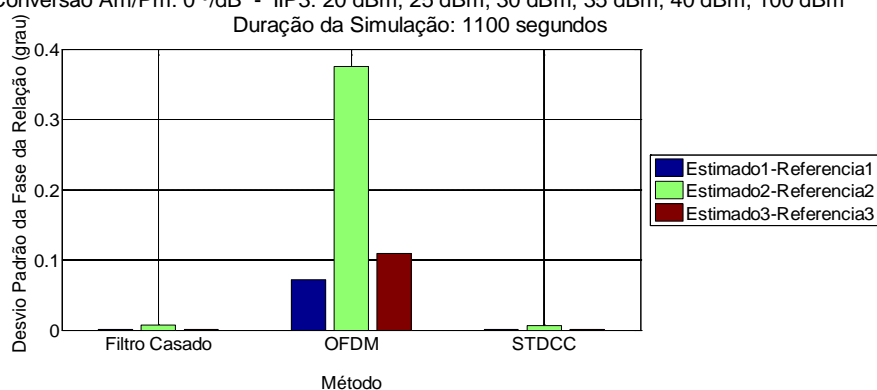


Figura A.5.52 – Comparação com o canal de referência – Desvio Padrão – fase

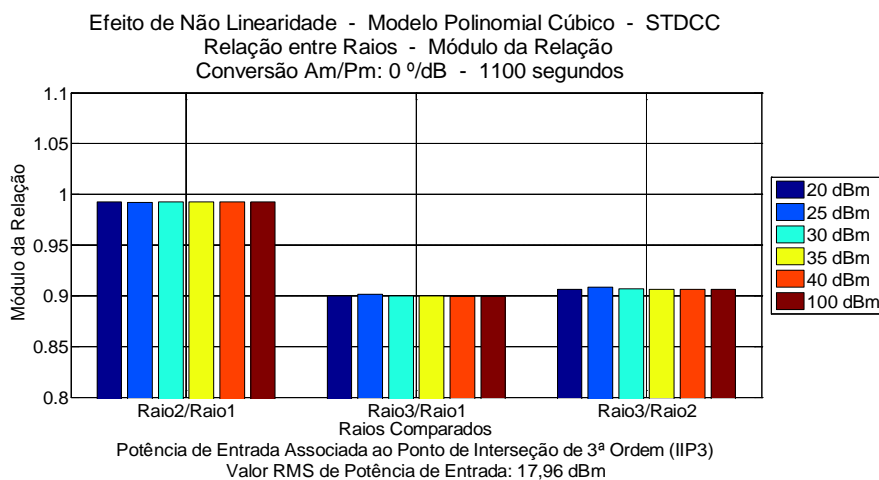


Figura A.5.53 – Relação entre raios – STDCC – módulo

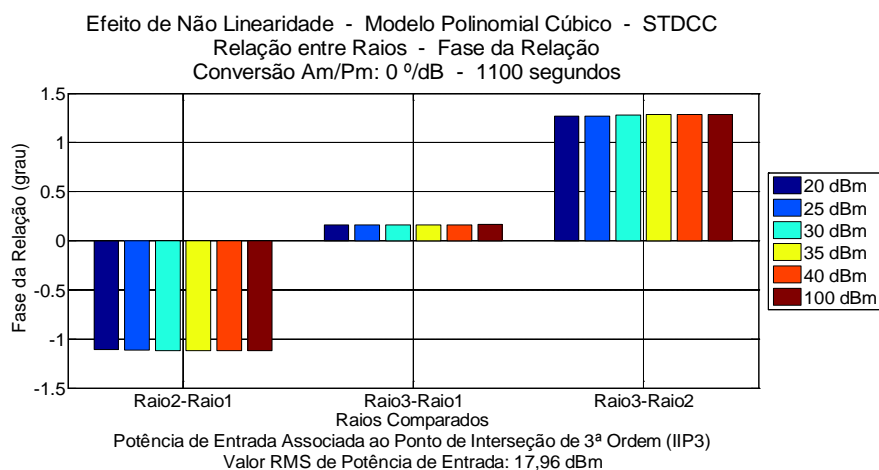


Figura A.5.54 – Relação entre raios – STDCC – fase

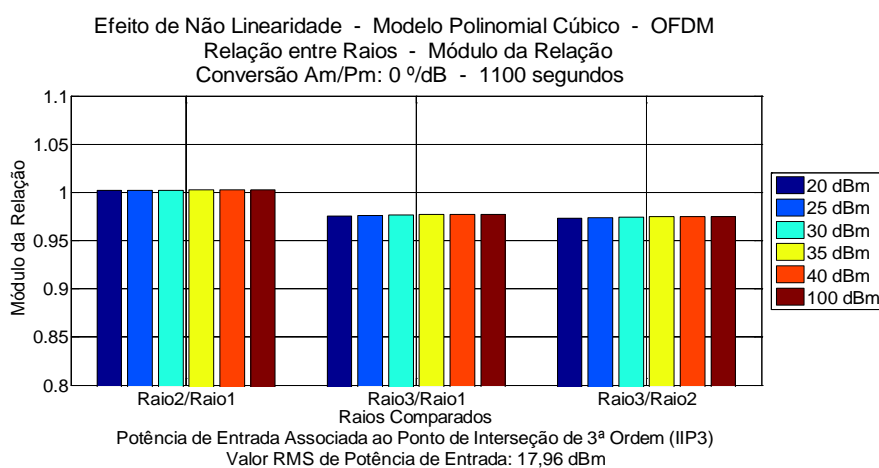


Figura A.5.55 – Relação entre raios – OFDM - módulo



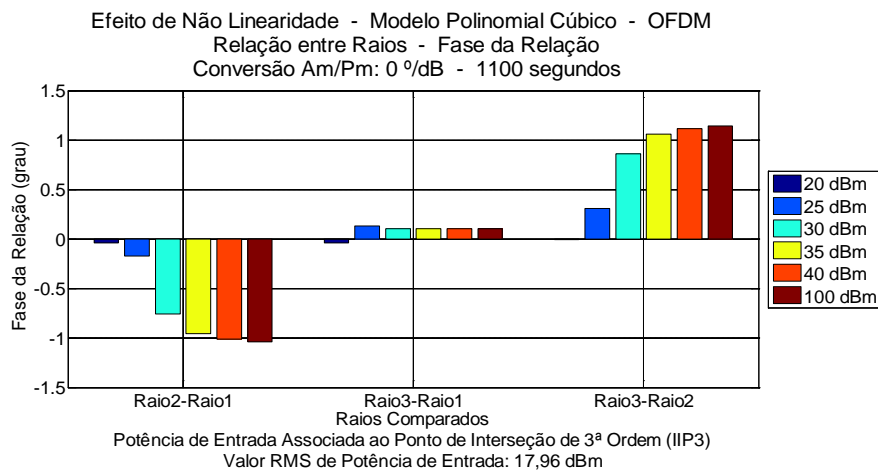


Figura A.5.56 – Relação entre raios – OFDM – fase

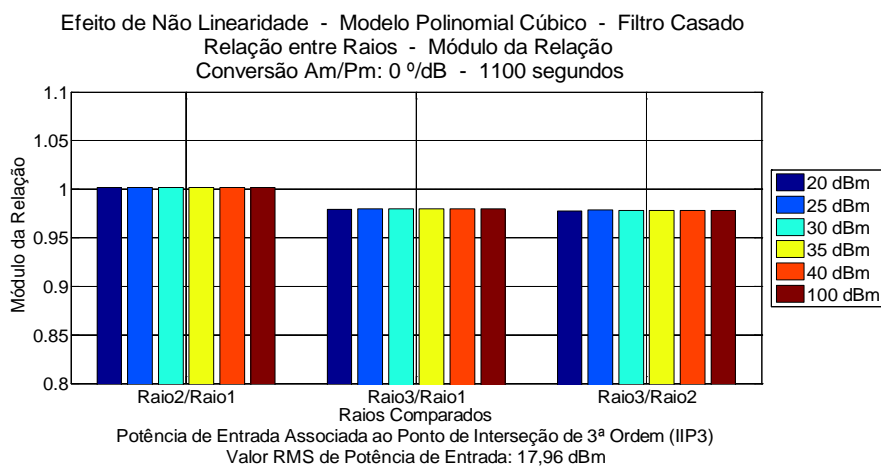


Figura A.5.57 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo

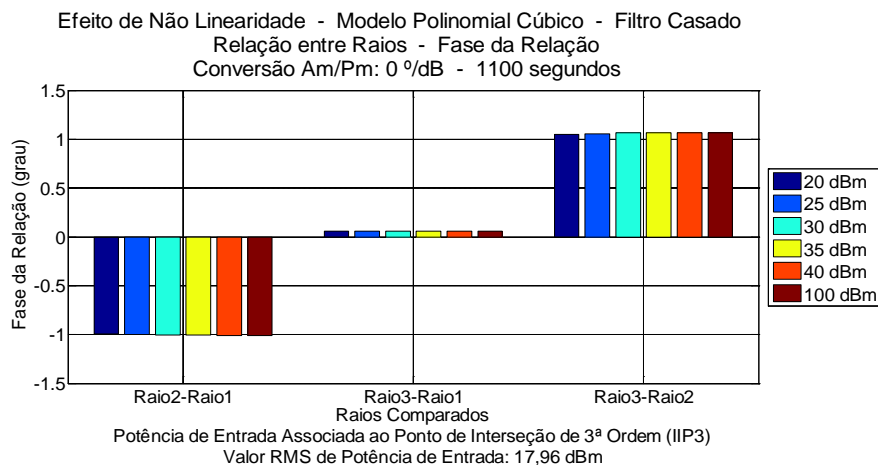


Figura A.5.58 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase

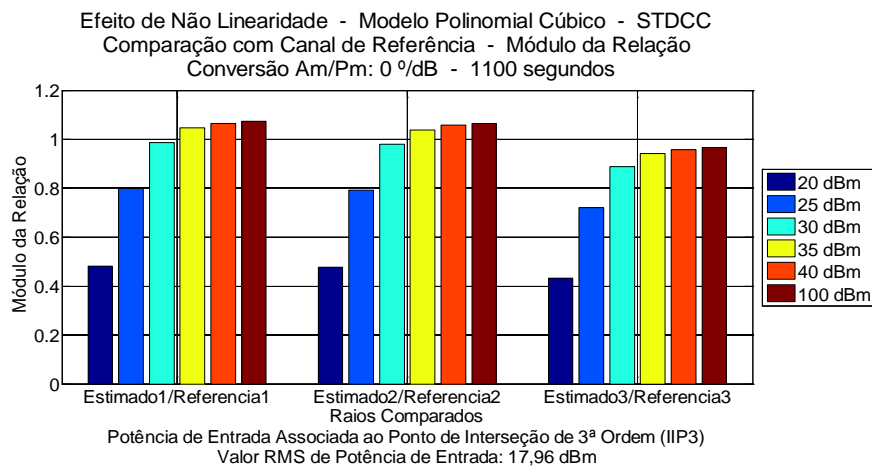


Figura A.5.59 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo

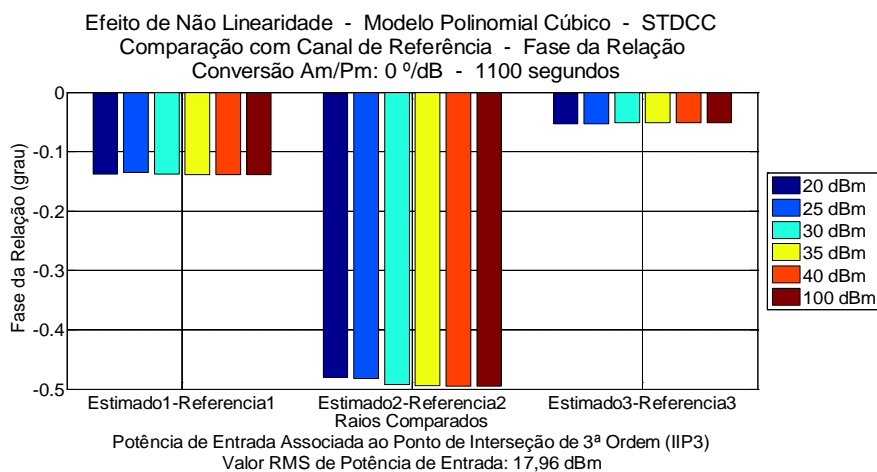


Figura A.5.60 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase

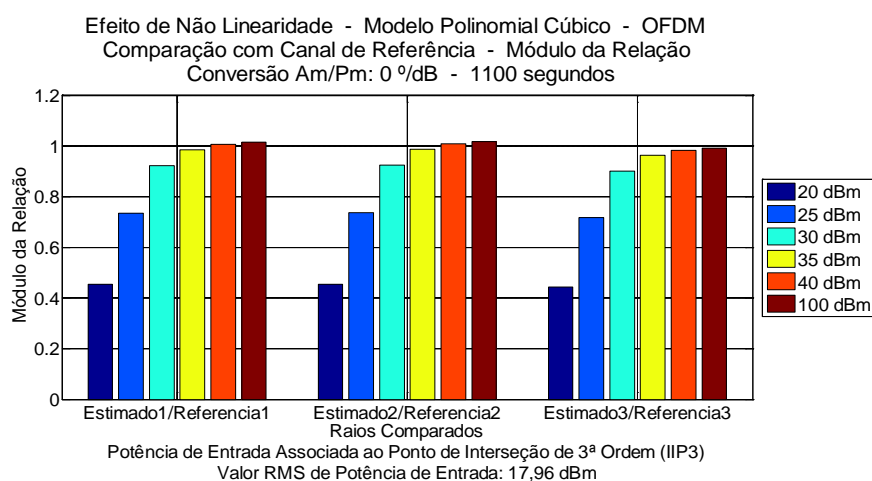


Figura A.5.61 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo

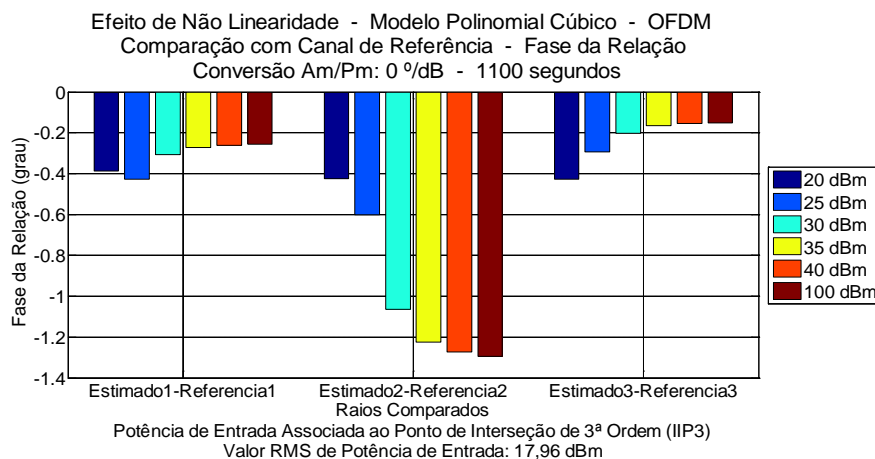


Figura A.5.62 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase

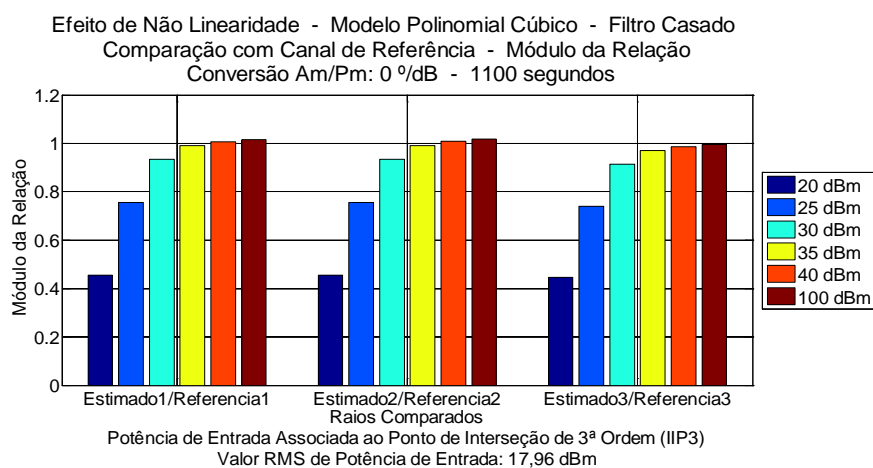


Figura A.5.63 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo

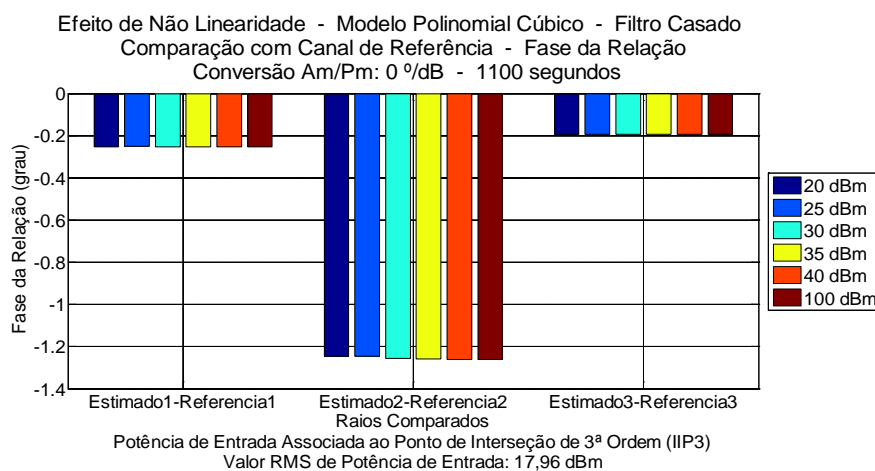


Figura A.5.64 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase

## ANEXO B - CAPÍTULO 5: ESPECTROS GERADOS PELAS NÃO LINEARIDADES

Este anexo apresenta alguns espectros selecionados dentre todos aqueles que foram gerados para a análise da influência de cada modelo de não linearidade sobre a qualidade de estimação dos canais rádio móveis na comparação entre os três métodos estudados. São enfatizados aqueles gerados pelo modelo de Saleh por ser este modelo escolhido como básico. Posteriormente são apresentados os espectros gerados pelos demais modelos e comparados entre si.

### B.5.1

#### Espectros gerados após o filtro formatador

De início são apresentados os espectros após a formatação dos pulsos transmitidos realizada pelo filtro raiz quadrada de cosseno levantado com fator de arredondamento (*roll-off*) igual a 0,5. Os dois espectros na saída dos filtros formatadores apresentados correspondem, respectivamente, aos sinais transmitidos pelas sondas Filtro Casado e STDCC, e OFDM. As marcas verticais indicam, respectivamente, a frequência da banda de Nyquist e dobro desta frequência.

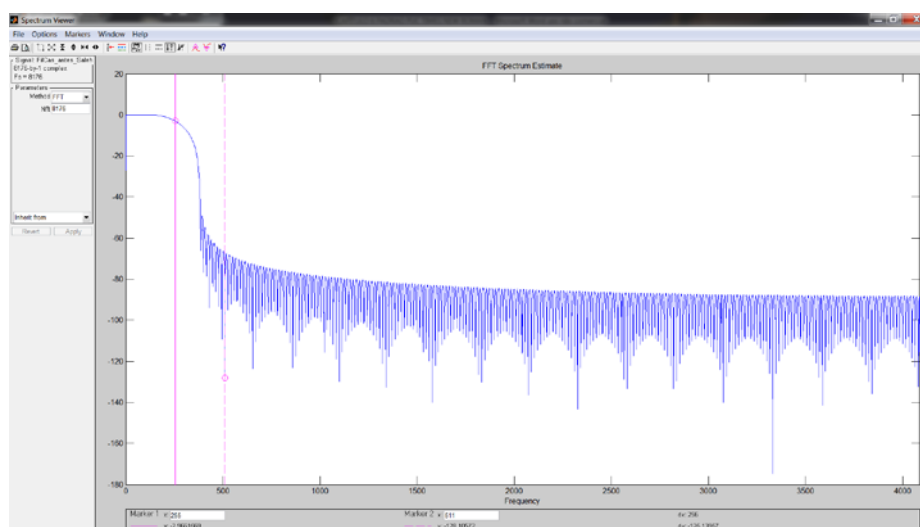


Figura B.5.1 – Espectro após o filtro raiz quadrada de cosseno levantado - STDCC e Filtro Casado

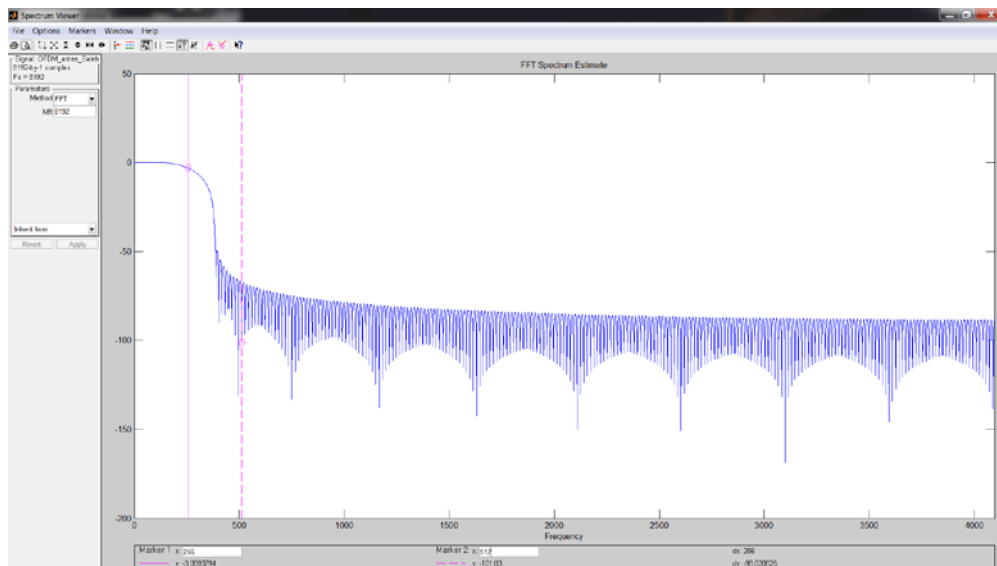


Figura B.5.2 – Espectro após o Filtro raiz quadrada de cosseno levantado - OFDM

## B.5.2

### Modelo de Saleh

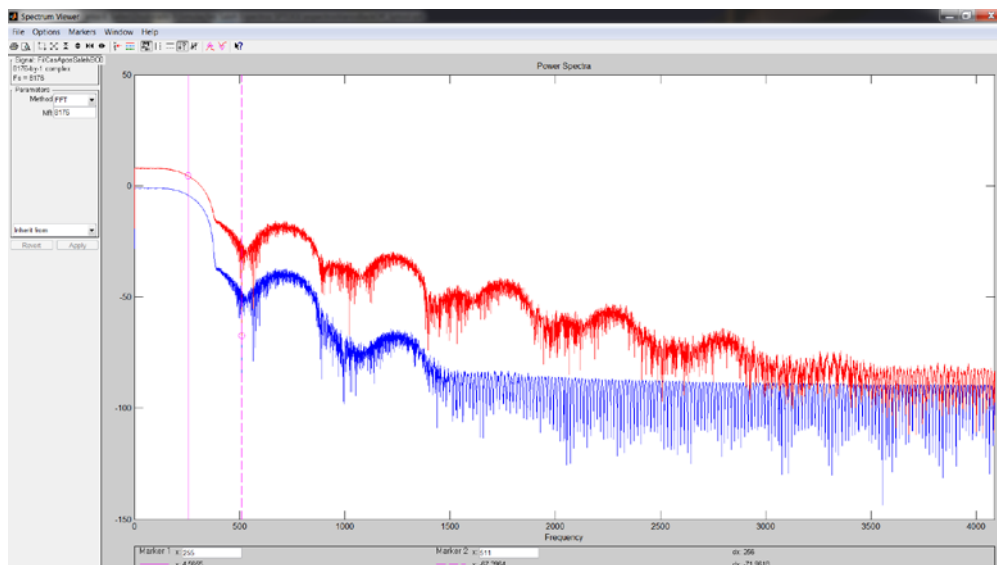


Figura B.5.3 – Filtro Casado - Recuo 0 dB: vermelho - Recuo 10 dB: azul

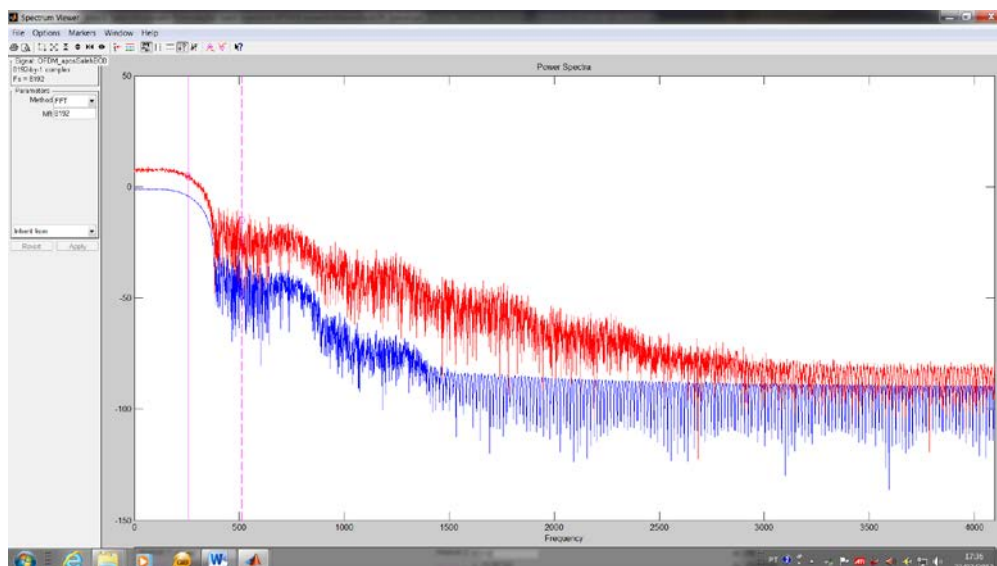


Figura B.5.4 – OFDM - Recuo 0 dB: vermelho - Recuo 10 dB: azul

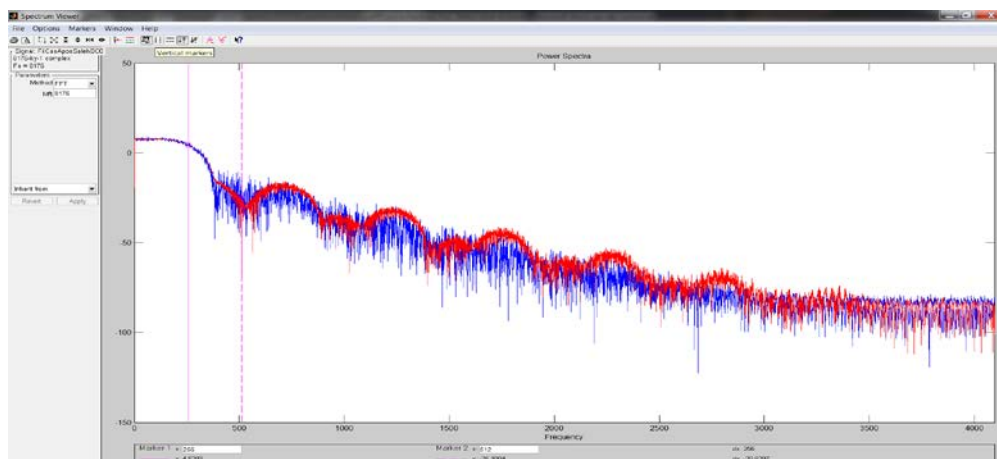


Figura B.5.5 – OFDM e Filtro Casado – Recuo: 0 dB – FC: vermelho – OFDM: azul

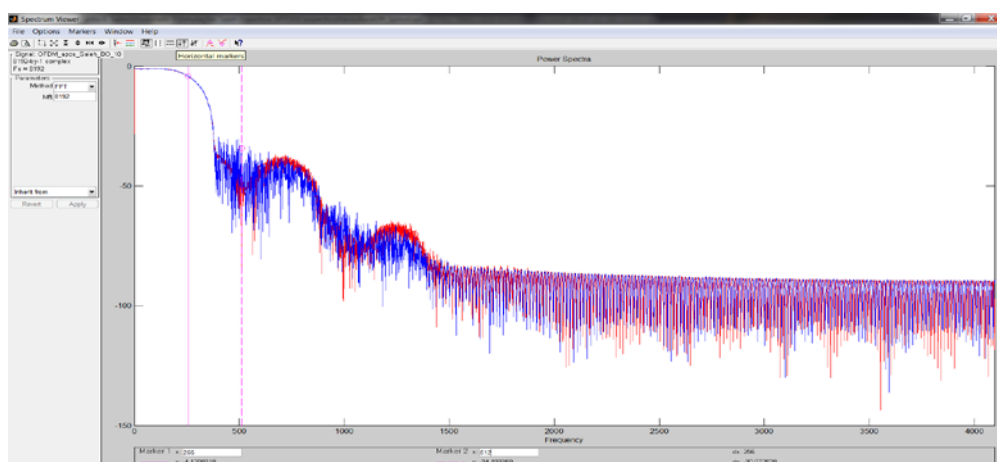


Figura B.5.6 – OFDM e Filtro Casado – Recuo: 10 dB – FC: vermelho – OFDM: azul

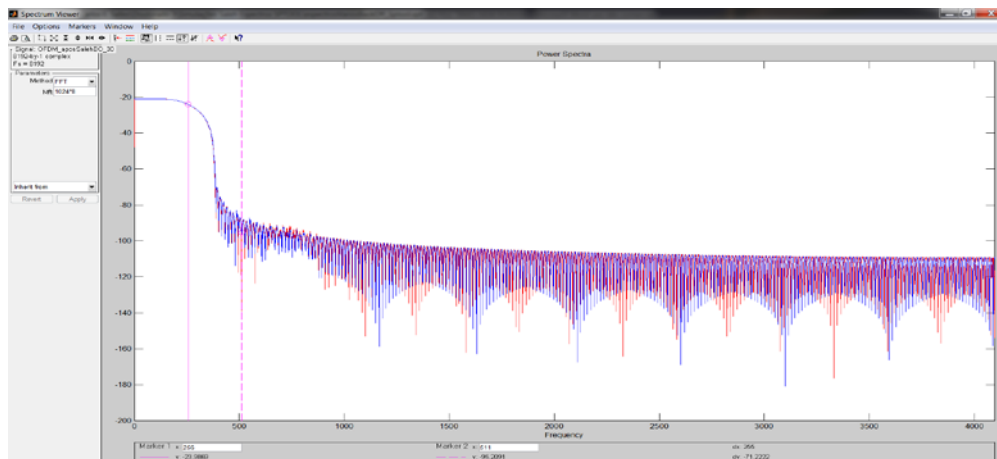


Figura B.5.7 – OFDM e FC – Recuo: 30 dB – Filtro Casado: vermelho – OFDM: azul

### B.5.2.1

#### Espectros que atendem a especificação adotada

As Figuras B.5.8 à B.5.11 mostram os espectros, após a passagem pela não linearidade representada pelo modelo de Saleh, que atendem a especificação adotada para o espectro transmitido.

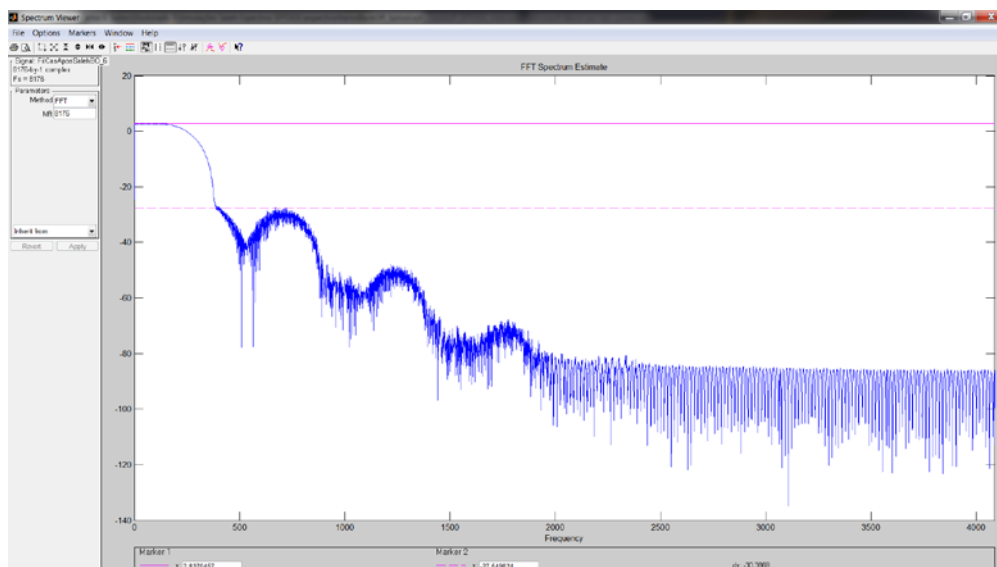


Figura B.5.8 – Espectros do STDCC e Filtro Casado com recuo de 6 dB

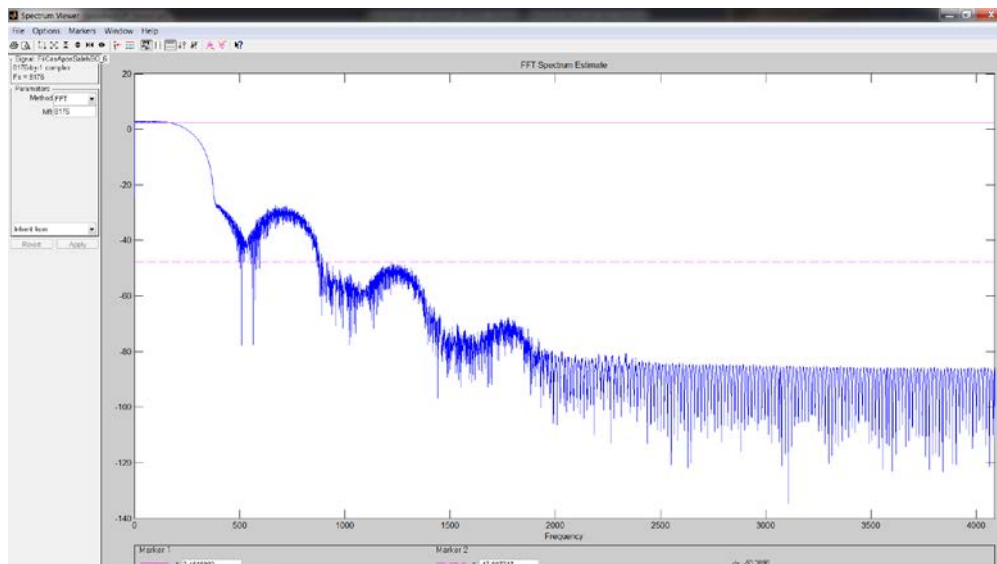


Figura B.5.9 – Espectros do STDCC e Filtro Casado com recuo de 6 dB

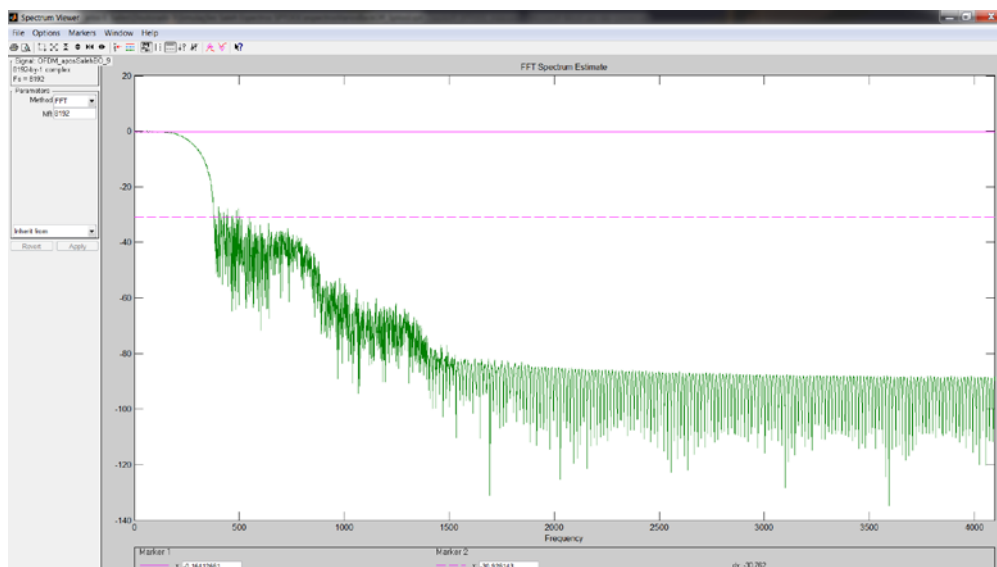


Figura B.5.10 – Espectro do OFDM com recuo de 9 dB



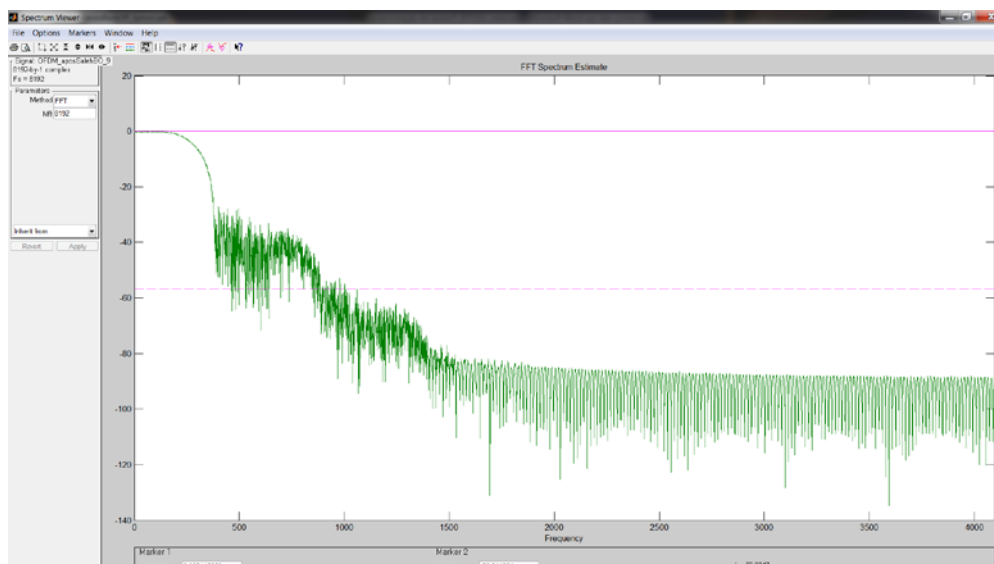


Figura B.5.11 – Espectro do OFDM com recuo de 9 dB

### B.5.3

#### Modelos de Ghorbani, Rapp e Polinomial Cúbico

Apresentamos alguns espectros obtidos para esses modelos comparando o resultado da variação do parâmetro de não linearidade para um mesmo modelo de sonda ou seu efeito para dois modelos diferentes. Lembramos que o sinal usado para os métodos de Filtro Casado e STDCC são idênticos. Basta, portanto, a comparação entre um desses e o gerado pelo método OFDM.

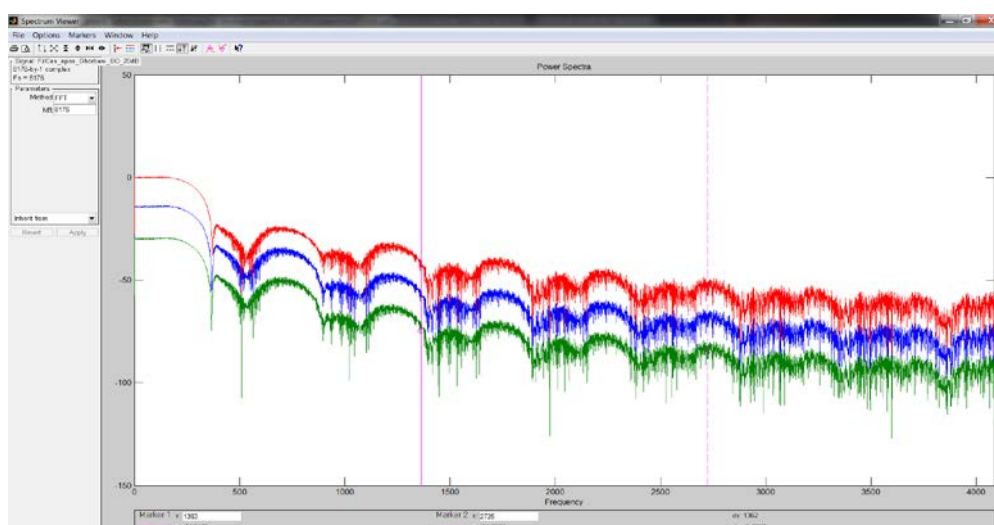


Figura B.5.12 – Ghorbani - Filtro Casado - Recuos: 0 dB, 10 dB e 20 dB

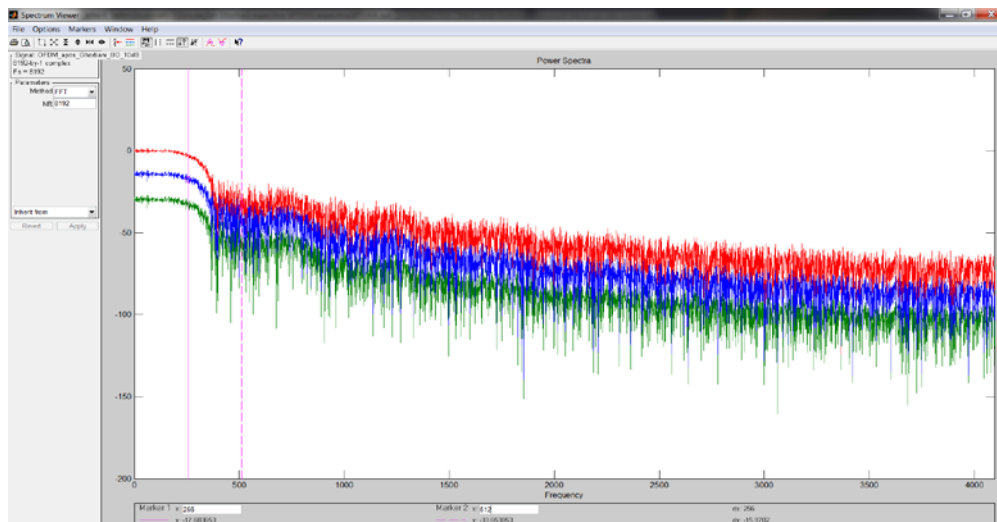


Figura B.5.13 – Ghorbani - OFDM - Recuos: 0 dB, 10 dB e 20 dB

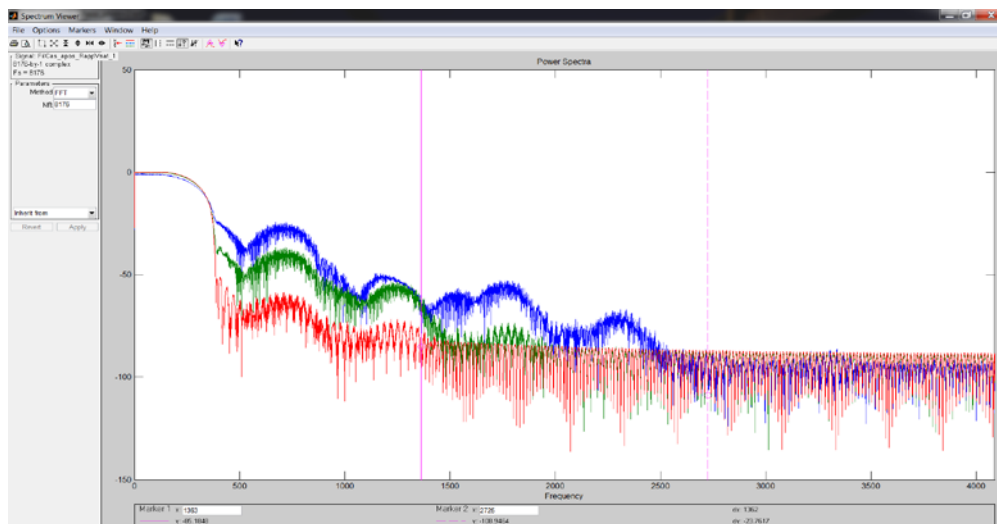


Figura B.5.14 – Rapp - Filtro Casado – Vsat – 1 V: vermelho, 0,5 V: verde, 0,3 V: azul

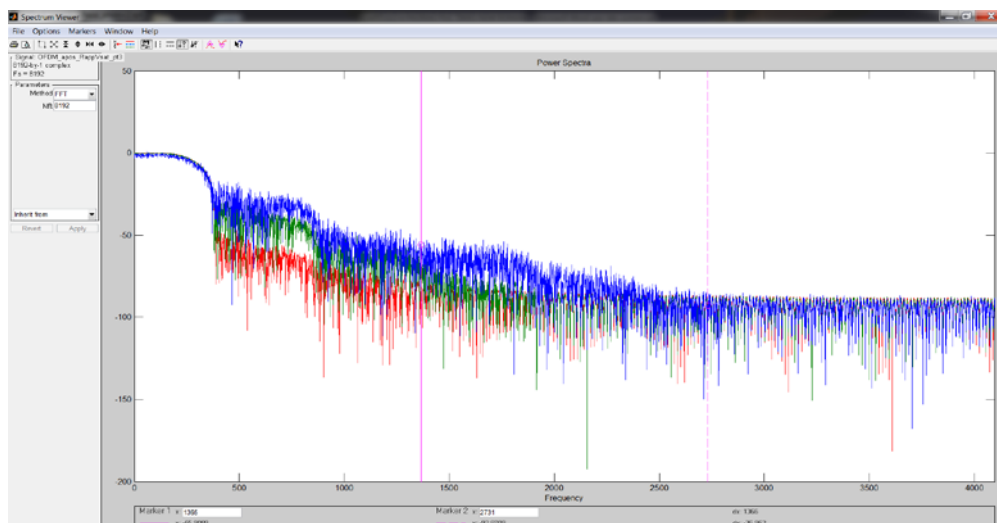


Figura B.5.15 – Rapp - OFDM – Vsat – 1 V: vermelho, 0,5 V: verde, 0,3 V: azul

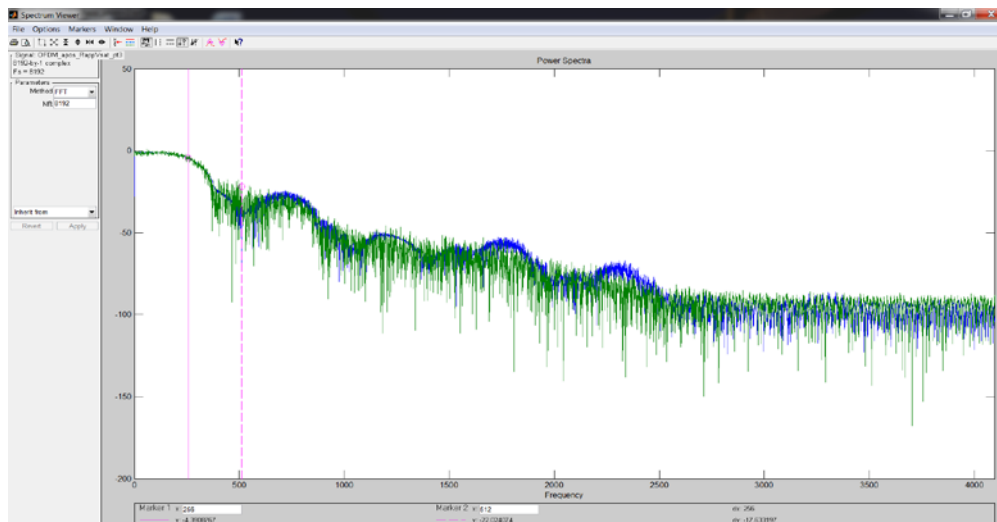


Figura B.5.16 – Rapp –  $V_{sat}$ : 0,3 V – Filtro Casado: azul, OFDM: verde

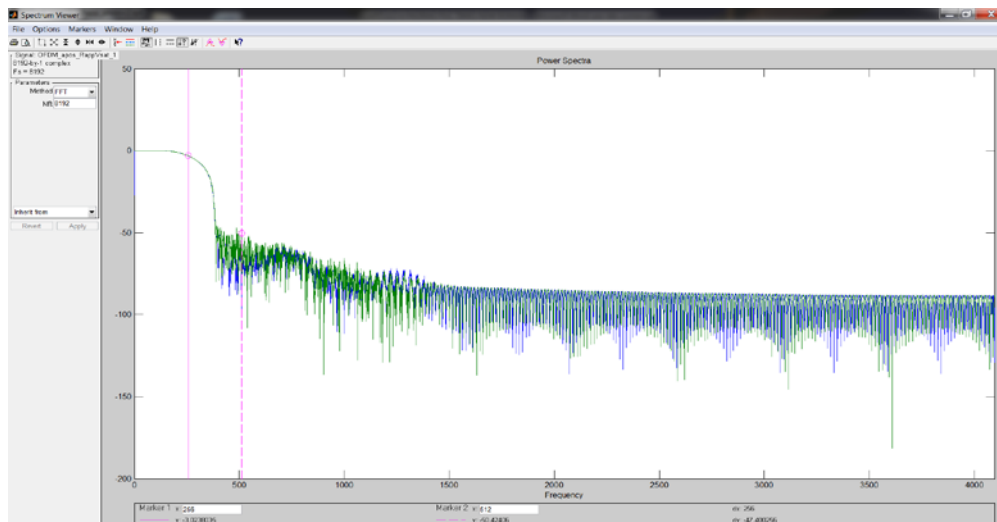


Figura B.5.17 – Rapp –  $V_{sat}$ : 1,0 V – Filtro Casado: azul, OFDM: verde

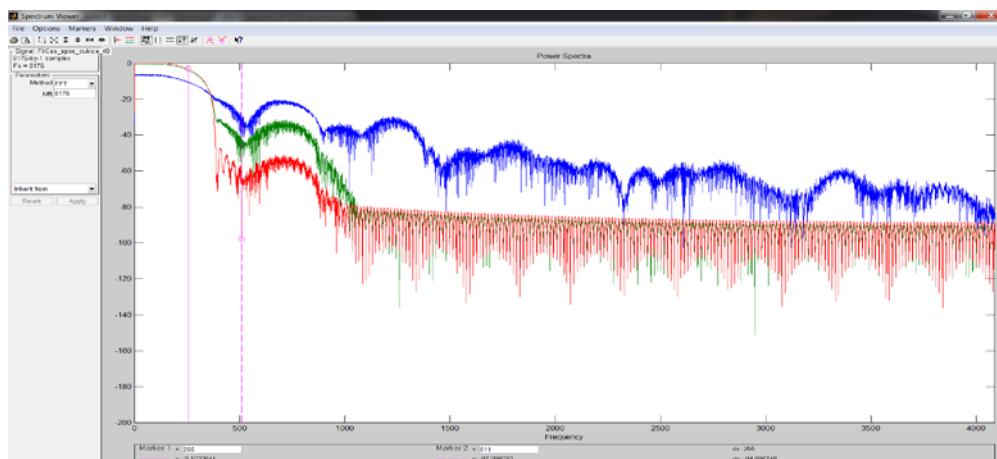


Figura B.5.18 – Cúbico - Filtro Casado - IIP3: 20 dBm: azul, 30 dBm: verde, 40 dBm: vermelho

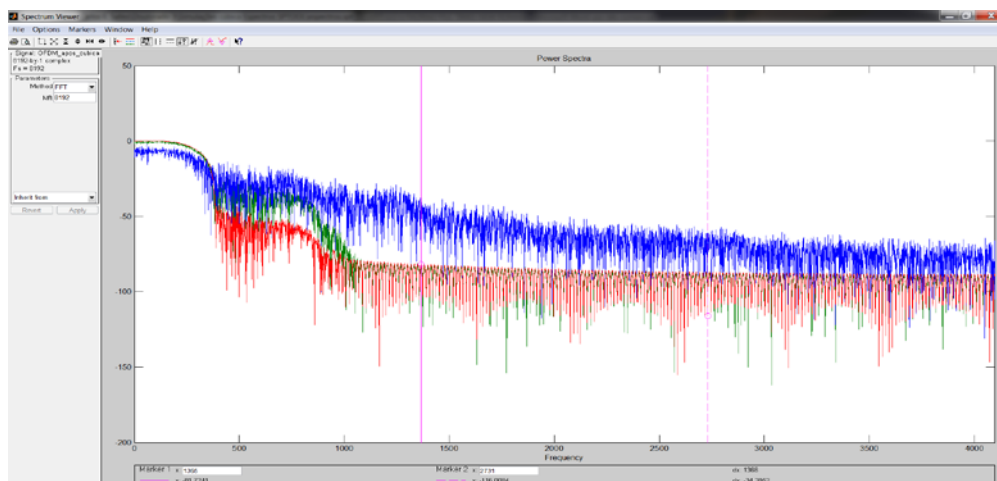


Figura B.5.19 – Cúbico - OFDM - IIP3: 20 dBm: azul, 30 dBm: verde, 40 dBm: vermelho

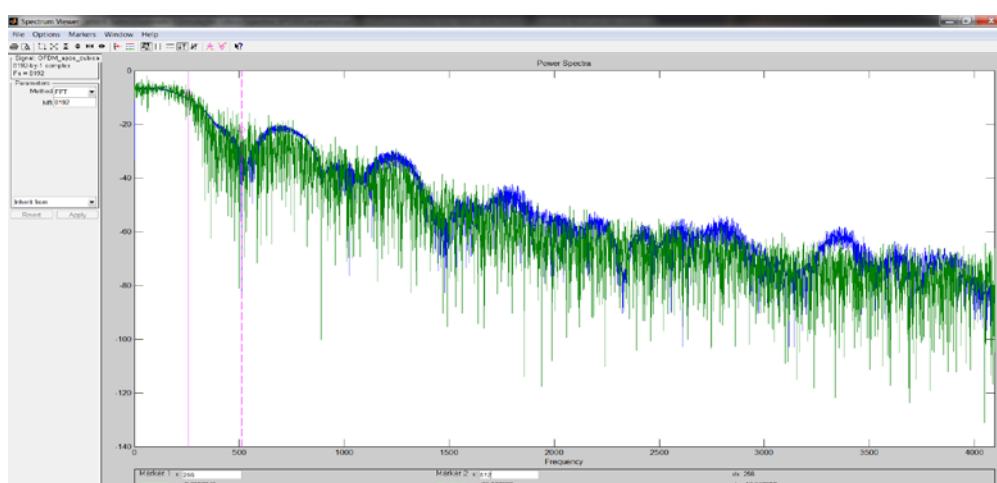


Figura B.5.20 – Cúbico – IIP3: 20 dBm – Filtro Casado: azul, OFDM: verde

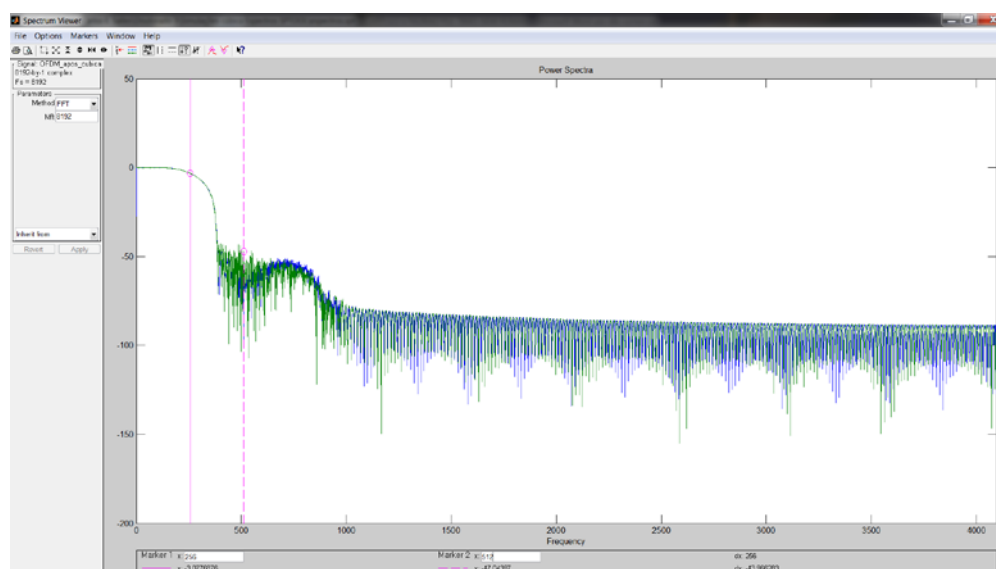


Figura B.5.21 – Cúbico – IIP3: 40 dBm – Filtro Casado: azul, OFDM: verde

## ANEXO A - CAPÍTULO 6: EFEITO ISOLADO DO RUÍDO DE FASE NOS RESULTADOS

Este anexo contém os resultados detalhados obtidos pela aplicação de nove diferentes valores do ruído de fase durante a simulação. Para cada método é mostrado o seu comportamento, em módulo e fase, através da aplicação da expressão (3.3), chamada relação entre raios como definido no item 3.6. O mesmo é feito com a aplicação da expressão (3.2), isto é a relação entre cada raio estimado do canal pesquisado e o raio equivalente no canal de referência, o que é denominado comparação com o canal de referência. Nos gráficos em barras fica explícita a sensibilidade de cada método ao ruído de fase.

### A.6.1

#### Relação entre Raios

São apresentados os resultados, em módulo e fase, para a relação entre raios.

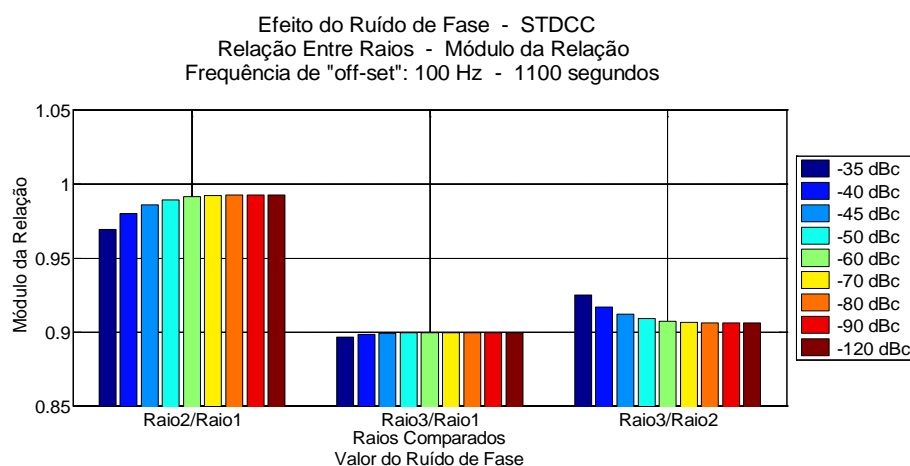


Figura A.6.1 – Relação entre raios – STDCC – módulo

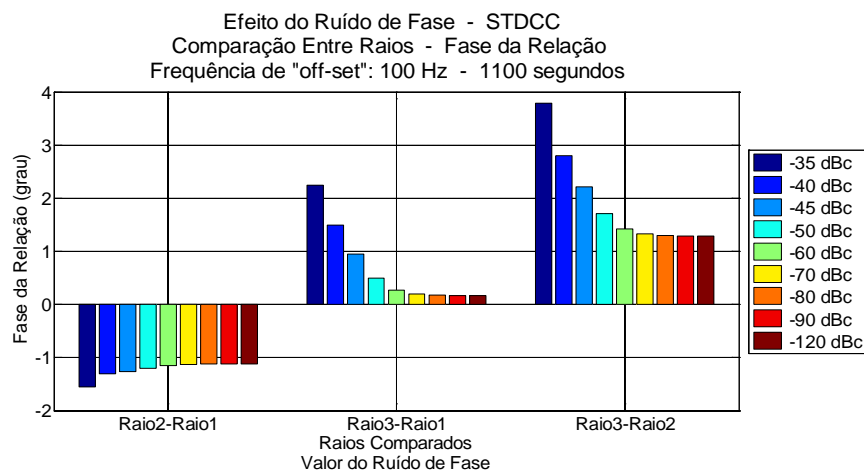


Figura A.6.2 – Relação entre raios – STDCC – fase

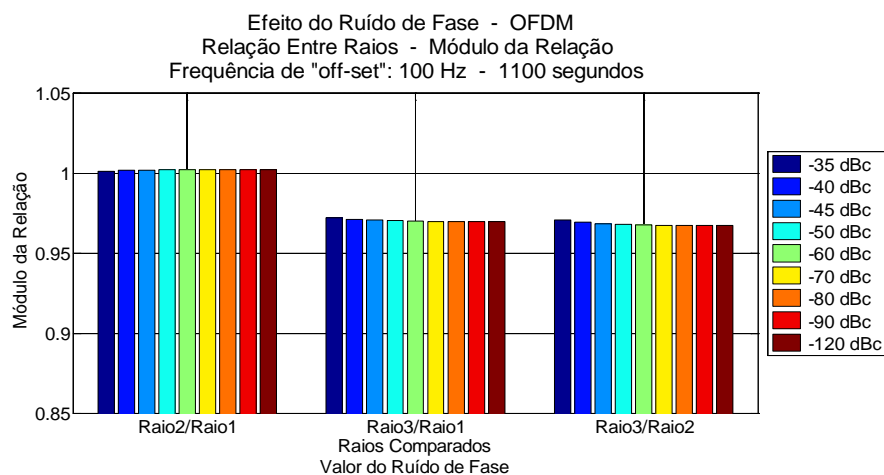


Figura A.6.3 – Relação entre raios – OFDM – módulo

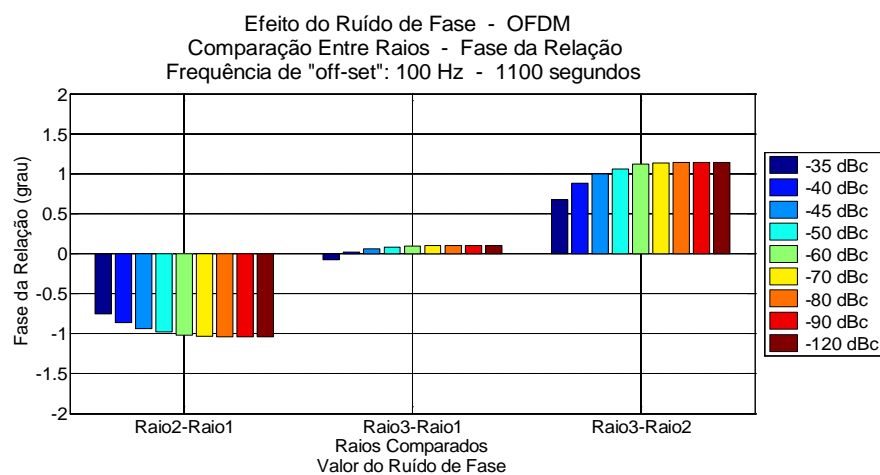


Figura A.6.4 – Relação entre raios – OFDM – fase

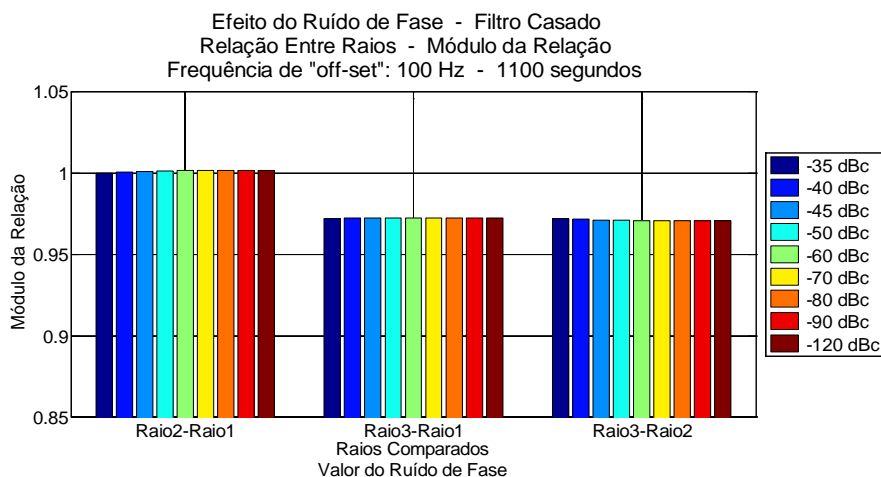


Figura A.6.5 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo

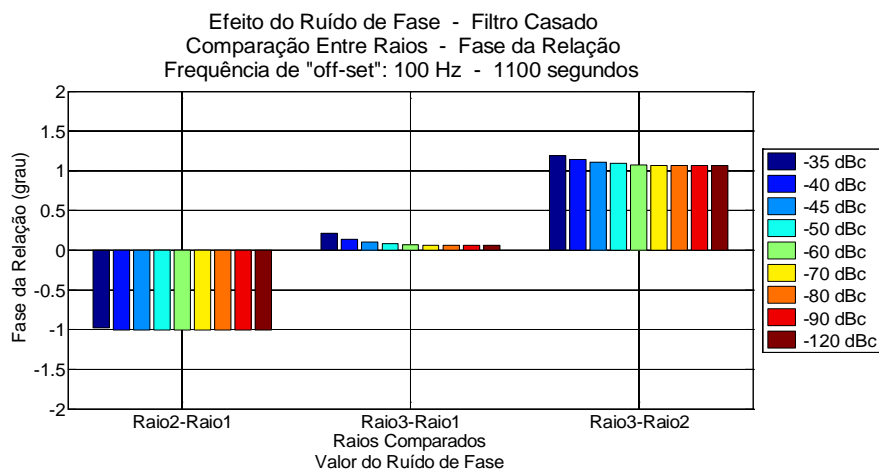


Figura A.6.6 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase

## A.6.2

### Comparação com o Canal de Referência

São apresentados os resultados, em módulo e fase, para a comparação com o canal de referência.



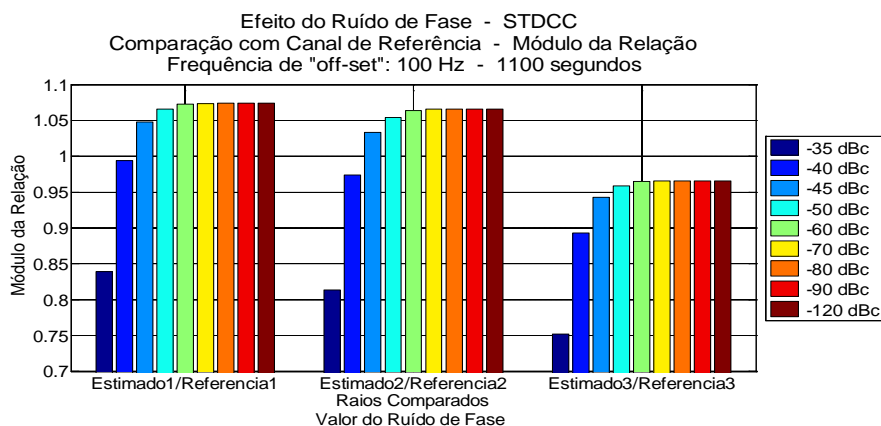


Figura A.6.7 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo

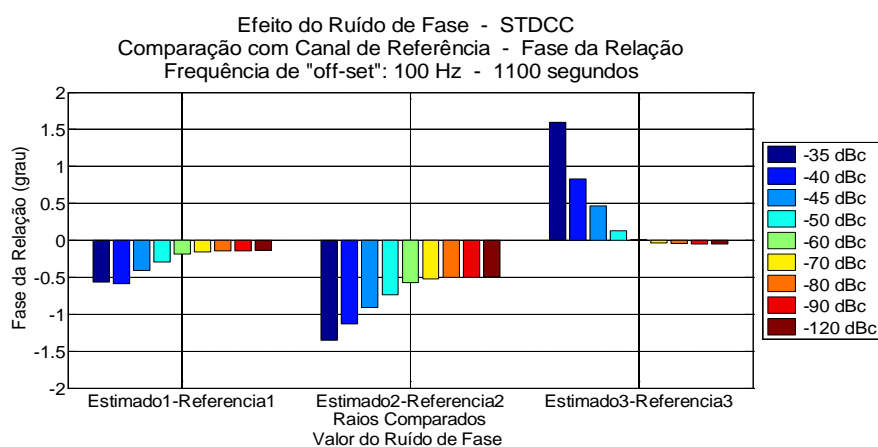


Figura A.6.8 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase

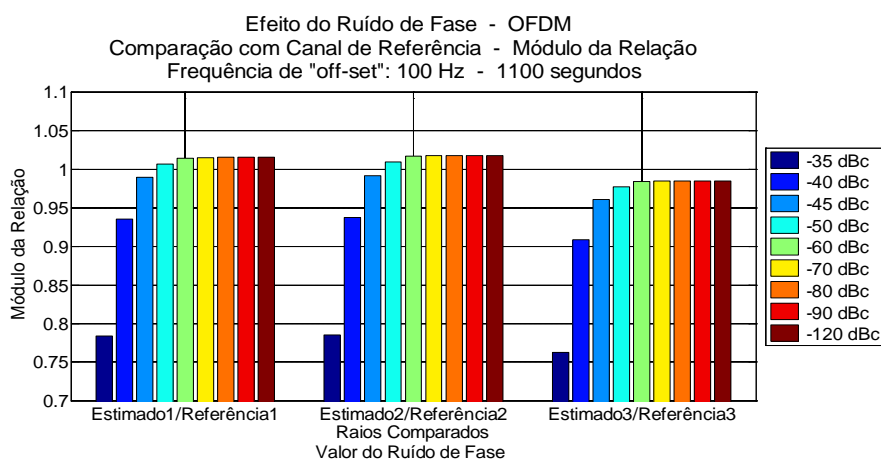


Figura A.6.9 – Comparação com canal de referência – OFDM - módulo

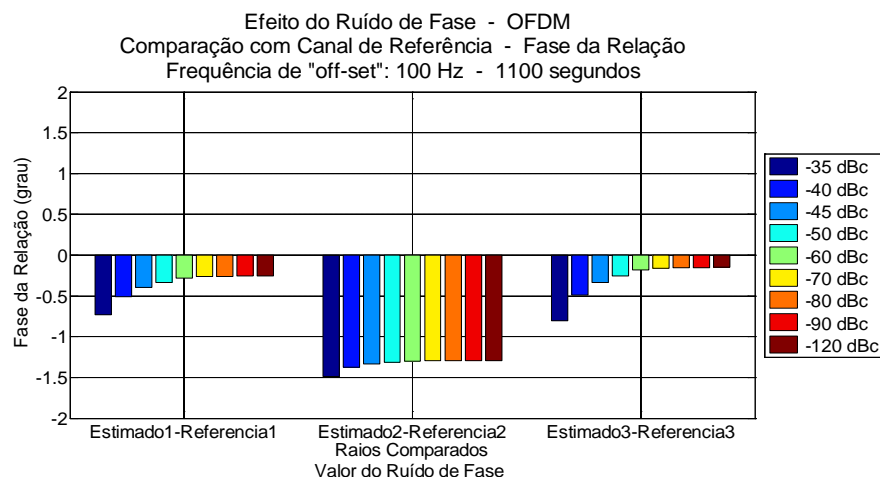


Figura A.6.10 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase

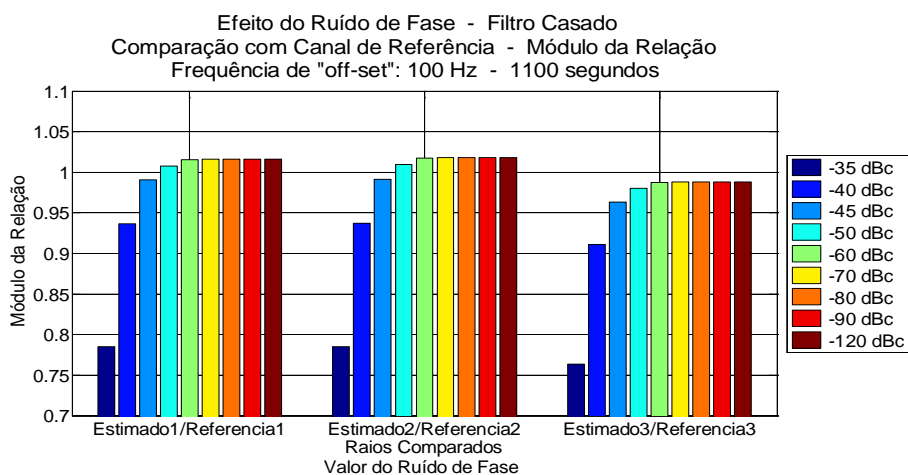


Figura A.6.11 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo

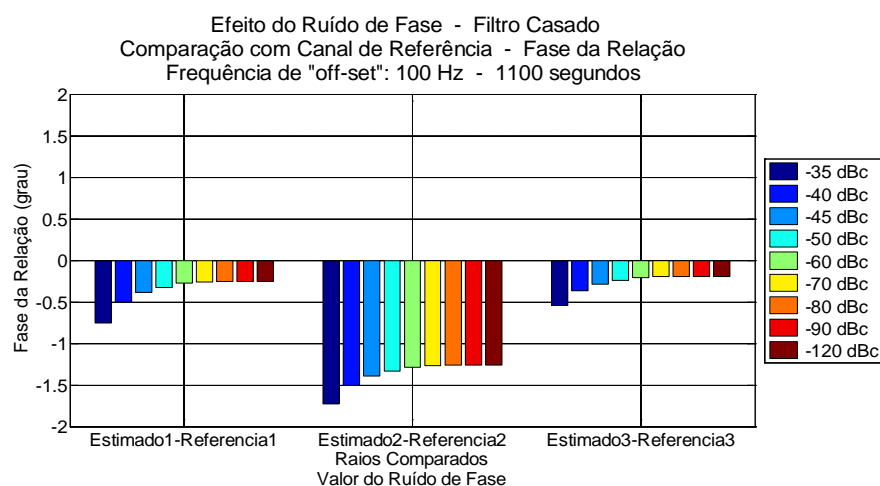


Figura A.6.12 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase

## ANEXO A - CAPÍTULO 7: EFEITO SIMULTÂNEO DAS IMPERFEIÇÕES NO RESULTADO DAS ESTIMAÇÕES

Este anexo contém os resultados detalhados obtidos pela aplicação de diferentes valores da relação  $E_b/N_0$  na presença de não linearidade e ruído de fase no modelo construído. Para cada método é mostrado o seu comportamento, em módulo e fase, através da aplicação da expressão (3.3), chamada relação entre raios como definido no item 3.6 cujos resultados estão no item A.7.1. O mesmo é feito com a aplicação da expressão (3.2), isto é a relação entre cada raio estimado do canal pesquisado e o raio equivalente no canal de referência, o que é denominado comparação com o canal de referência. Os resultados são apresentados no item A.7.2. Nos gráficos em barras fica explícita a sensibilidade de cada método ao ruído térmico segundo o parâmetro examinado. A partir dos valores individuais do comportamento dos métodos ao ruído térmico são extraídos os indicadores:

- Erro RMS do módulo da relação, por método, para todas as relações  $E_b/N_0$  simuladas;
- Erro RMS da fase da relação, por método, para todas as relações  $E_b/N_0$  simuladas;
- Desvio padrão do módulo da relação, por método, para todas as relações  $E_b/N_0$  simuladas;
- Desvio padrão da fase da relação, por método, para todas as relações  $E_b/N_0$  simuladas.

### A.7.1

#### Relação entre Raios

São apresentados os resultados, em módulo e fase, para a relação entre raios. Estes resultados foram obtidos para os seguintes valores de ruído de fase: -40 dBc, -50 dBc, -60 dBc e -90 dBc.

### A.7.1.1

#### Ruído de fase: -40 dBc

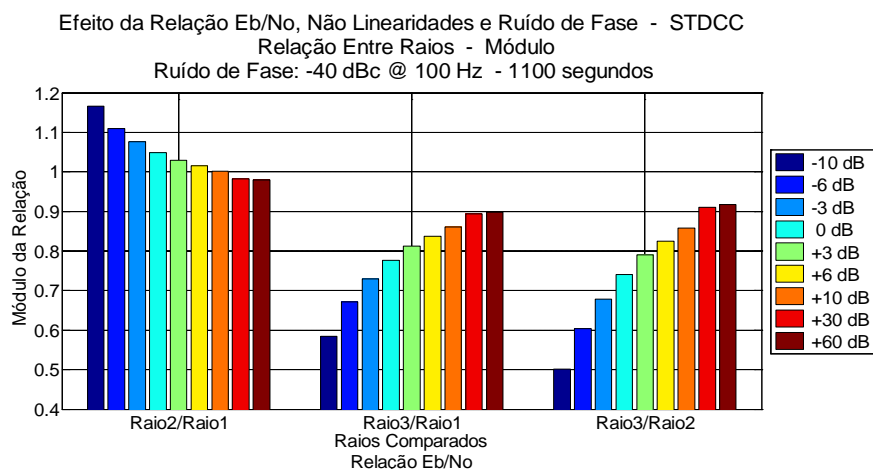


Figura A.7.1 – Relação entre raios – STDCC – módulo

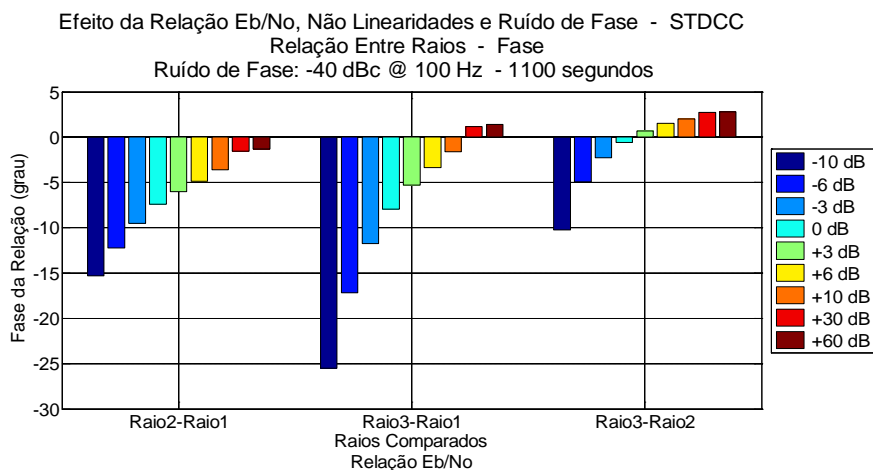


Figura A.7.2 – Relação entre raios – STDCC - fase

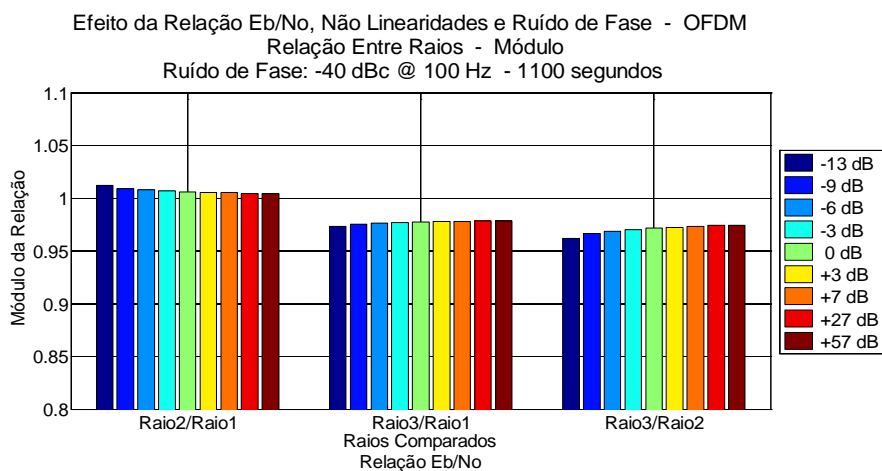


Figura A.7.3 – Relação entre raios – OFDM – módulo

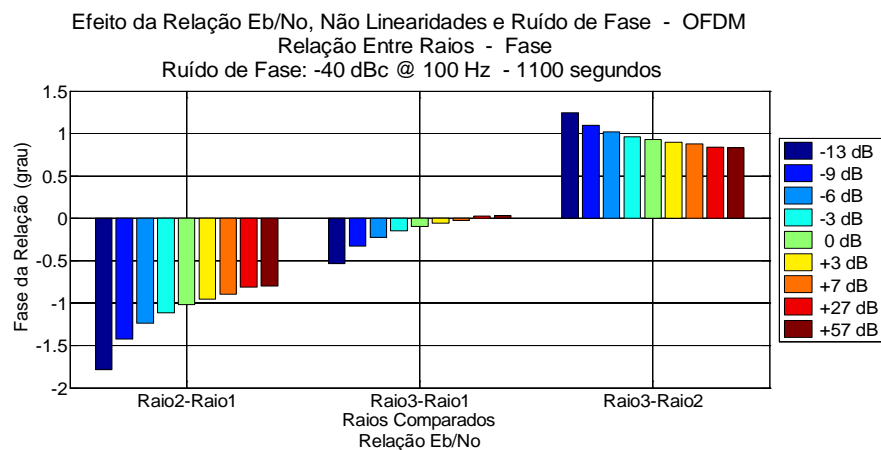


Figura A.7.4 – Relação entre raios – OFDM – fase

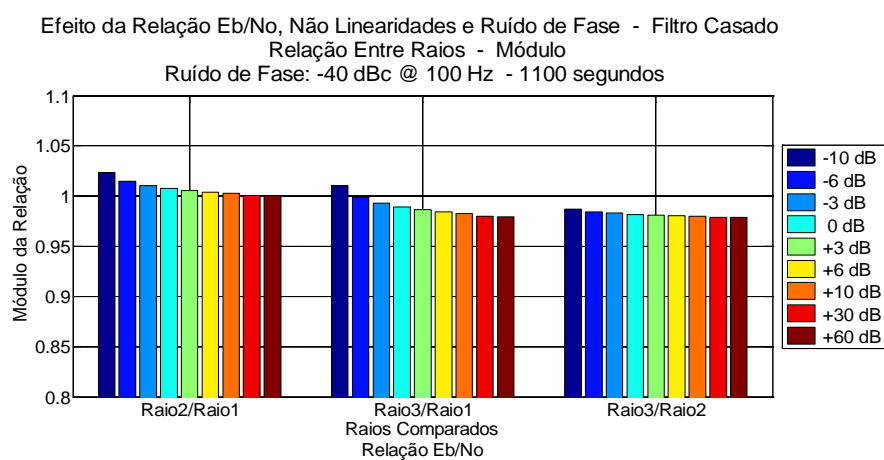


Figura A.7.5 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo

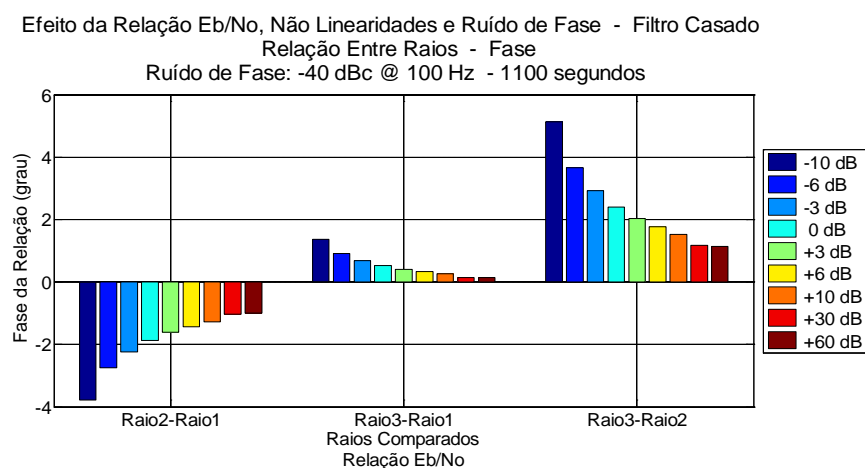


Figura A.7.6 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase

### A.7.1.1.1

#### Indicadores

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Relação Entre Raios  
Erro RMS do Módulo da Relação

Ruído de Fase: -40 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos

Relação Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB

Relação Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

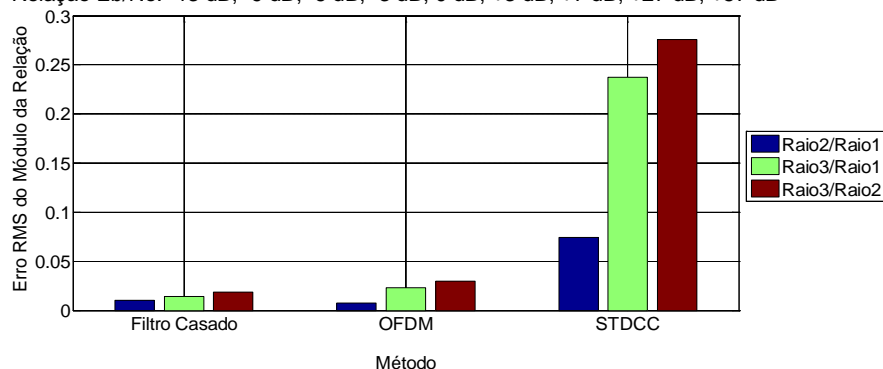


Figura A.7.7 – Ruído de fase: -40 dBc - Erro RMS da relação entre raios – Módulo

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Relação Entre Raios  
Erro RMS da Fase da Relação

Ruído de Fase: -40 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos

Relações Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB

Relação Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

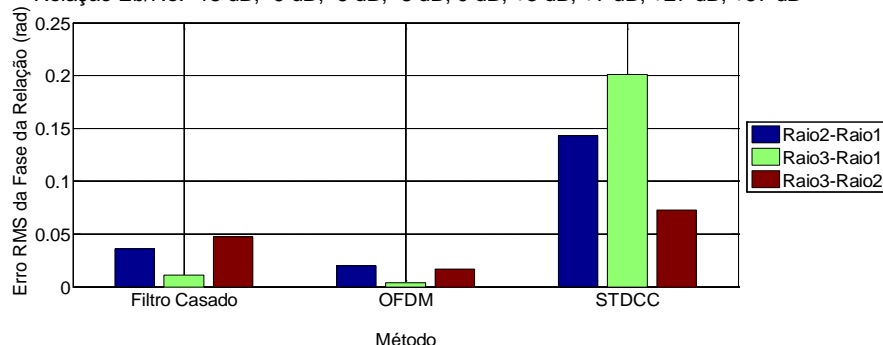


Figura A.7.8 - Ruído de fase: -40 dBc – Erro RMS da relação entre raios - Fase

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Relação entre Raios  
Desvio Padrão do Módulo da Relação

Ruído de Fase: -40 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos

Relações Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB

Relações Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

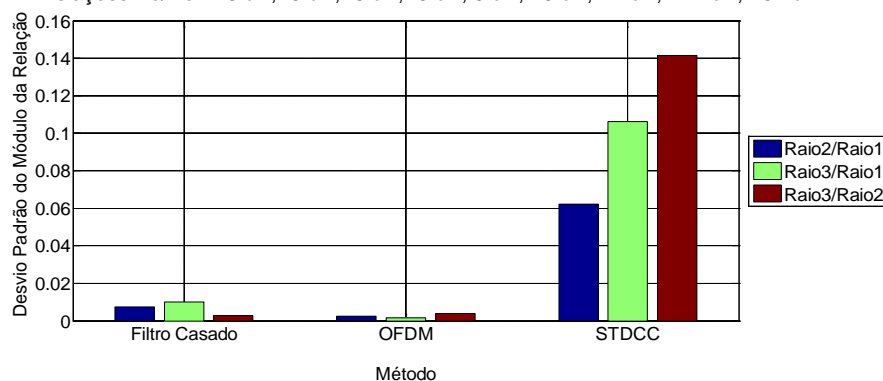


Figura A.7.9 - Ruído de fase: -40 dBc - Desvio padrão da relação entre raios - Módulo

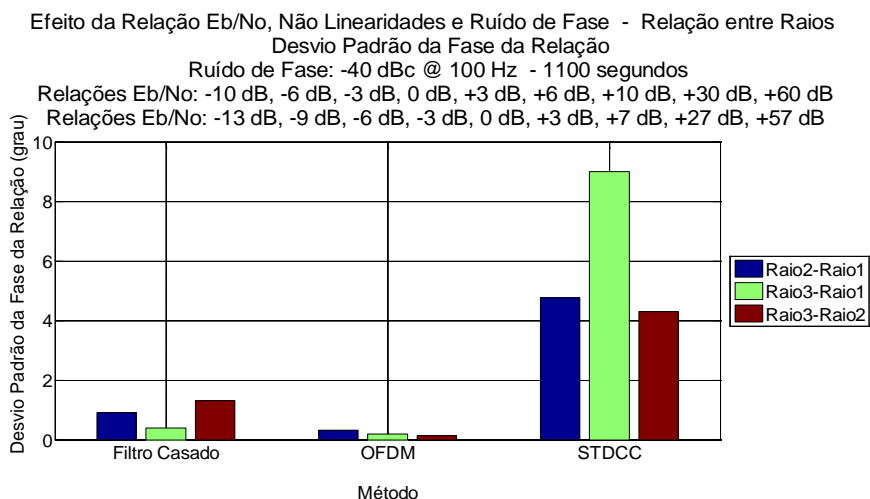


Figura A.7.10 - Ruído de fase: -40 dBc - Desvio padrão da relação entre raios - Fase

### A.7.1.2

#### Ruído de fase: -50 dBc

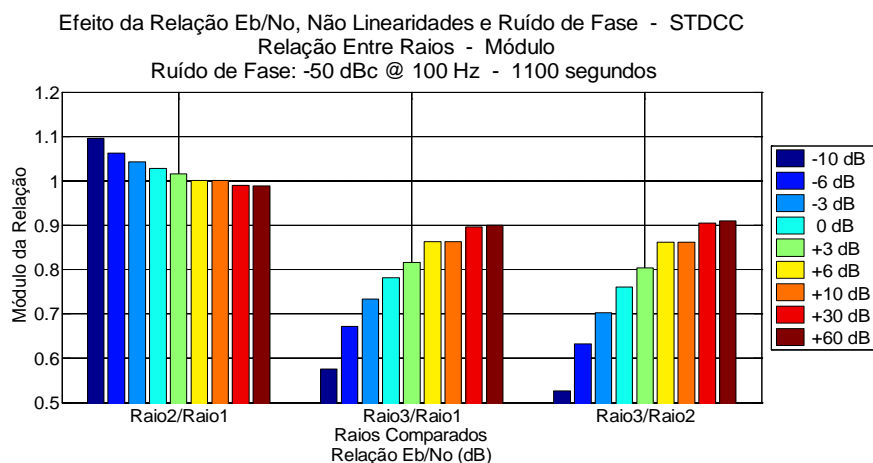


Figura A.7.11 – Relação entre raios – STDCC – módulo

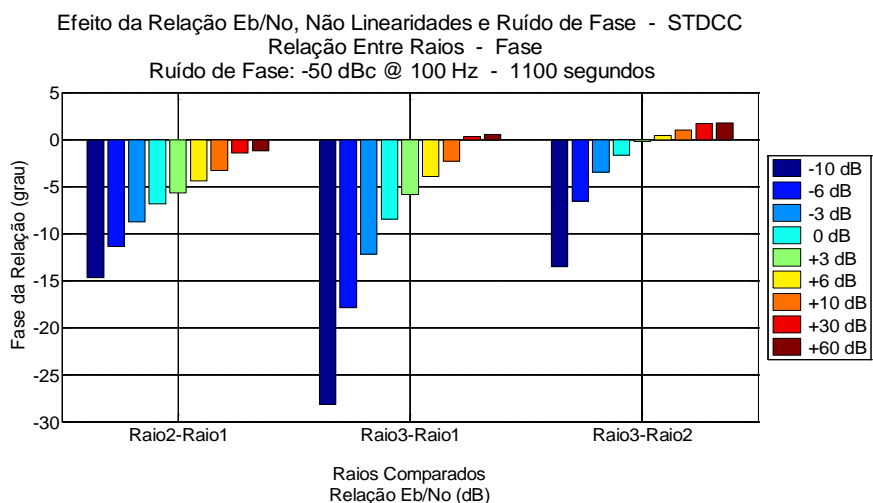


Figura A.7.12 – Relação entre raios – STDCC - fase

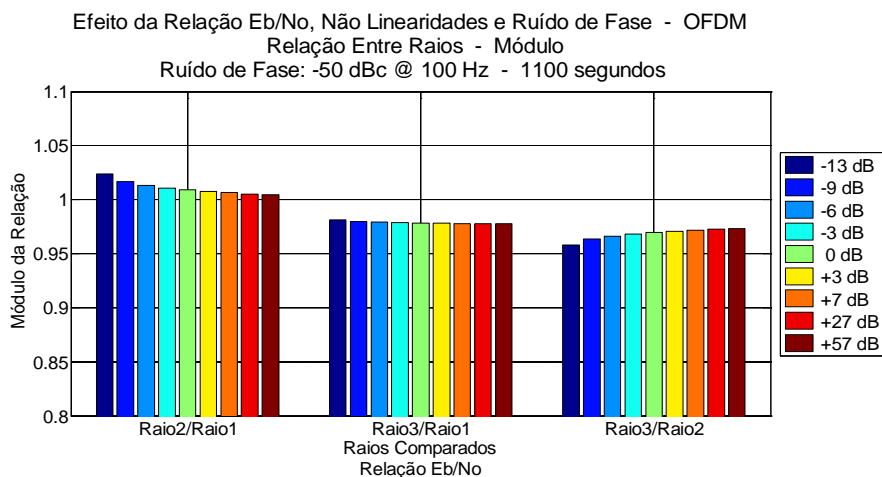


Figura A.7.13 – Relação entre raios – OFDM – módulo

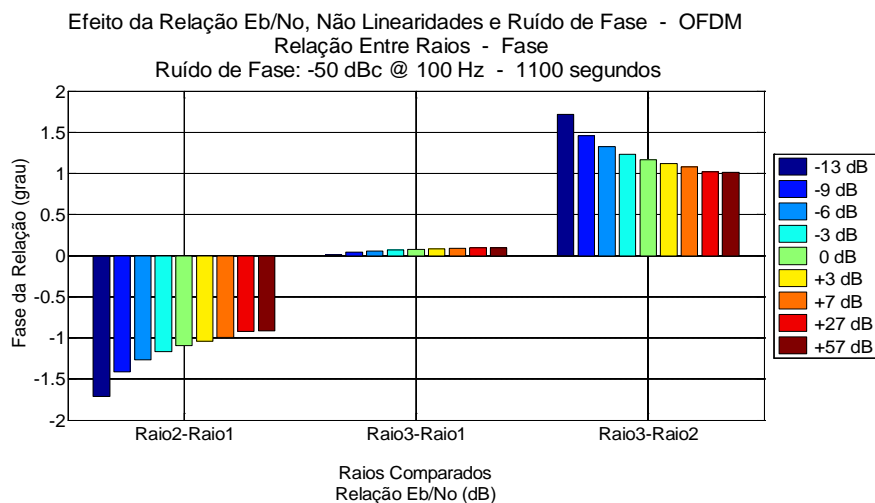


Figura A.7.14 – Relação entre raios – OFDM – fase

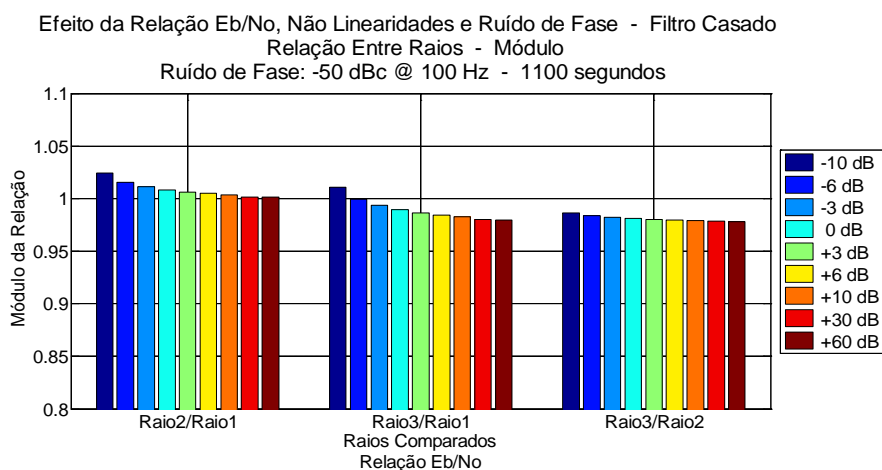


Figura A.7.15 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo



Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Filtro Casado  
Relação Entre Raios - Fase  
Ruído de Fase: -50 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos

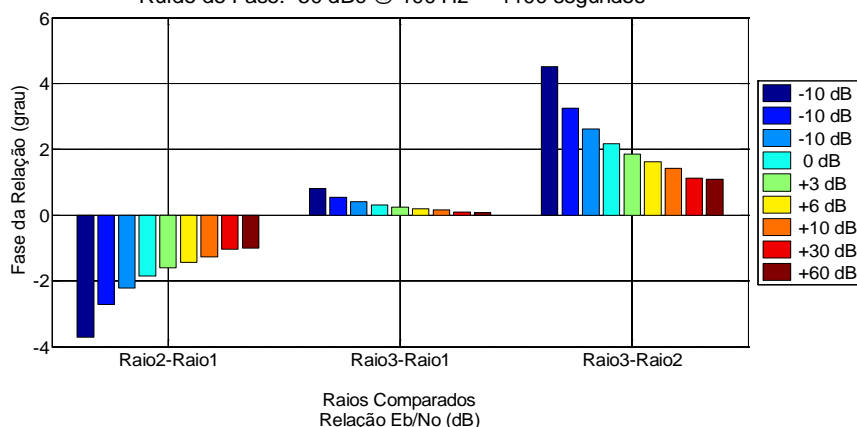


Figura A.7.16 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase

### A.7.1.2.1

#### Indicadores

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Relação Entre Raios  
Erro RMS do Módulo da Relação

Ruído de Fase: -50 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos  
Relações Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB  
Relações Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

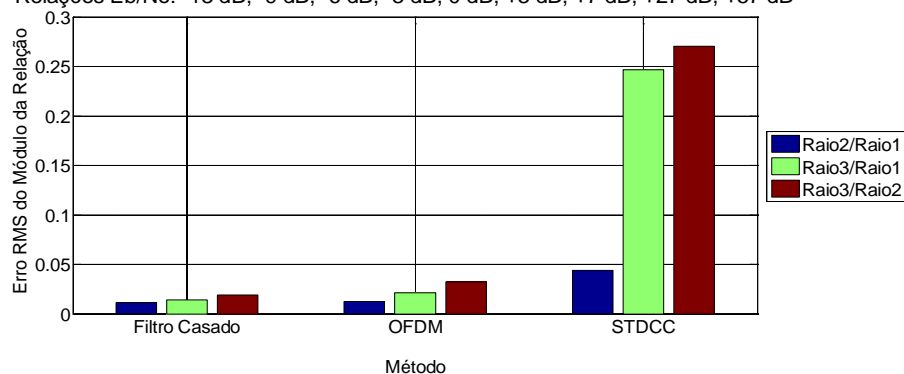


Figura A.7.17 – Ruído de fase: -50 dBc - Erro RMS da relação entre raios - Módulo

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Relação Entre Raios  
Erro RMS da Fase da Relação

Ruído de Fase: -50 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos  
Relação Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB  
Relação Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

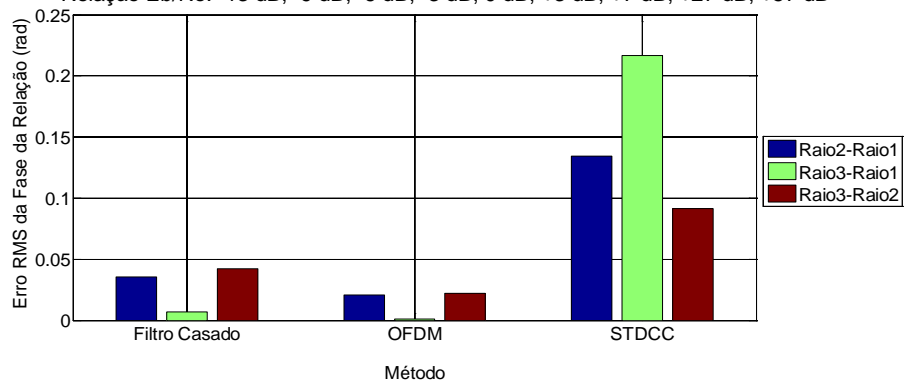


Figura A.7.18 – Ruído de fase: -50 dBc - Erro RMS da relação entre raios – Fase

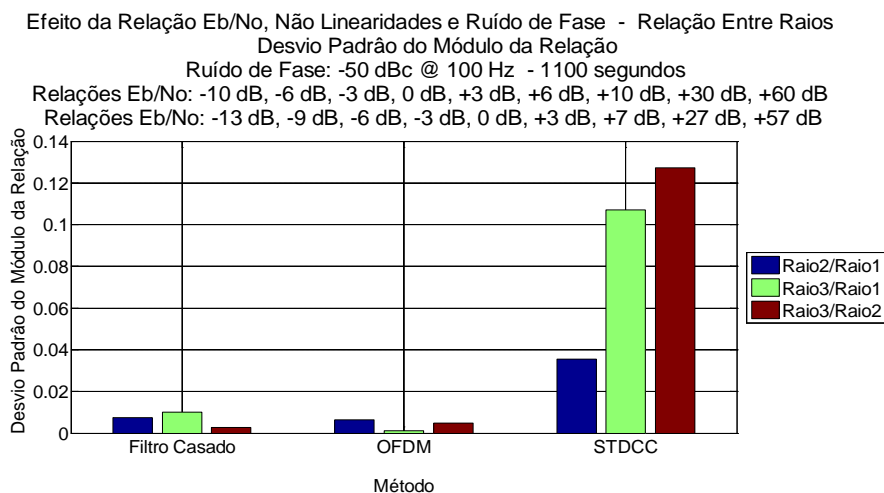


Figura A.7.19 - Ruído de fase: -50 dBc - Desvio padrão da relação entre raios - Módulo

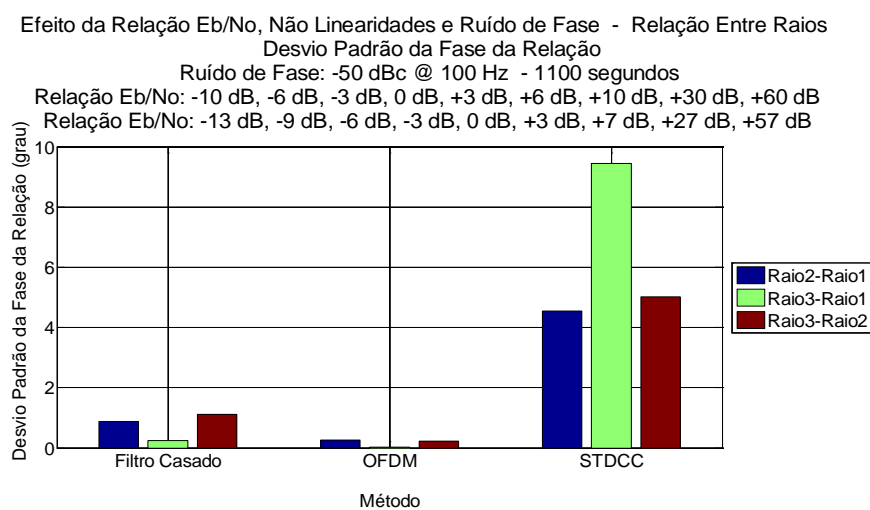


Figura A.7.20 - Ruído de fase: -50 dBc - Desvio padrão da relação entre raios - Fase

### A.7.1.3

#### Ruído de fase: -60 dBc

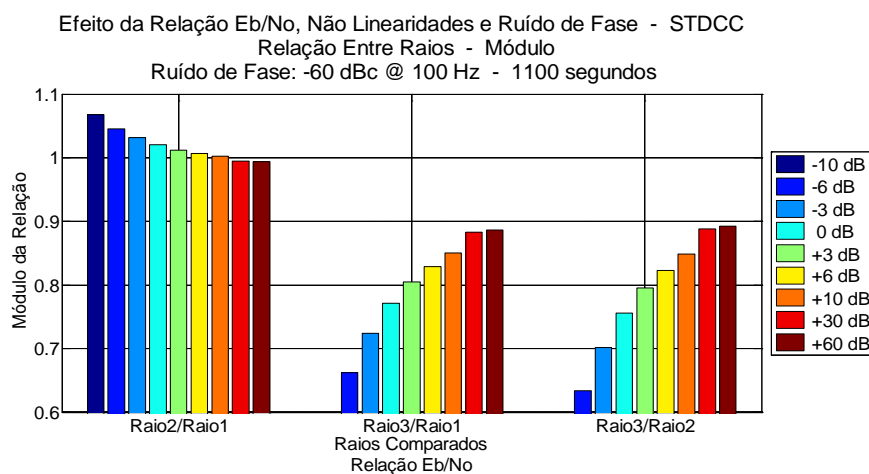


Figura A.7.21 – Relação entre raios – STDCC – módulo

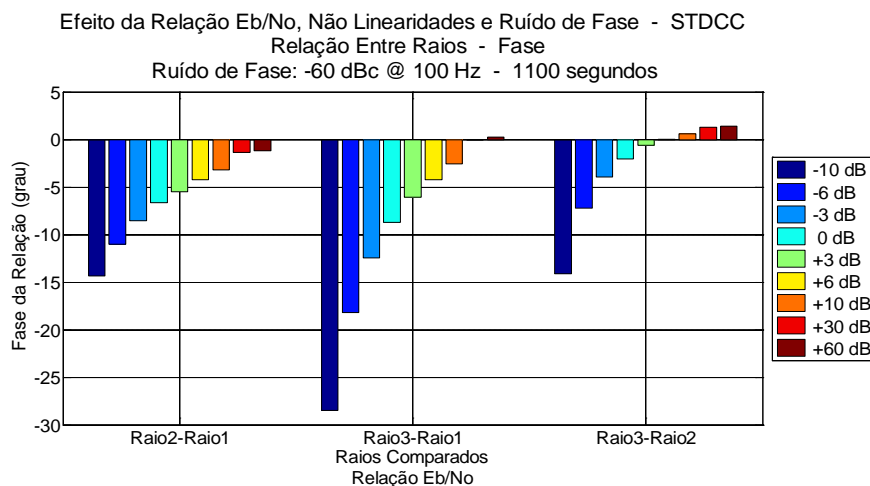


Figura A.7.22 – Relação entre raios – STDCC - fase

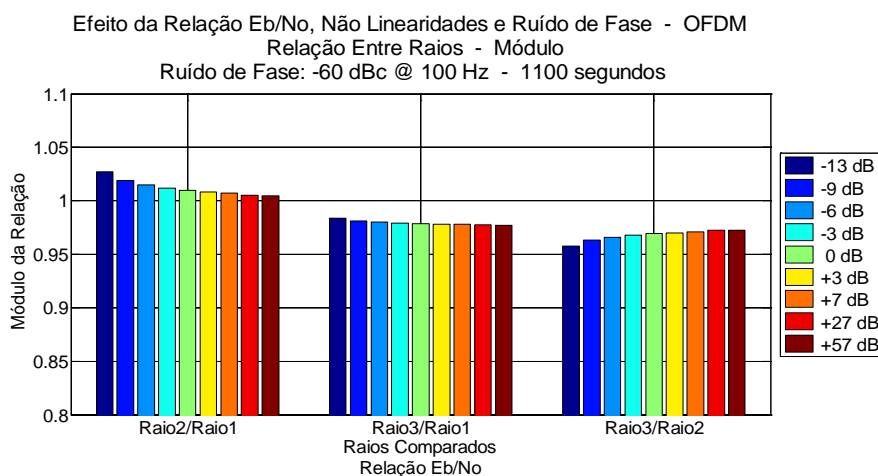


Figura A.7.23 – Relação entre raios – OFDM – módulo

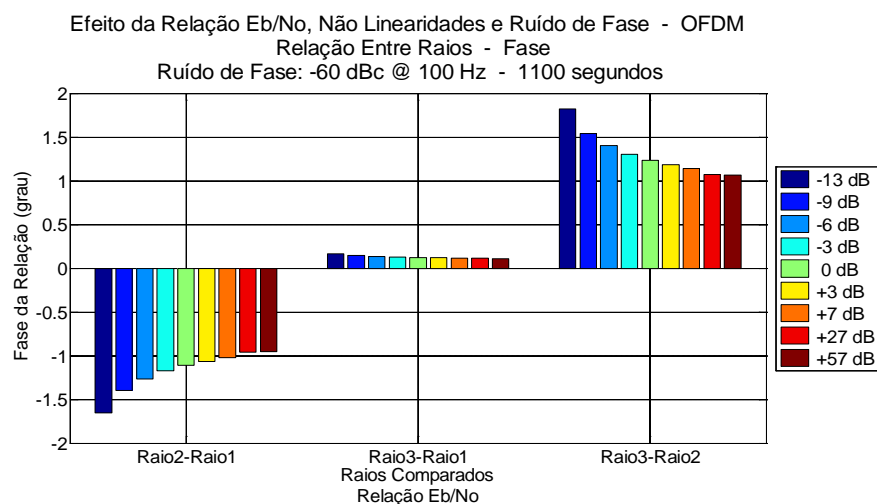


Figura A.7.24 – Relação entre raios – OFDM – fase

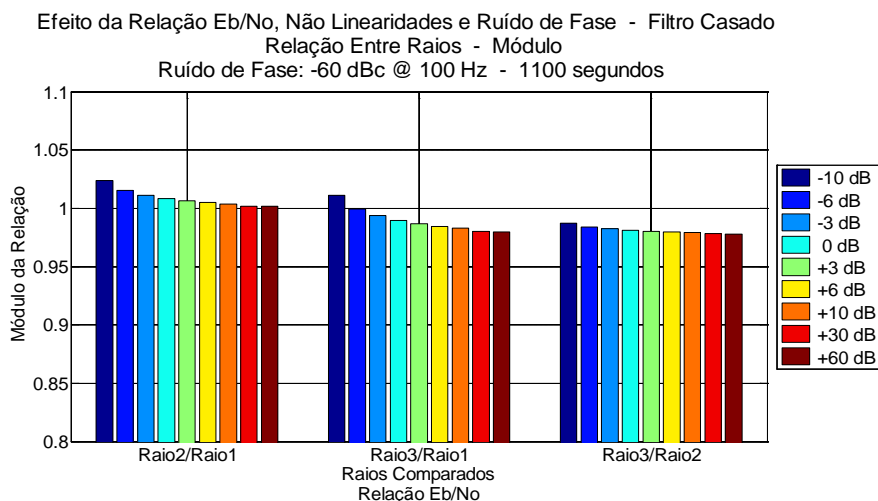


Figura A.7.25 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo

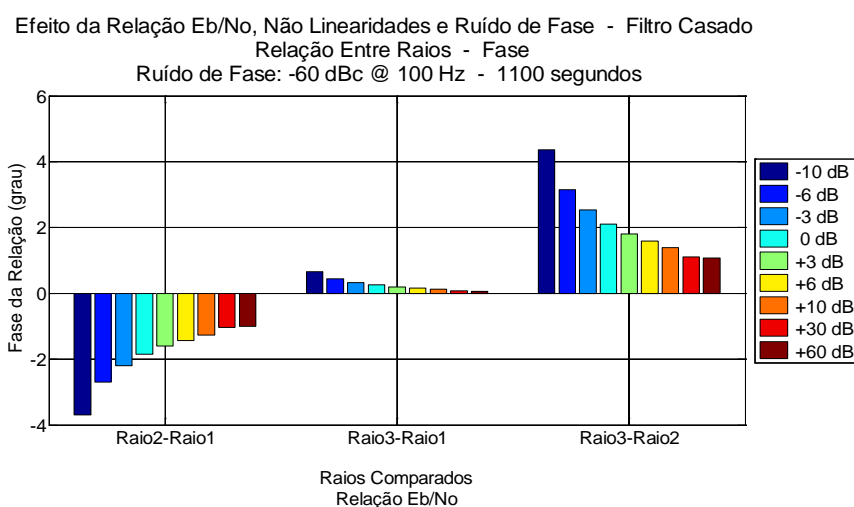


Figura A.7.26 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase

### A.7.1.3.1

#### Indicadores

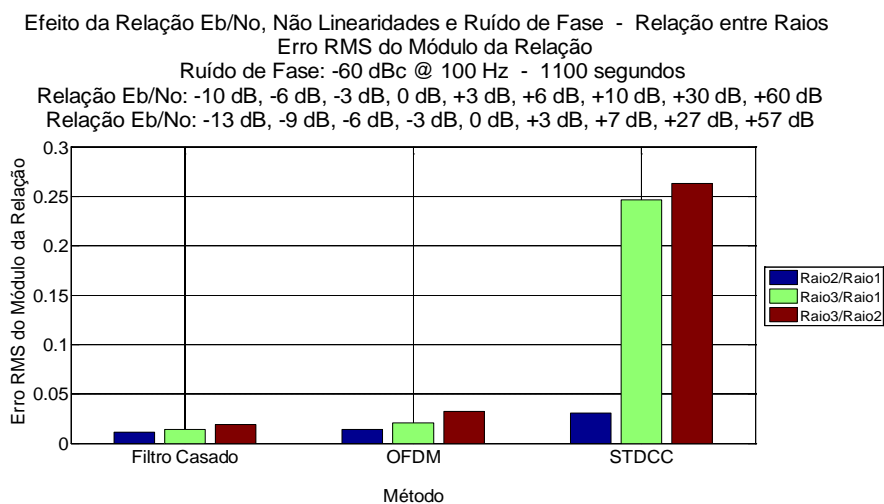


Figura A.7.27 – Ruído de fase: -60 dBc - Erro RMS da relação entre raios - Módulo

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Relação entre Raios  
 Erro RMS da Fase da Relação  
 Ruído de Fase: -60 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos  
 Relações Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB  
 Relações Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

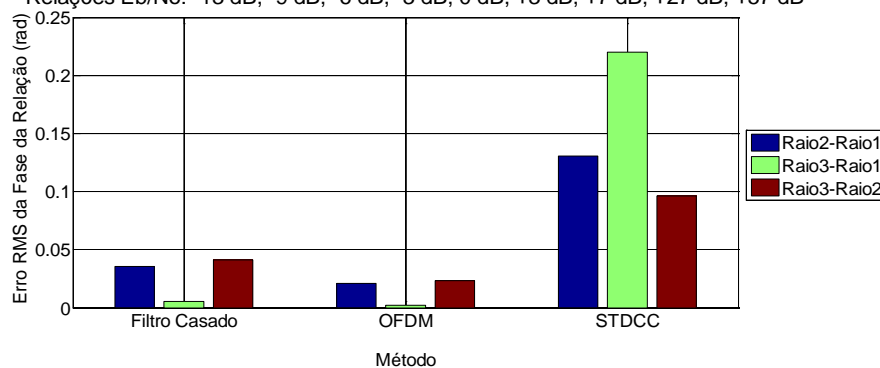


Figura A.7.28 – Ruído de fase: -60 dBc - Erro RMS da relação entre raios - Fase

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Relação entre Raios  
 Desvio Padrão do Módulo da Relação  
 Ruído de Fase: -60 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos  
 Relação Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB  
 Relação Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

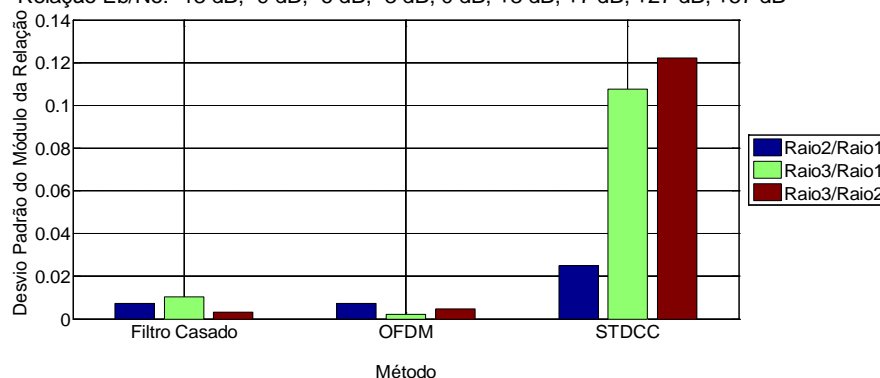


Figura A.7.29 – Ruído de fase: -60 dBc - Desvio padrão da relação entre raios - Módulo

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Relação entre Raios  
 Desvio Padrão da Fase da Relação  
 Ruído de Fase: -60 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos  
 Relação Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB  
 Relação Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

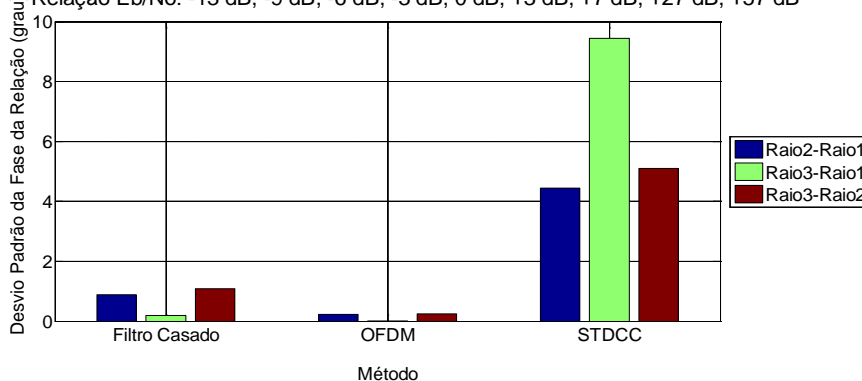


Figura A.7.30 – Ruído de fase: -60 dBc - Desvio padrão da relação entre raios - Fase

### A.7.1.4

#### Ruído de fase: -90 dBc

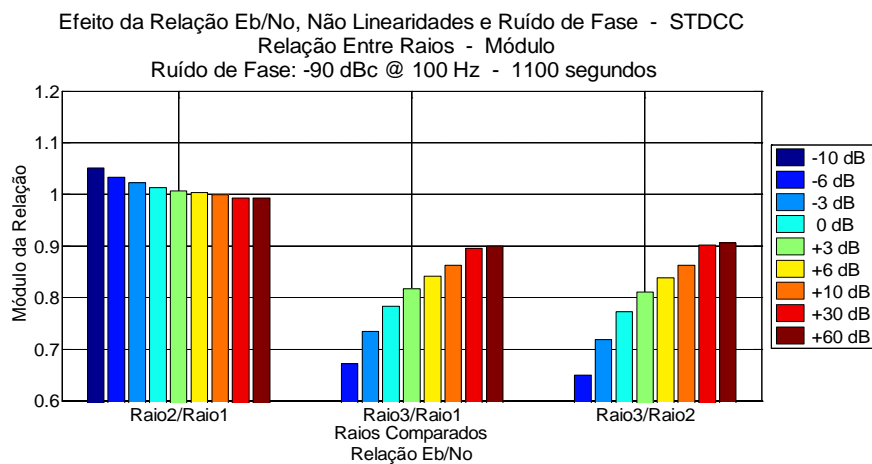


Figura A.7.31 – Relação entre raios – STDCC – módulo

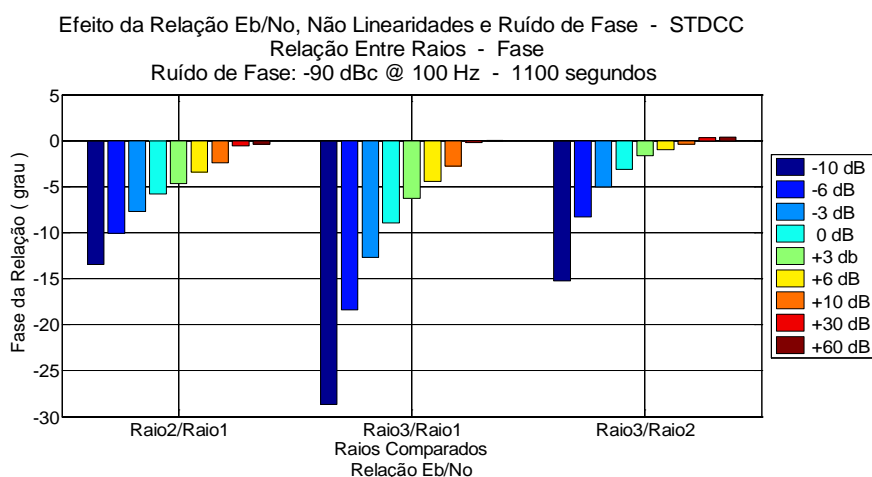


Figura A.7.32 – Relação entre raios – STDCC - fase

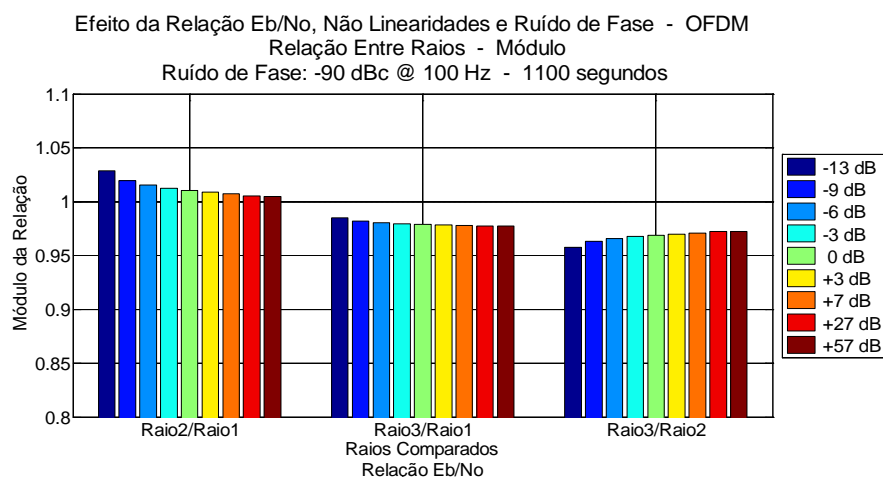


Figura A.7.33 – Relação entre raios – OFDM – módulo

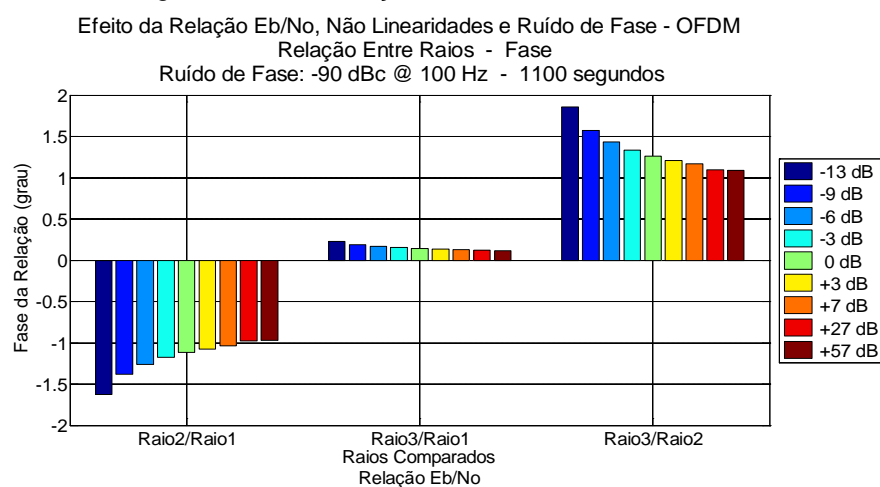


Figura A.7.34 – Relação entre raios – OFDM – fase

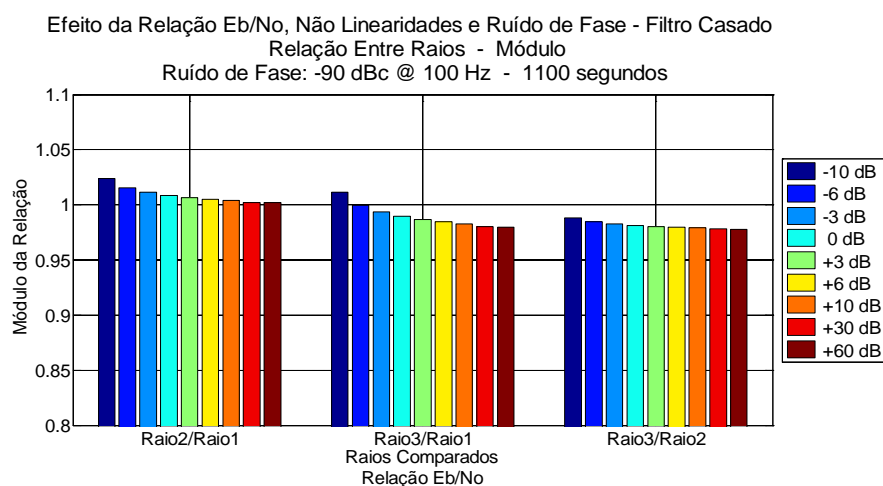


Figura A.7.35 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo

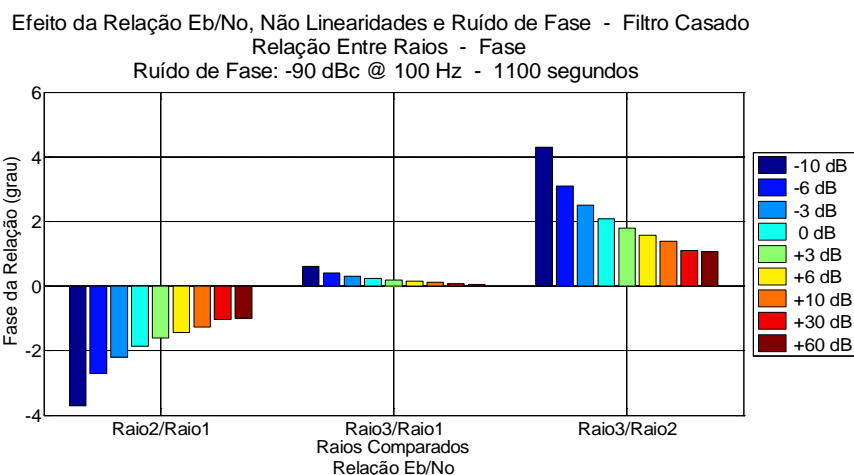


Figura A.7.36 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase

#### A.7.1.4.1

#### Indicadores

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Relação Entre Raios  
Erro RMS do Módulo da Relação  
Ruído de Fase: -90 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos  
Relação Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB  
Relação Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

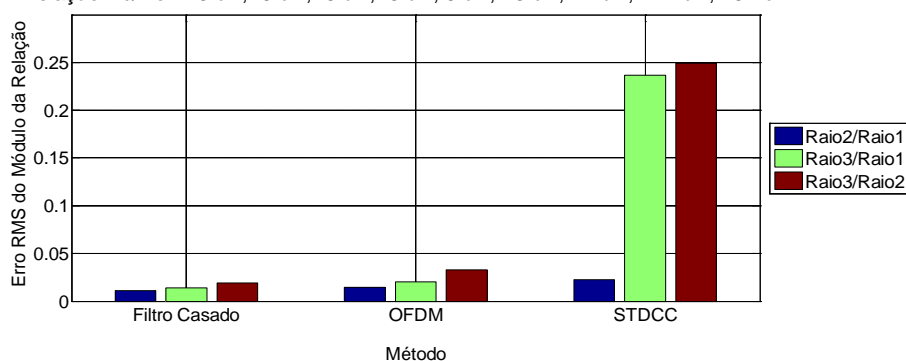


Figura A.7.37 – Ruído de fase: -90 dBc - Erro RMS da relação entre raios - Módulo

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Relação Entre Raios  
Erro RMS da Fase da Relação  
Ruído de Fase: -90 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos  
Relação Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB  
Relação Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

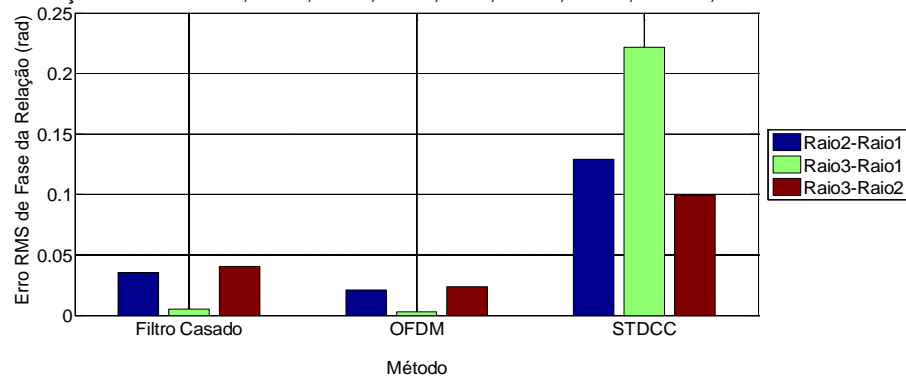


Figura A.7.38 – Ruído de fase: -90 dBc - Erro RMS da relação entre raios - Fase



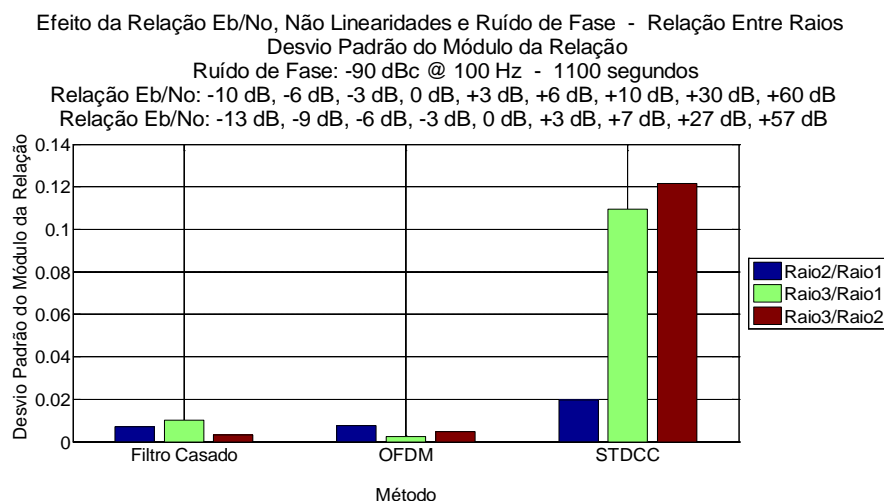


Figura A.7.39 - Ruído de fase: -90 dBc - Desvio padrão da relação entre raios - Módulo

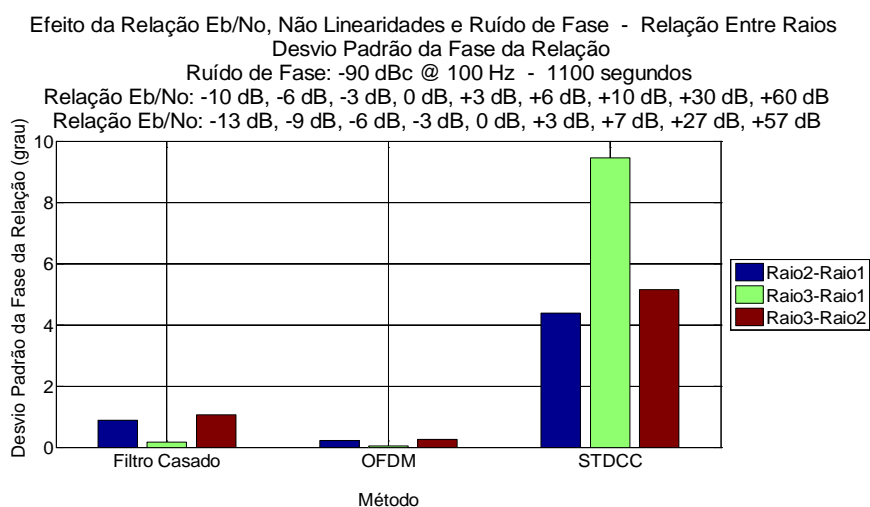


Figura A.7.40 - Ruído de fase: -90 dBc - Desvio padrão da relação entre raios - Fase

## A.7.2

### Relação com o Canal de Referência

São apresentados os resultados, em módulo e fase, para a comparação com o canal de referência. Estes resultados foram obtidos para os seguintes valores de ruído de fase: -40 dBc, -50 dBc, -60 dBc e -90 dBc.

### A.7.2.1

#### Ruído de fase: -40 dBc

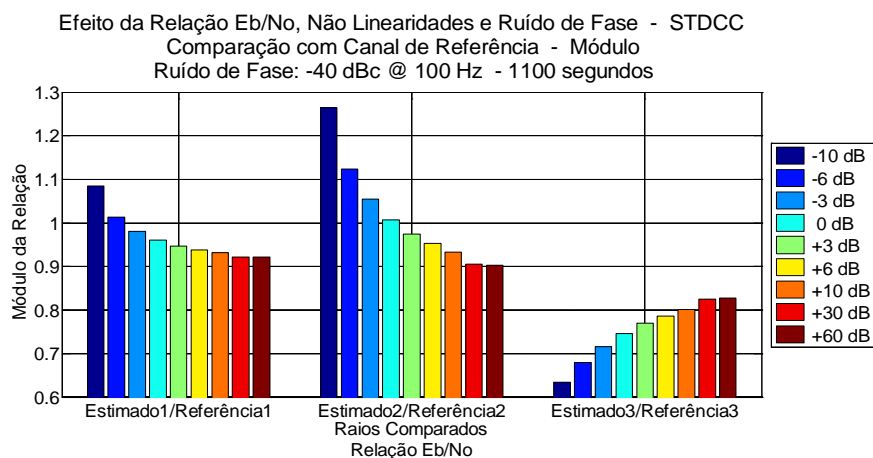


Figura A.7.41 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo

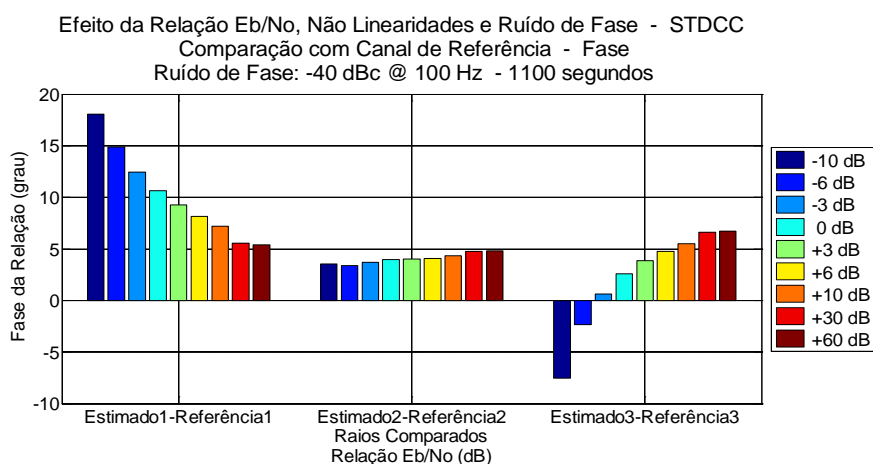


Figura A.7.42 – Comparação com canal de referência – STDCC - Fase

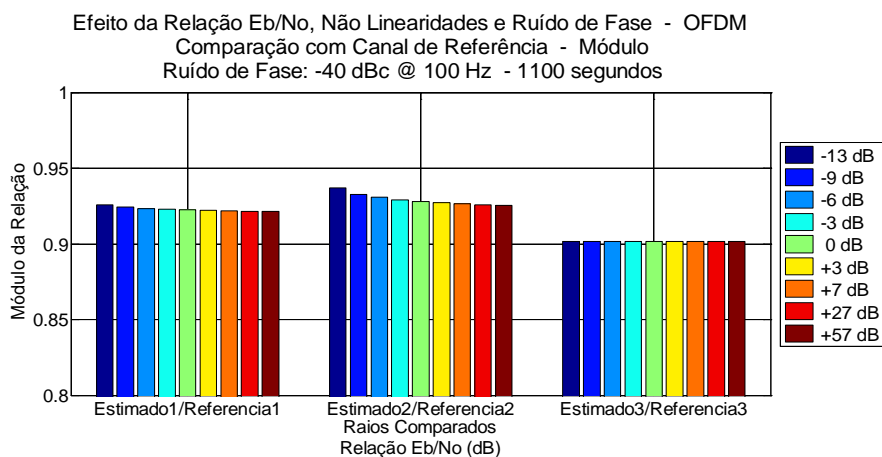


Figura A.7.43 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo

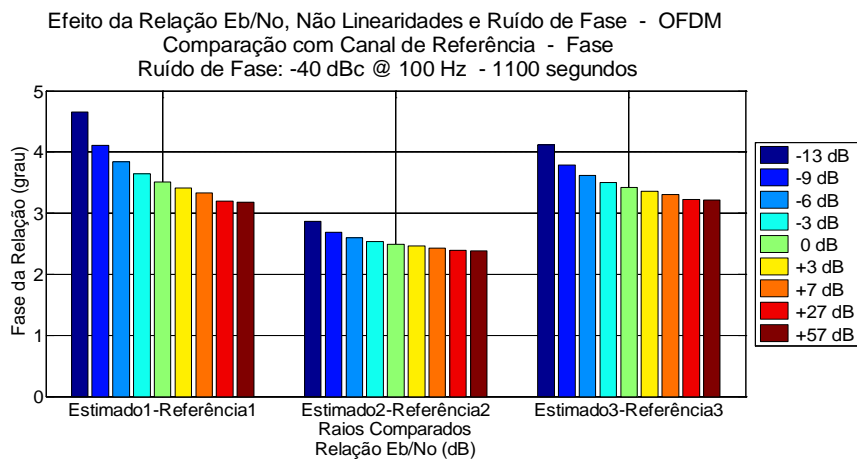


Figura A.7.44 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase

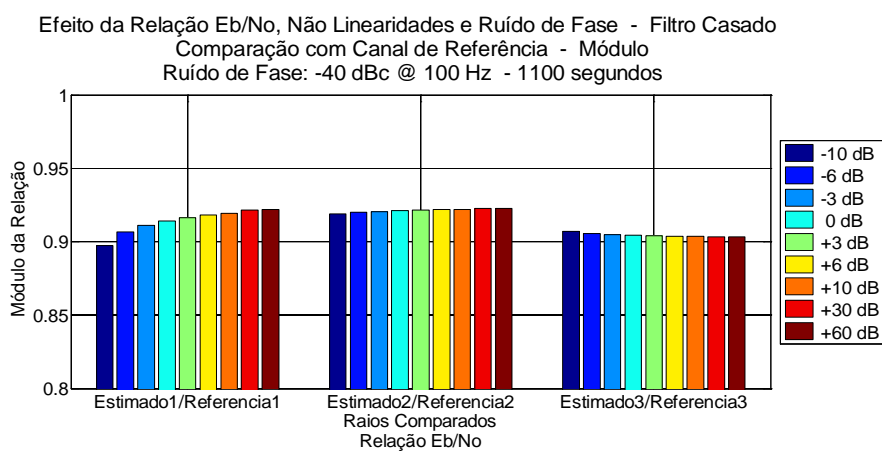


Figura A.7.45 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado - módulo

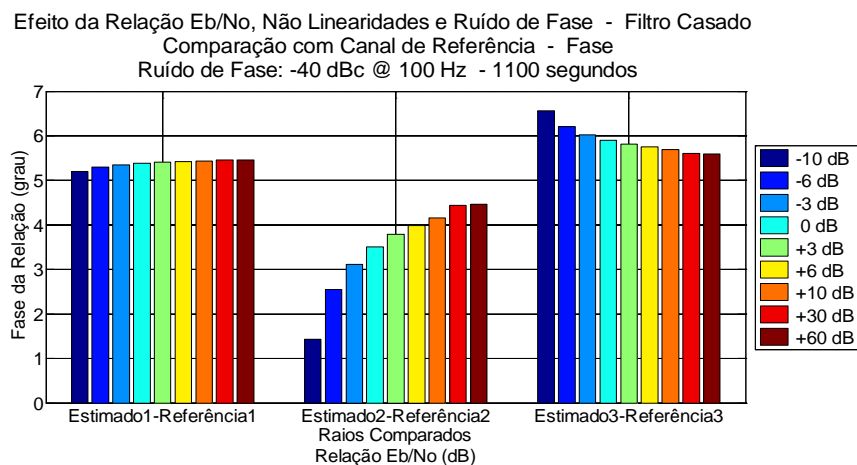


Figura A.7.46 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase

### A.7.2.1.1

#### Indicadores

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

Erro RMS do Módulo da Relação

Ruído de Fase: -40 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos

Relações Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB

Relações Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

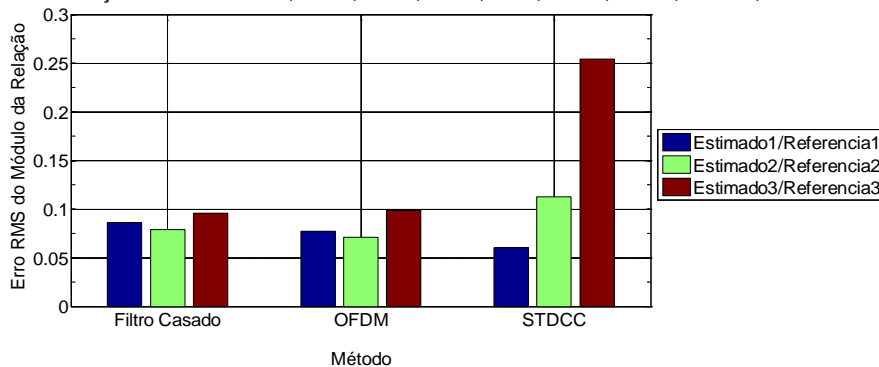


Figura A.7.47 – Ruído de fase: -40 dBc - Erro RMS da relação com o canal de referência  
– Módulo

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

Erro RMS da Fase da Relação

Ruído de Fase: -40 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos

Relações Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB

Relações Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

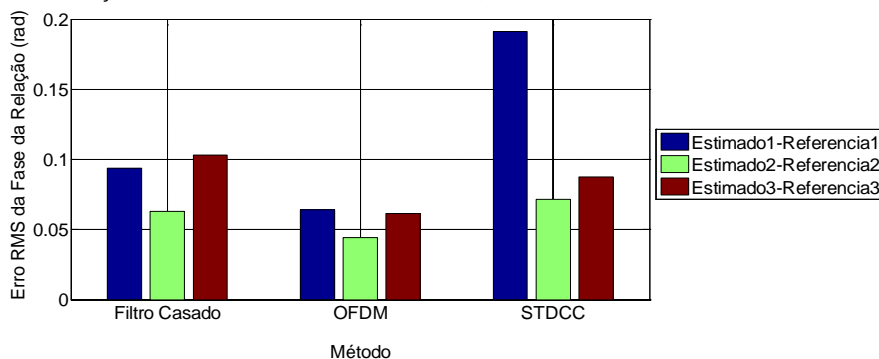


Figura A.7.48 – Ruído de fase: -40 dBc - Erro RMS da relação com o canal de referência  
– Fase

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

Desvio Padrão do Módulo da Relação

Ruído de Fase: -40 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos

Relações Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB

Relações Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

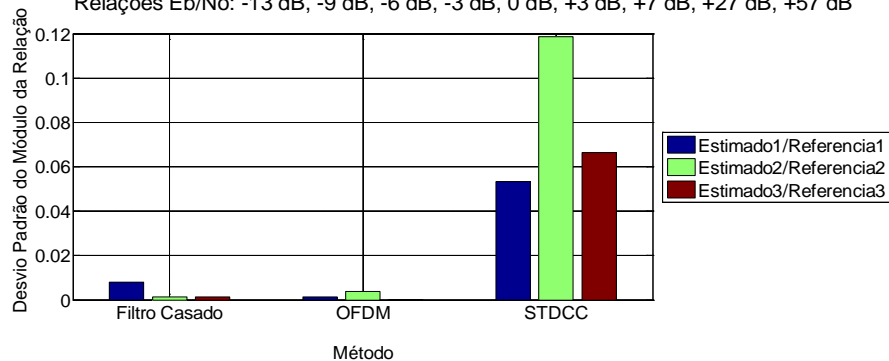


Figura A.7.49 – Ruído de fase: -40 dBc - Desvio padrão da relação com o canal de referência – Módulo

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

Desvio Padrão da Fase da Relação

Ruído de Fase: -40 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos

Relações Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB

Relações Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

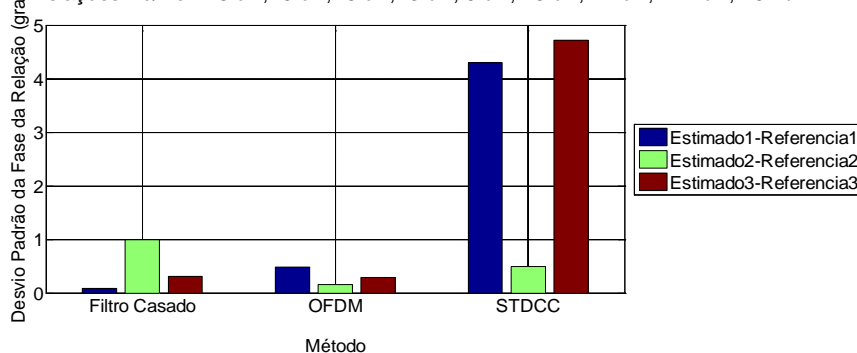


Figura A.7.50 – Ruído de fase: -40 dBc - Desvio padrão da relação com o canal de referência - Fase

### A.7.2.2

#### Ruído de fase: -50 dBc

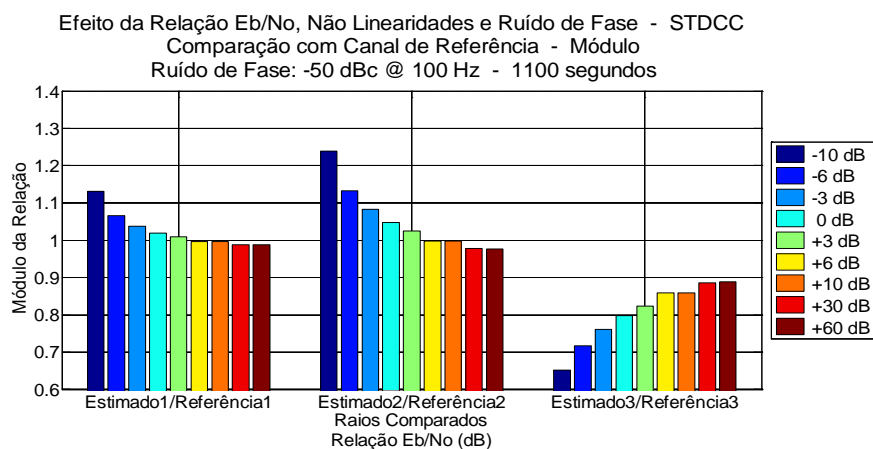


Figura A.7.51 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo

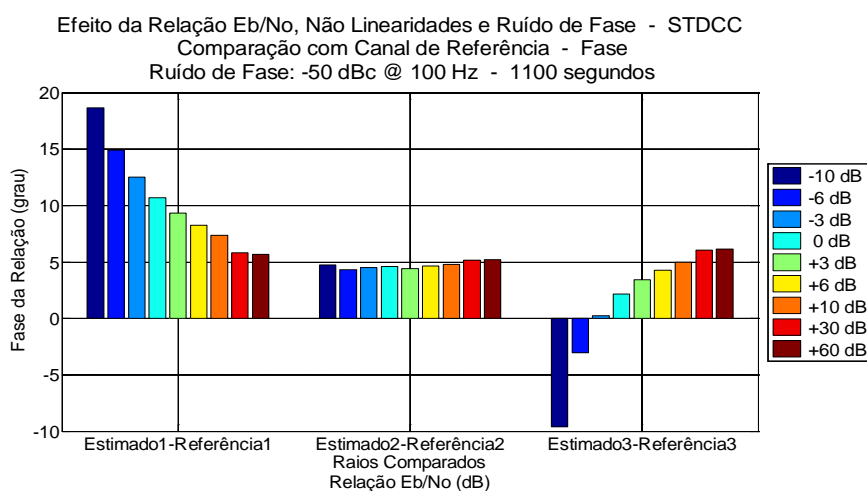


Figura A.7.52 – Comparação com canal de referência – STDCC - fase

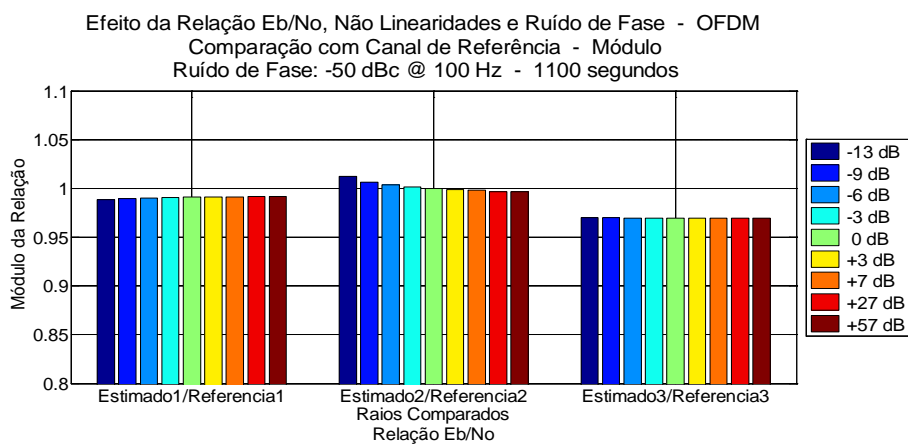


Figura A.7.53 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo

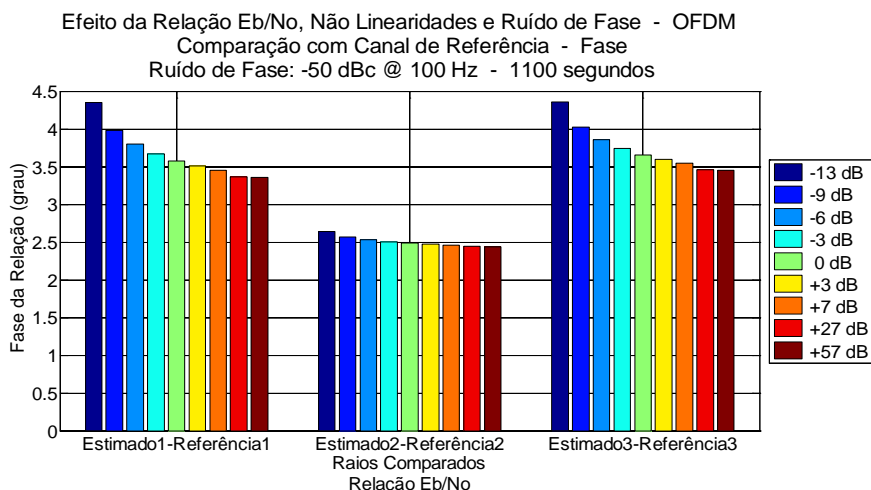


Figura A.7.54 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase

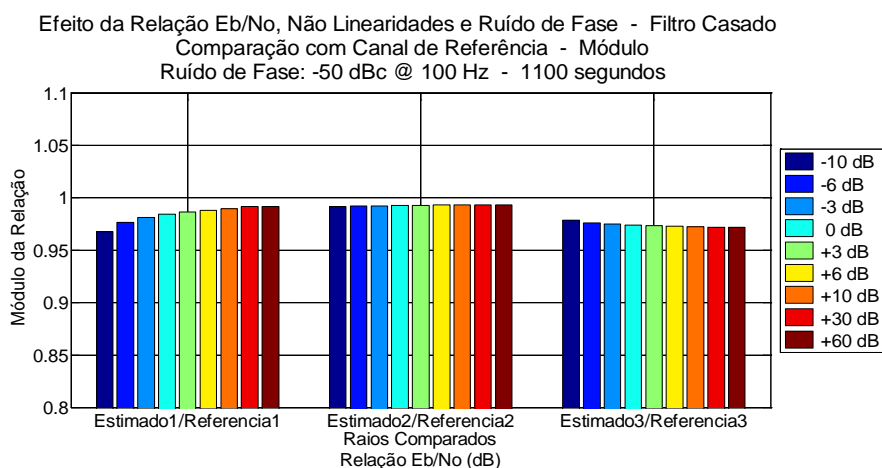


Figura A.7.55 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo

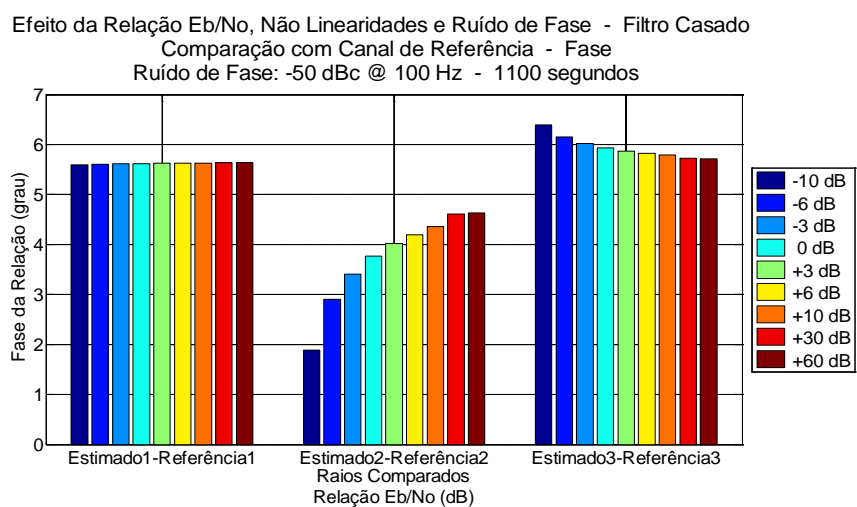


Figura A.7.56 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase

### A.7.2.2.1

#### Indicadores

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

Erro RMS do Módulo da Relação

Ruído de Fase: -50 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos

Relações Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB

Relações Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

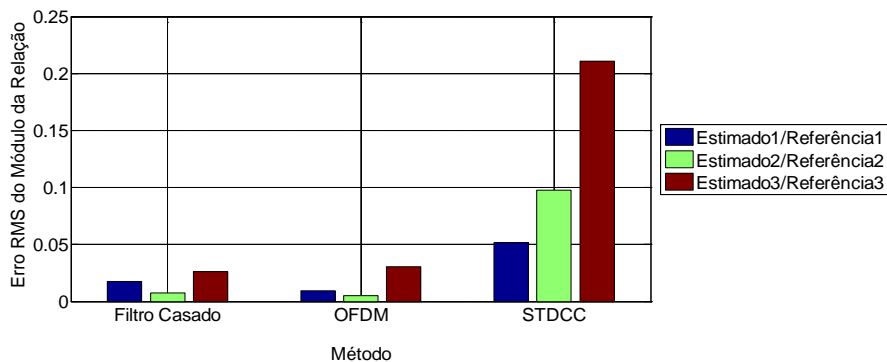


Figura A.7.57 – Ruído de fase: -50 dBc - Erro RMS da relação com o canal de referência  
- Módulo

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

Erro RMS da Fase da Relação

Ruído de Fase: -50 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos

Relações Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB

Relações Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

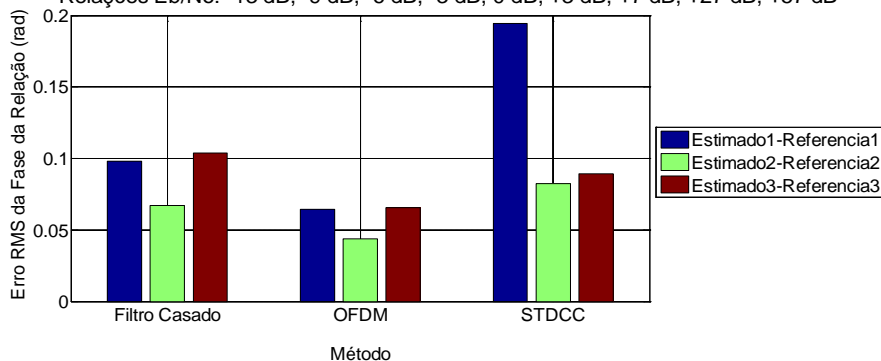


Figura A.7.58 – Ruído de fase: -50 dBc - Erro RMS da relação com o canal de referência  
- Fase



Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

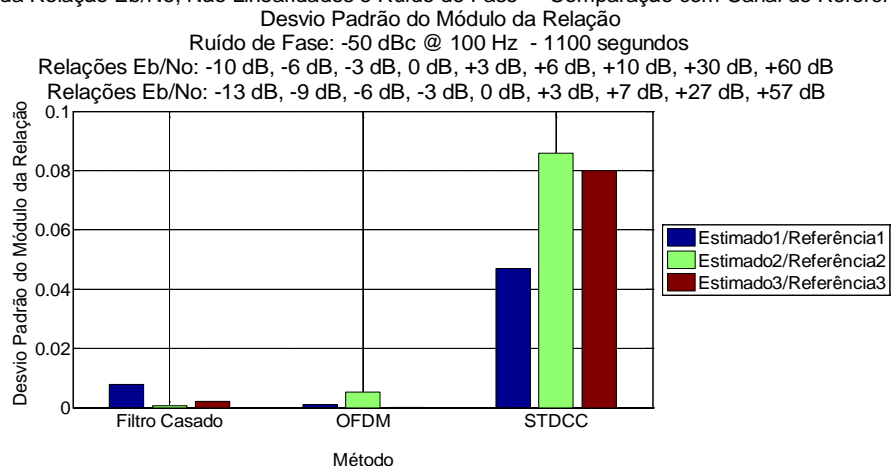


Figura A.7.59 – Ruído de fase: -50 dBc - Desvio padrão da relação com o canal de referência - Módulo

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

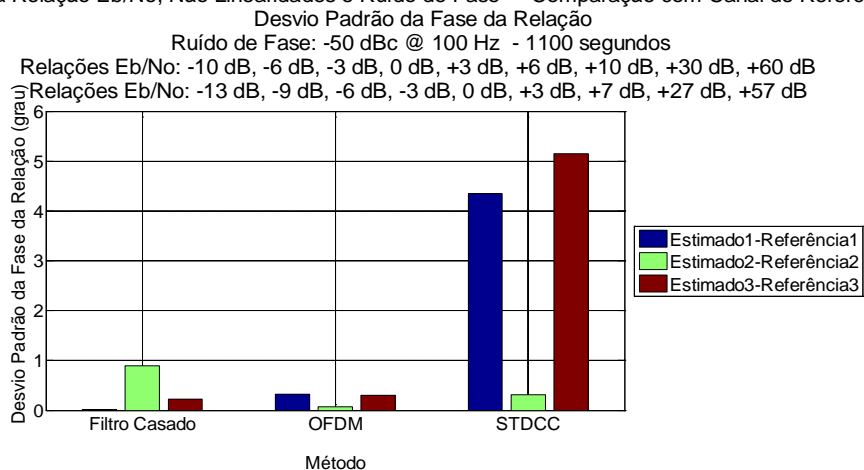


Figura A.7.60 – Ruído de fase: -50 dBc - Desvio padrão da relação com o canal de referência – Fase

### A.7.2.3

#### Ruído de fase: -60 dBc

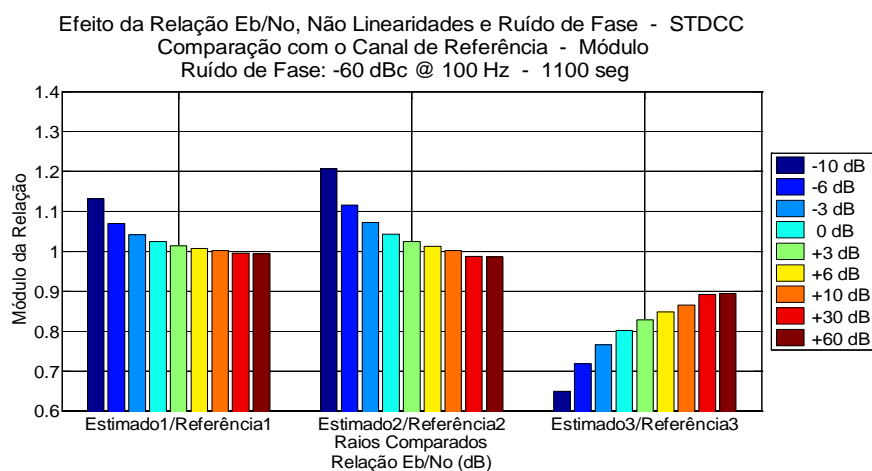


Figura A.7.61 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo

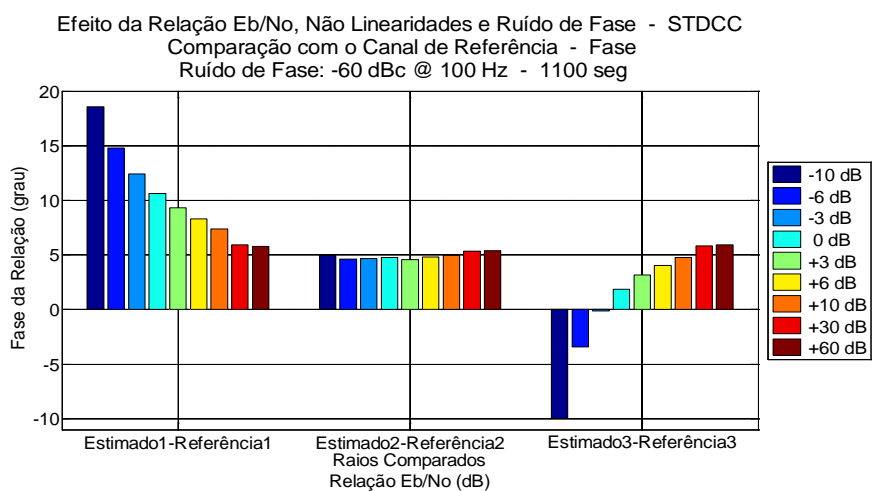


Figura A.7.62 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase

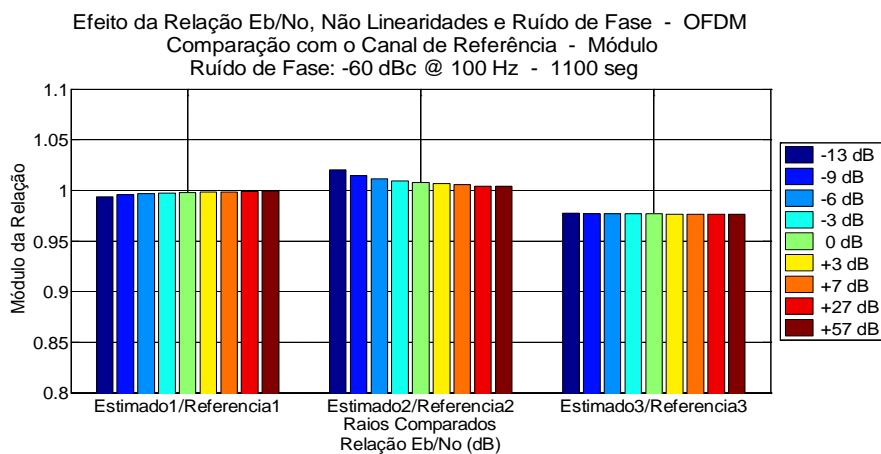


Figura A.7.63 – Comparação com canal de referência – OFDM - módulo

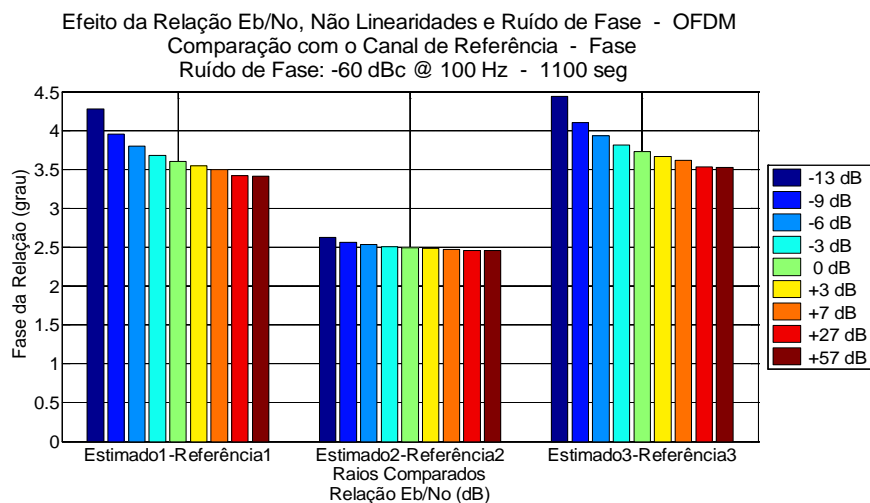


Figura A.7.64 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase

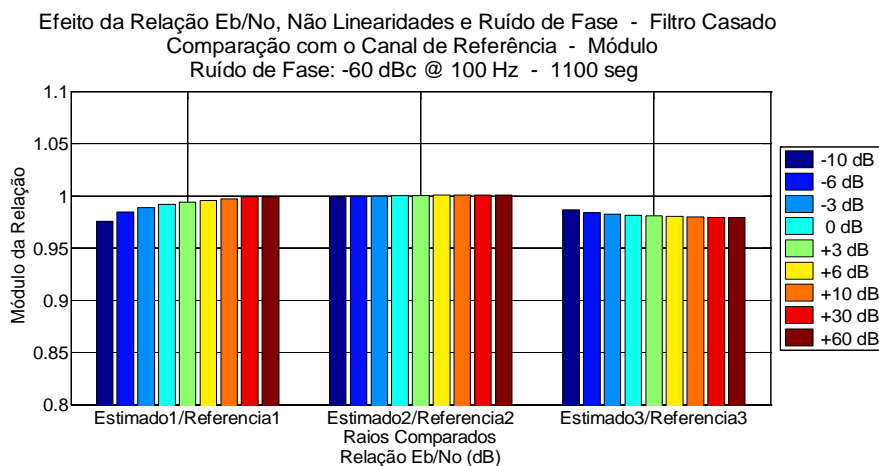


Figura A.7.65 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo

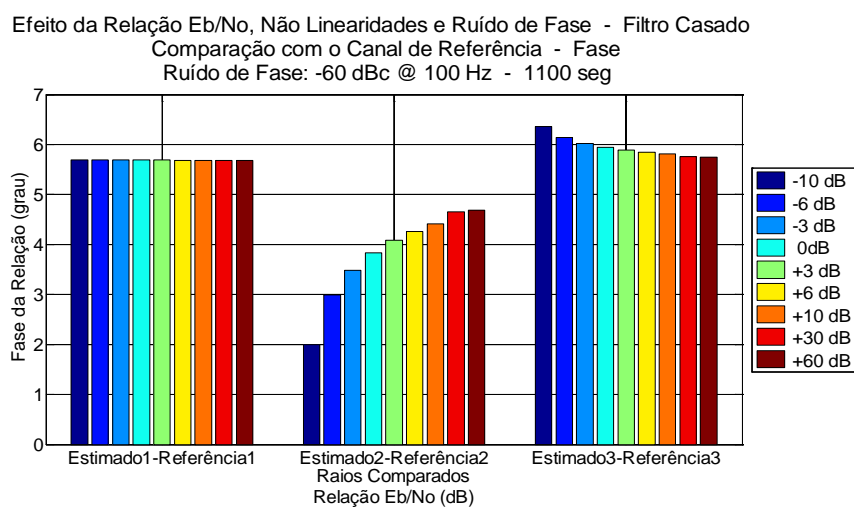


Figura A.7.66 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase

### A.7.2.3.1

#### Indicadores

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

Erro RMS do Módulo da Relação  
 Ruído de Fase: -60 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos  
 Relações Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB  
 Relações Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

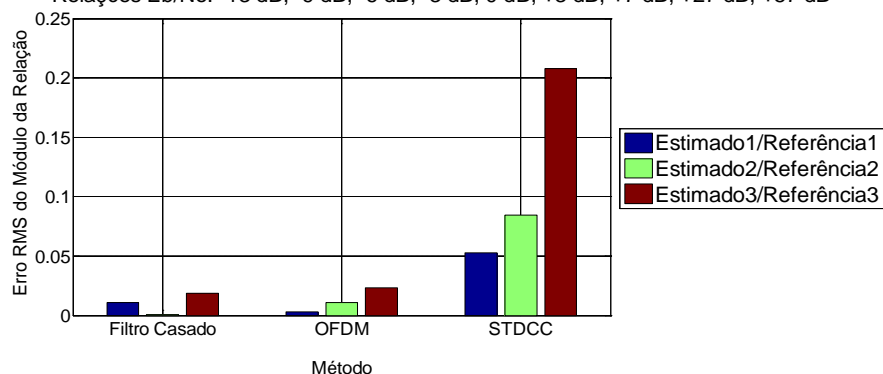


Figura A.7.67 – Ruído de fase: -60 dBc - Erro RMS da relação com o canal de referência  
 – Módulo

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

Erro RMS da Fase da Relação  
 Ruído de Fase: -60 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos  
 Relações Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB  
 Relações Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

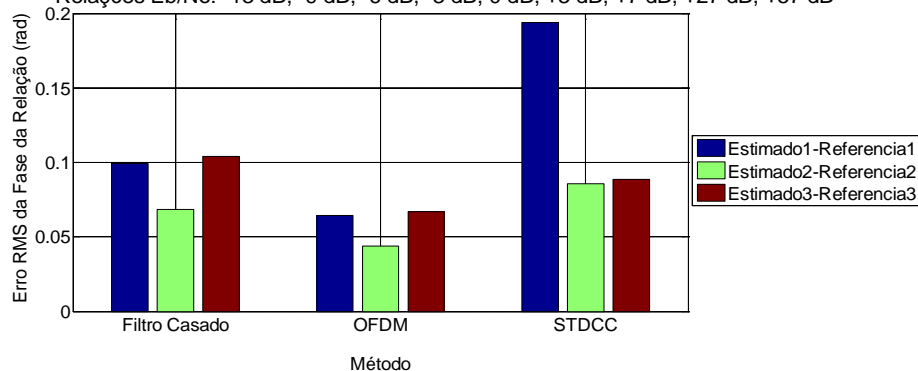


Figura A.7.68 – Ruído de fase: -60 dBc - Erro RMS da relação com o canal de referência  
 - Fase

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

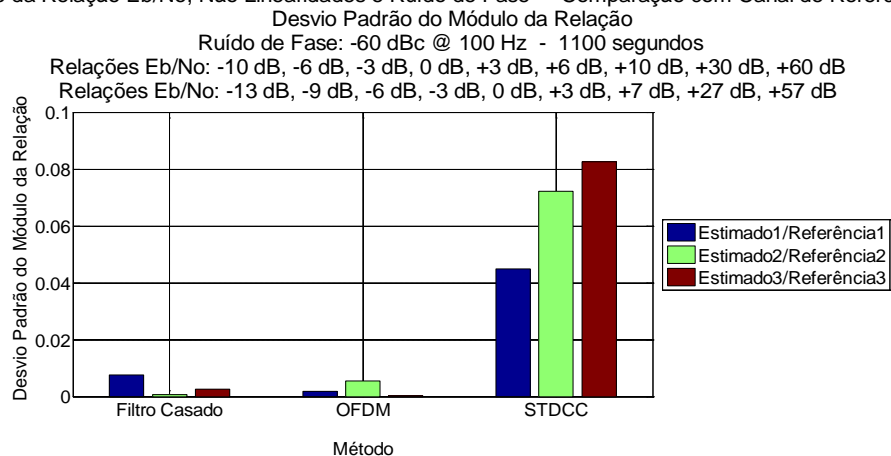


Figura A.7.69 – Ruído de fase: -60 dBc - Desvio padrão da relação com o canal de referência - Módulo

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

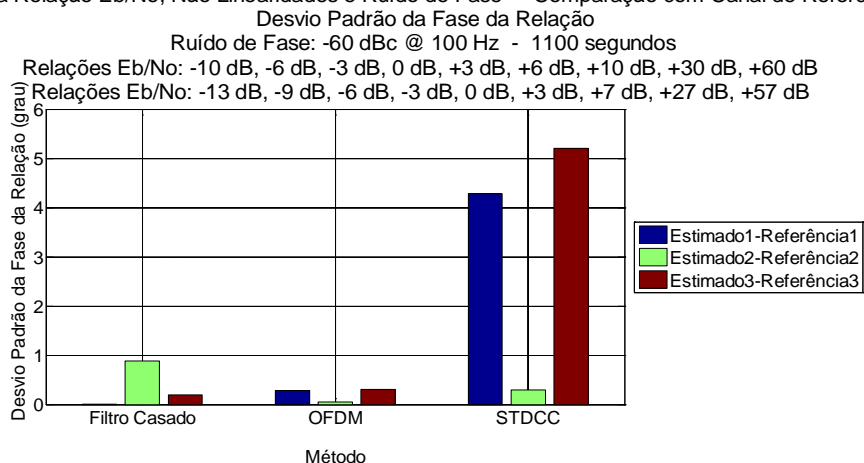


Figura A.7.70 – Ruído de fase: -60 dBc - Desvio padrão da relação com o canal de referência - Fase

### A.7.2.4

#### Ruído de fase: -90 dBc

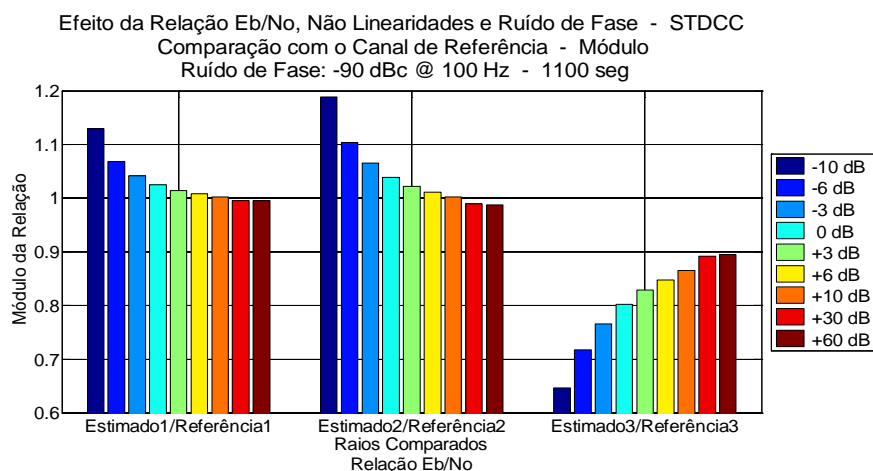


Figura A.7.71 – Comparação com canal de referência – STDCC – módulo

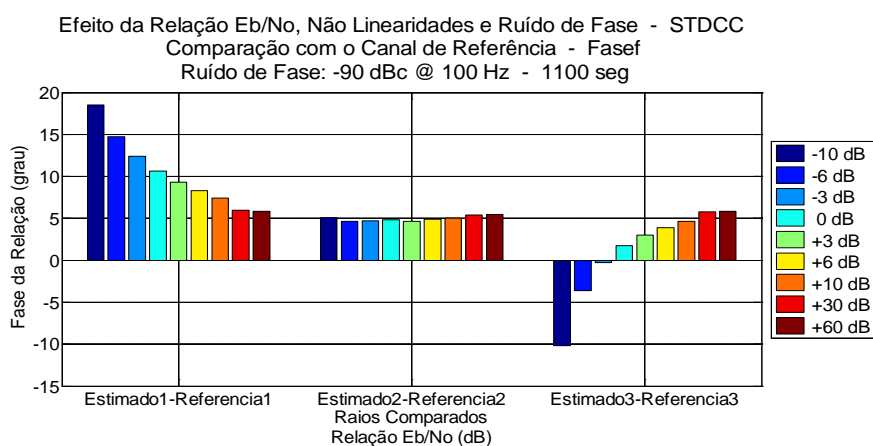


Figura A.7.72 – Comparação com canal de referência – STDCC – fase

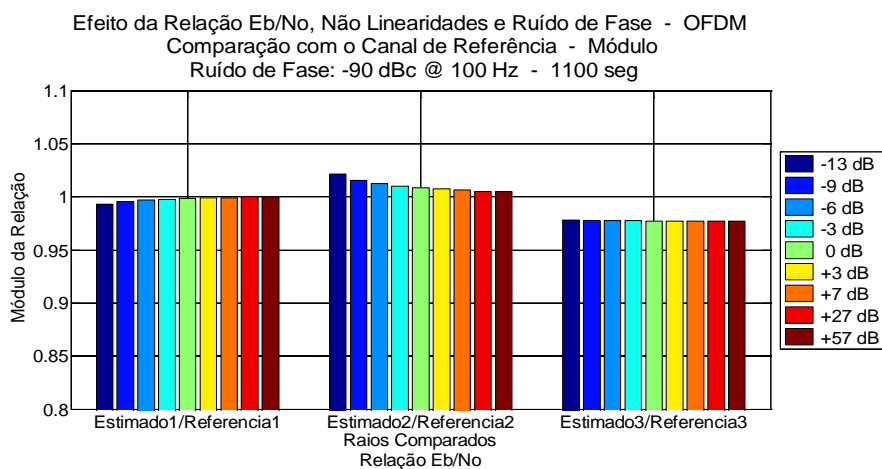


Figura A.7.73 – Comparação com canal de referência – OFDM – módulo

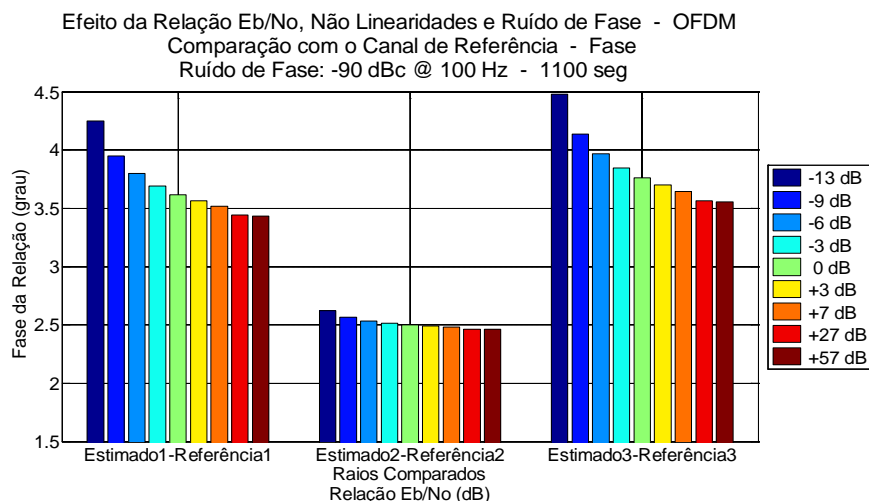


Figura A.7.74 – Comparação com canal de referência – OFDM – fase

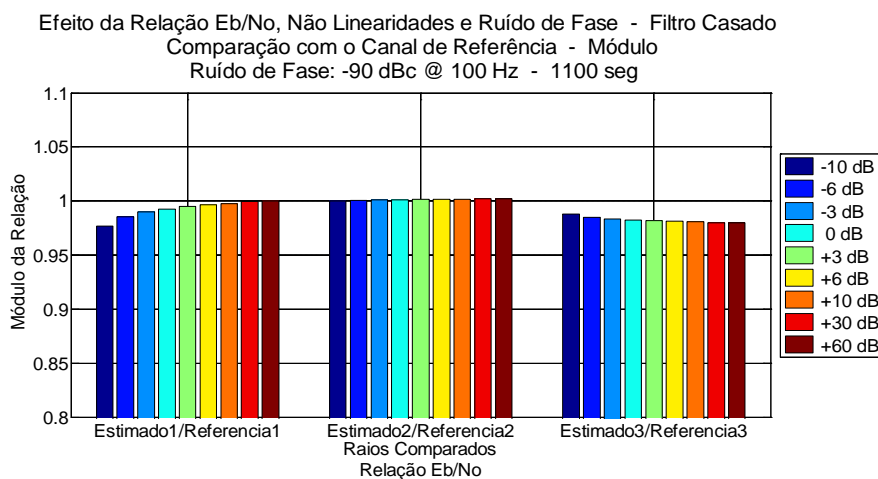


Figura A.7.75 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – módulo

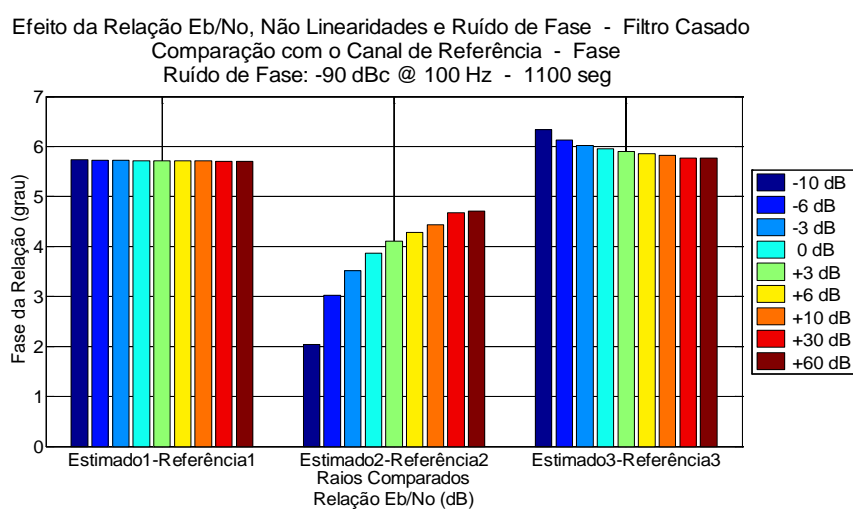


Figura A.7.76 – Comparação com canal de referência – Filtro Casado – fase

### A.7.2.4.1

#### Indicadores

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

Erro RMS do Módulo da Relação

Ruído de Fase: -90 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos

Relação Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB

Relação Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

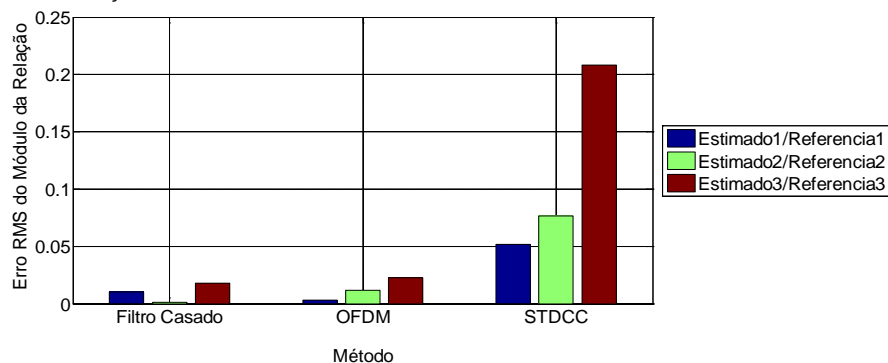


Figura A.7.77 – Ruído de fase: -90 dBc - Erro RMS da relação com o canal de referência  
- Módulo

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

Erro RMS da Fase da Relação

Ruído de Fase: -90 dBc @ 100 Hz - 1100 segundos

Relação Eb/No: -10 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +6 dB, +10 dB, +30 dB, +60 dB

Relação Eb/No: -13 dB, -9 dB, -6 dB, -3 dB, 0 dB, +3 dB, +7 dB, +27 dB, +57 dB

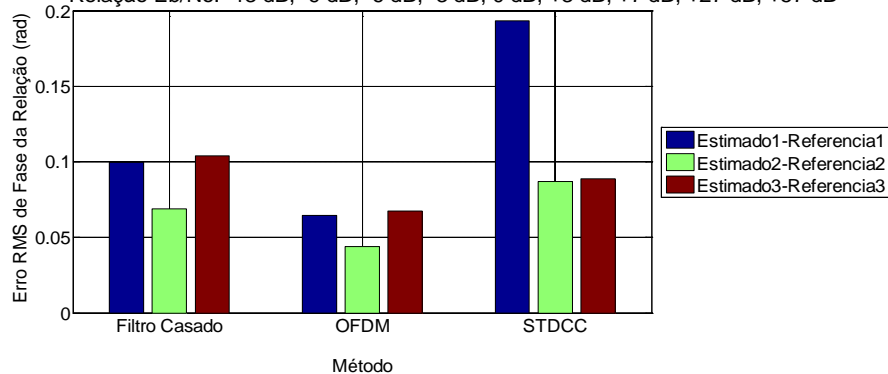


Figura A.7.78 – Ruído de fase: -90 dBc - Erro RMS da relação com o canal de referência  
- Fase



Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

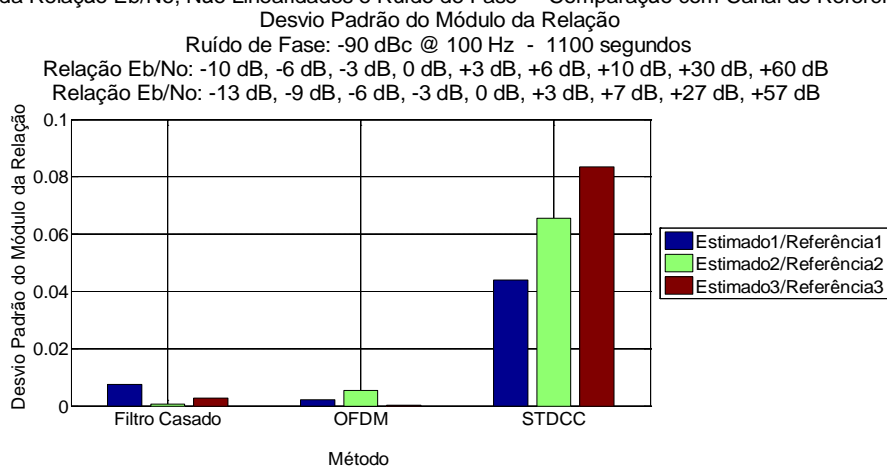


Figura A.7.79 – Ruído de fase: -90 dBc - Desvio padrão da relação com o canal de referência - Módulo

Efeito da Relação Eb/No, Não Linearidades e Ruído de Fase - Comparação com Canal de Referência

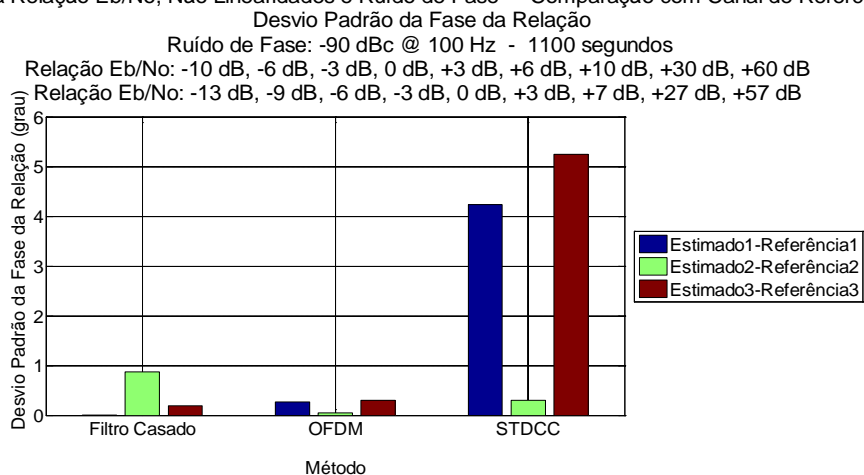


Figura A.7.80 – Ruído de fase: -90 dBc - Desvio padrão da relação com o canal de referência - Fase

## **ANEXO A - CAPÍTULO 8: EFEITO SIMULTÂNEO DAS IMPERFEIÇÕES COM UTILIZAÇÃO DE SEMENTES ALEATÓRIAS NA GERAÇÃO DOS CANAIS RÁDIO**

Este anexo contém os resultados detalhados obtidos pela aplicação de diferentes valores de sementes iniciais na geração do canal Rayleigh a ser estimado na presença de ruído térmico, não linearidade e ruído de fase para os modelos analisados. Para cada método é mostrado o seu comportamento, em módulo e fase, através da aplicação da expressão (3.3), chamada relação entre raios como definido no item 3.6 cujos resultados estão no item A.8.1. O mesmo é feito com a aplicação da expressão (3.2), isto é a relação entre cada raio estimado do canal pesquisado e o raio equivalente no canal de referência, o que é denominado comparação com o canal de referência. Os resultados são apresentados no item A.8.2.

- Erro RMS do módulo da relação, por método, ao longo das sementes utilizadas;
- Erro RMS da fase da relação, por método, ao longo das sementes utilizadas;
- Desvio padrão do módulo da relação, por método, ao longo das sementes utilizadas;
- Desvio padrão da fase da relação, por método, ao longo das sementes utilizadas;

### **A.8.1**

#### **Relação entre Raios**

São apresentados os resultados de cada método, em módulo e fase, para a relação entre raios. Além disto, também são apresentados os resultados aglutinados através dos indicadores erro RMS e desvio padrão de modulo e fase ao longo das sementes utilizadas.

### A.8.1.1

Duração da simulação: 1100 segundos

#### A.8.1.1.1

Relação  $E_b/N_0$ : 30/27 dB

### Resultado por método – Módulo

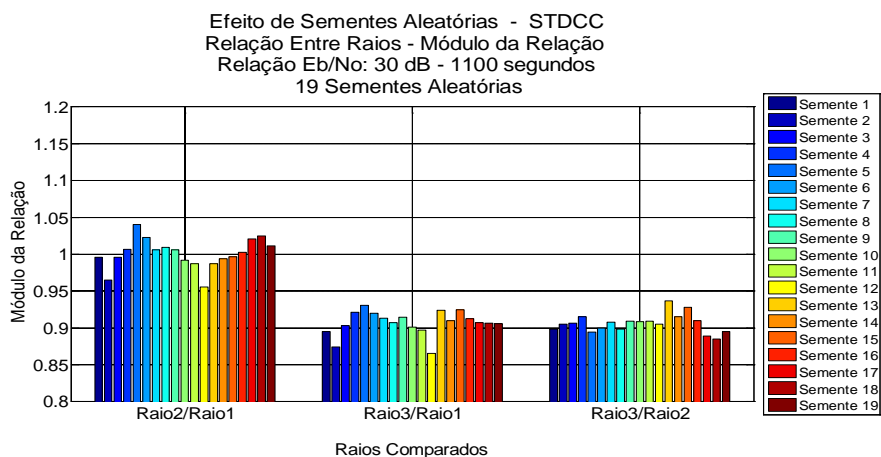


Figura A.8.1 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 1100 segundos

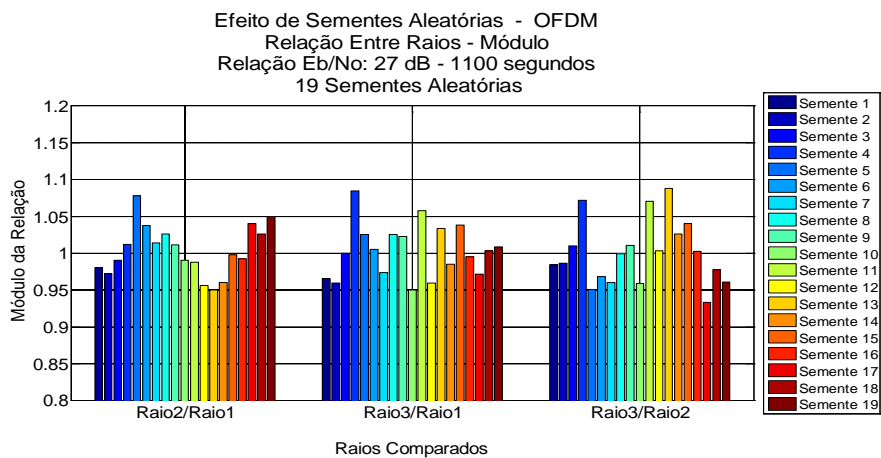


Figura A.8.2 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 1100 segundos

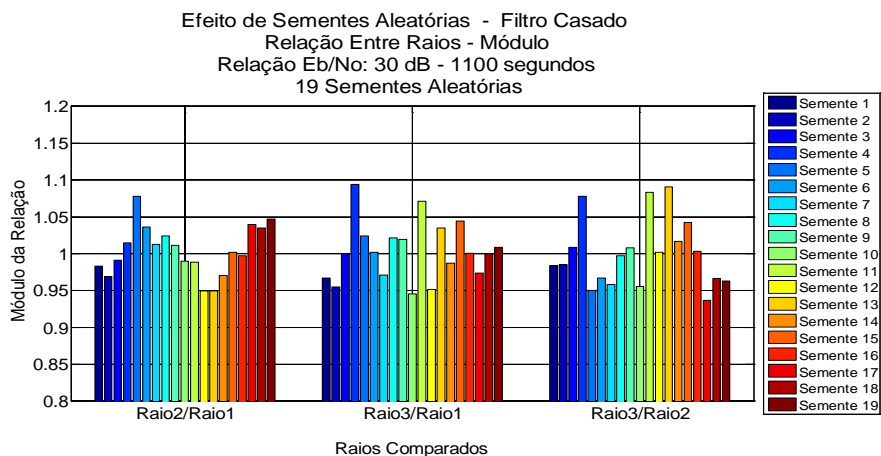


Figura A.8.3 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 1100 segundos

## Indicadores de módulo

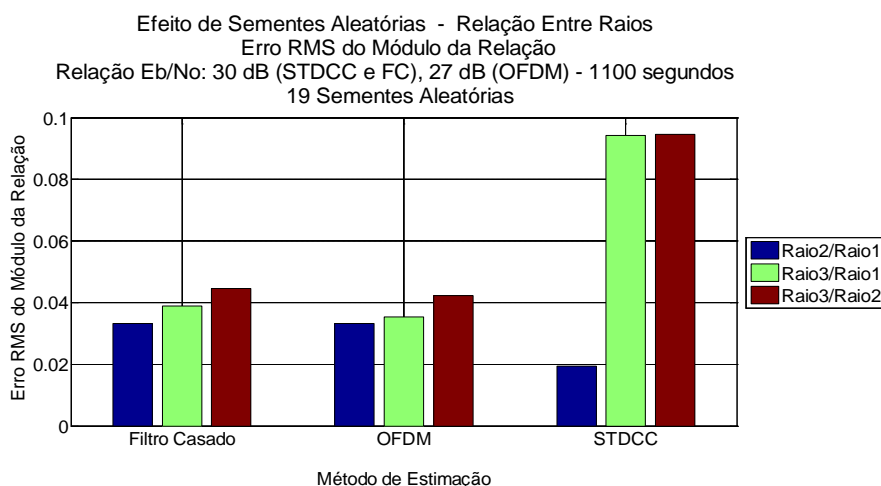


Figura A.8.4 – Erro RMS da relação entre raios – Módulo – 1100 segundos

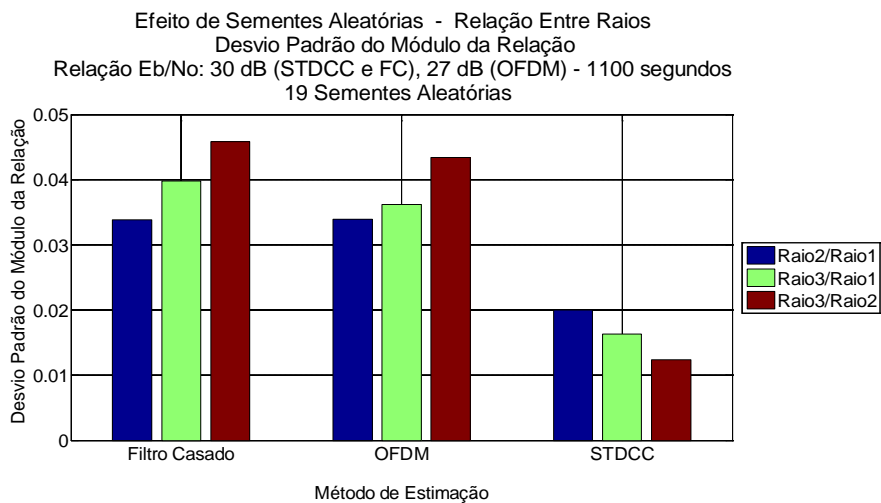


Figura A.8.5 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 1100 segundos

## Resultado por método – Fase

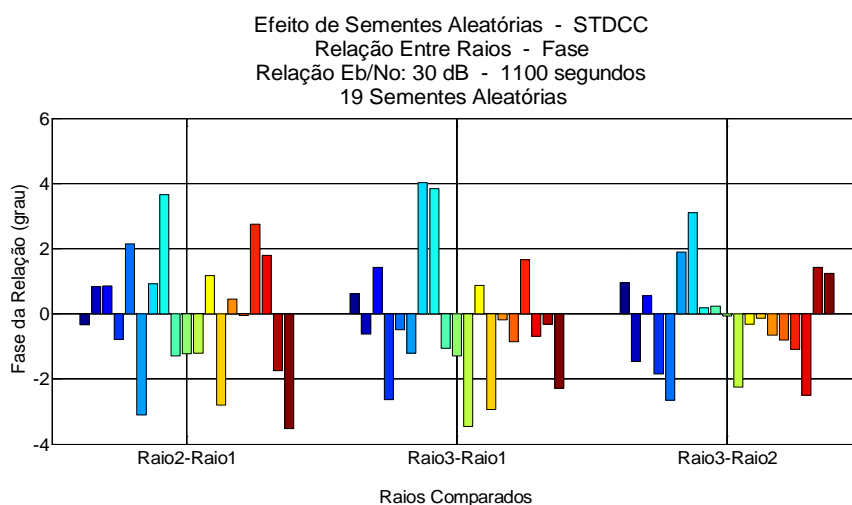


Figura A.8.6 – Relação entre raios – STDCC – fase – 1100 segundos

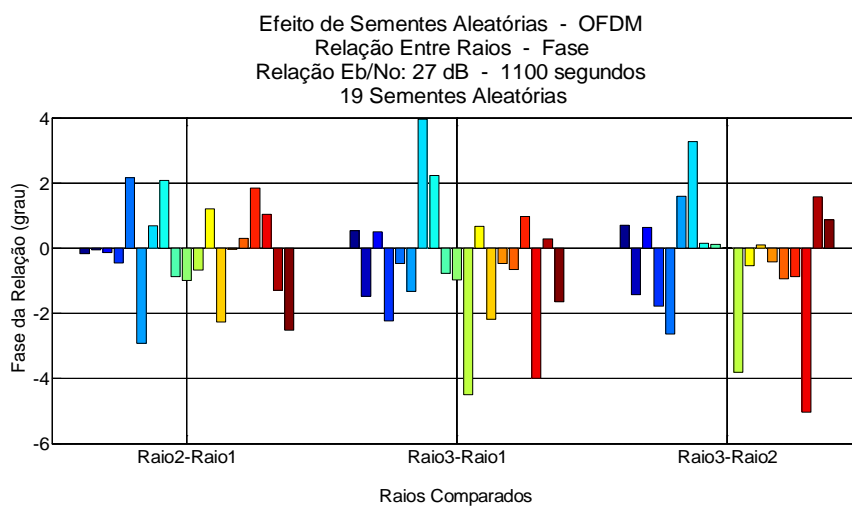


Figura A.8.7 – Relação entre raios – OFDM – fase – 1100 segundos

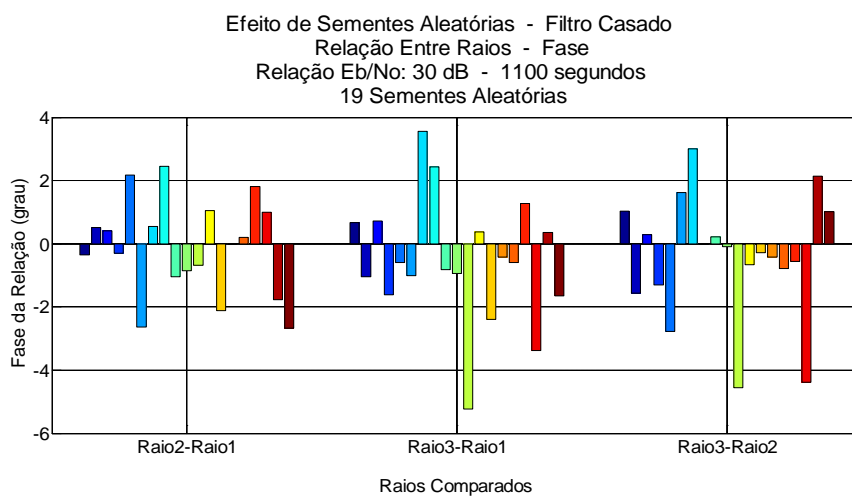


Figura A.8.8 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 1100 segundos

## Indicadores de fase

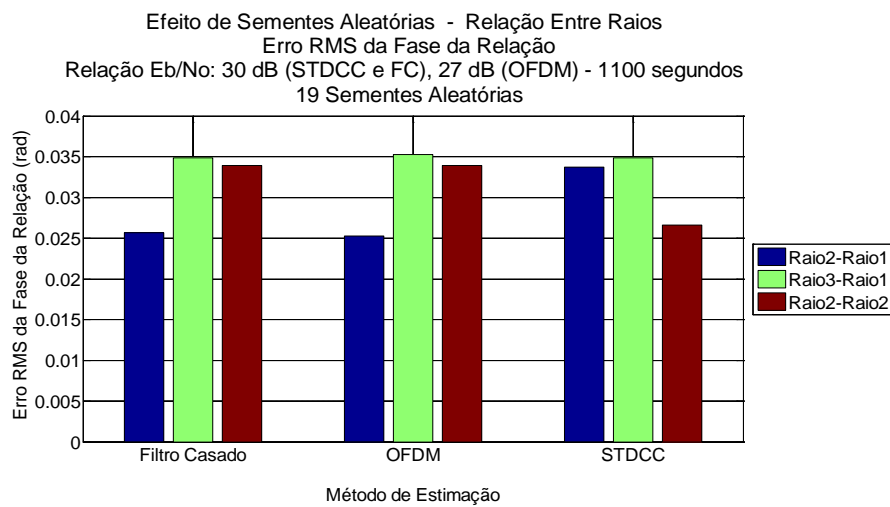


Figura A.8.9 – Erro RMS da relação entre raios – Fase – 1100 segundos

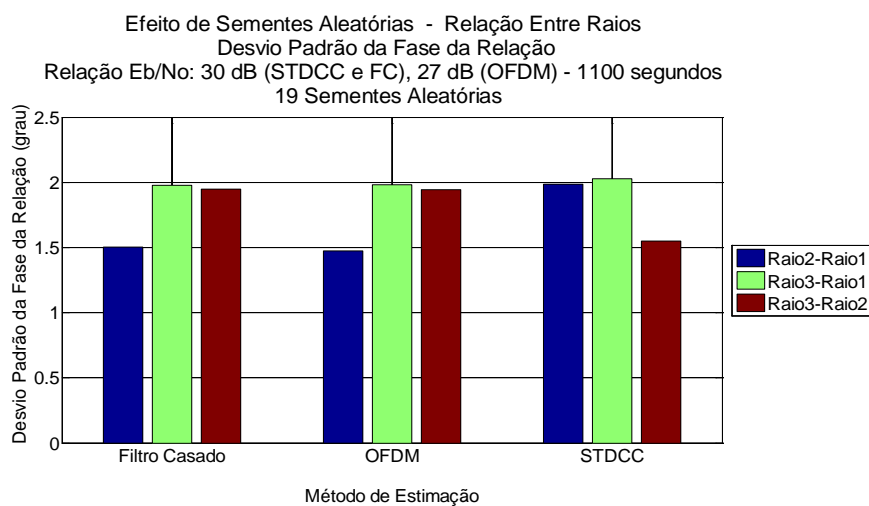


Figura A.8.10 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 1100 segundos

## A.8.1.1.2

Relação  $E_b/N_0$ : 6/3 dB

## Resultado por método – Módulo

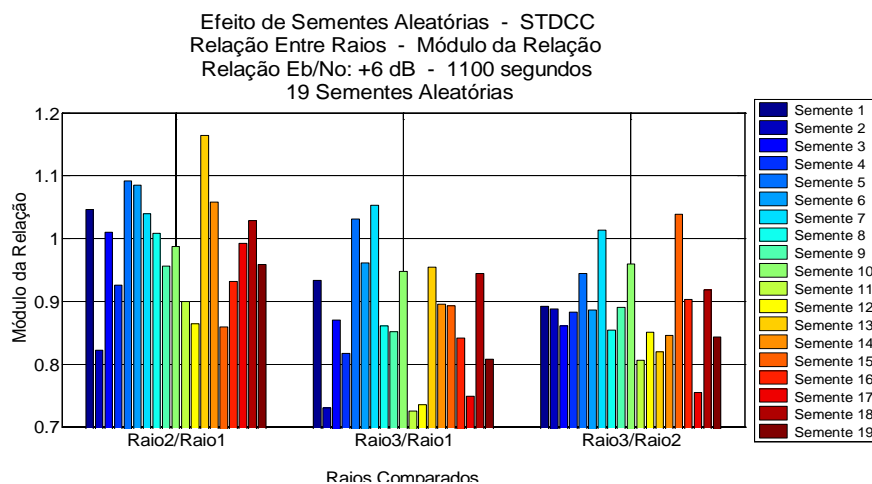


Figura A.8.11 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 1100 segundos

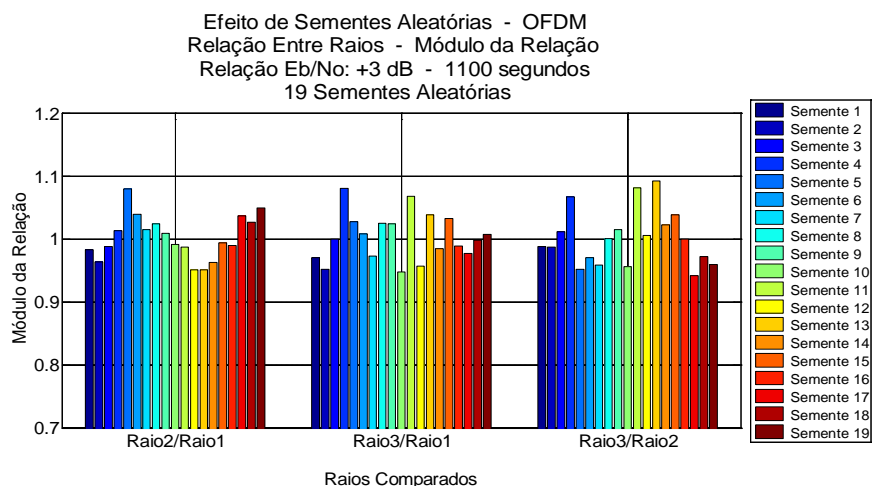


Figura A.8.12 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 1100 segundos

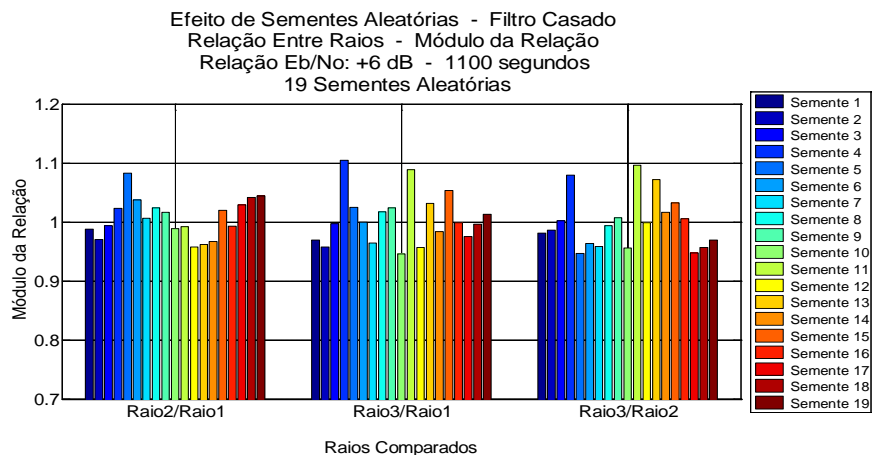


Figura A.8.13 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 1100 segundos

## Indicadores de módulo

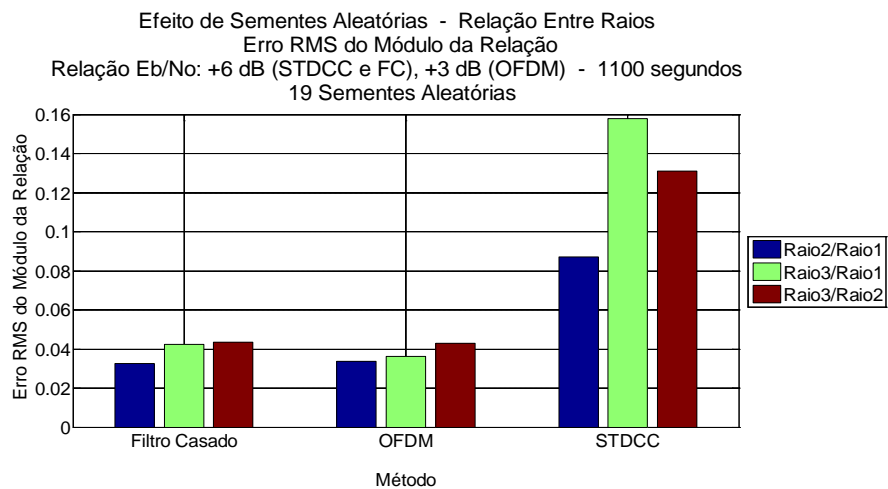


Figura A.8.14 – Erro RMS da relação entre raios – Módulo – 1100 segundos

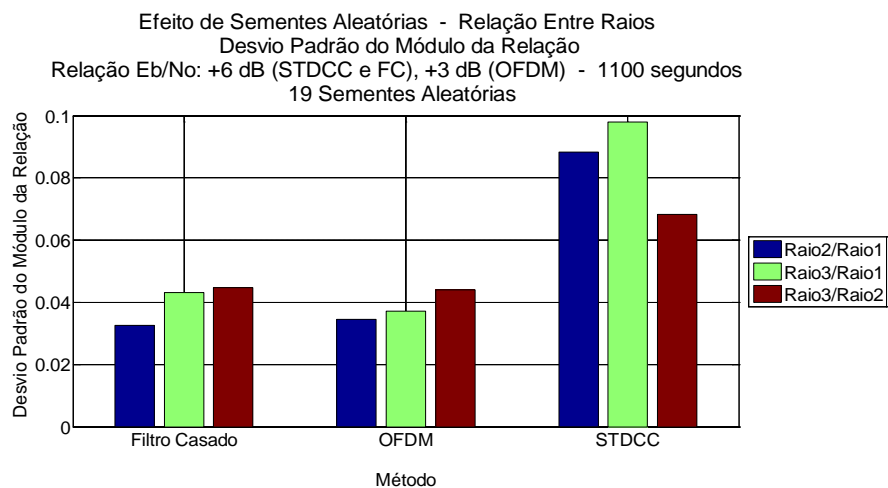


Figura A.8.15 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 1100 segundos



## Resultado por método - Fase

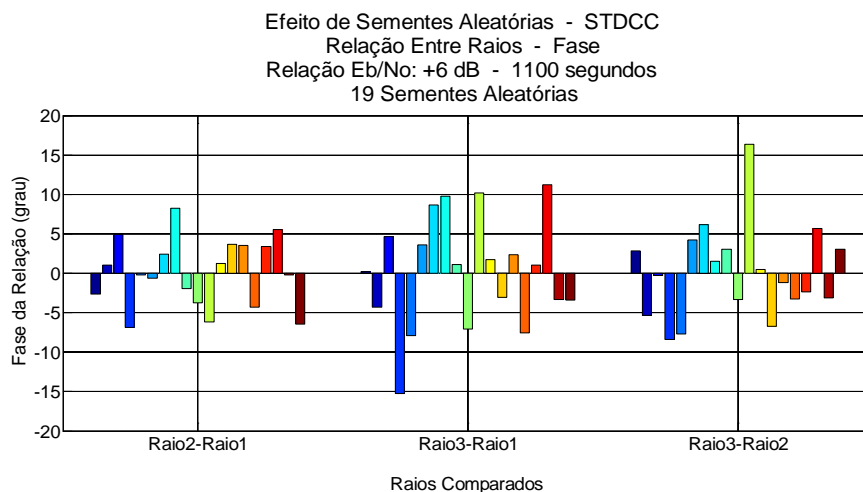


Figura A.8.16 – Relação entre raios – STDCC – fase – 1100 segundos

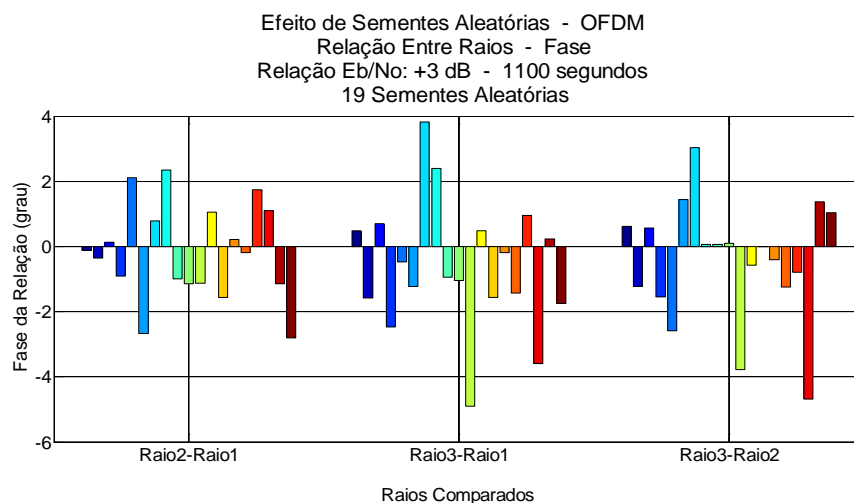


Figura A.8.17 – Relação entre raios – OFDM – fase – 1100 segundos

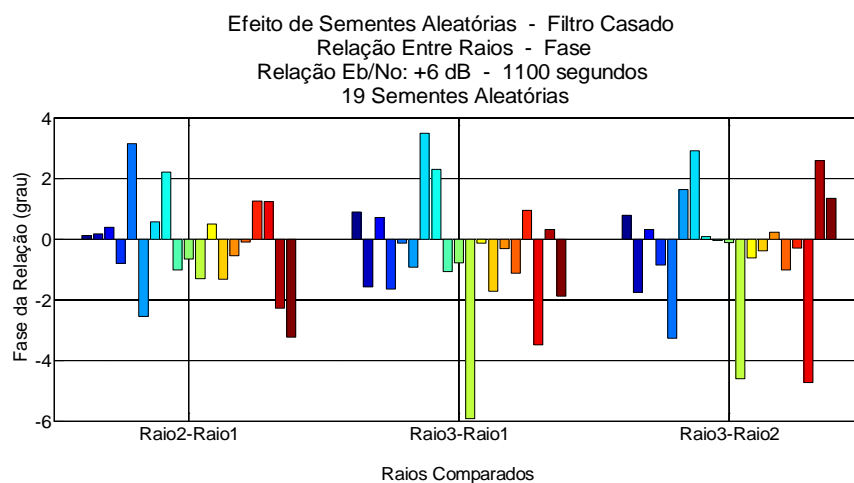


Figura A.8.18 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 1100 segundos

## Indicadores de fase

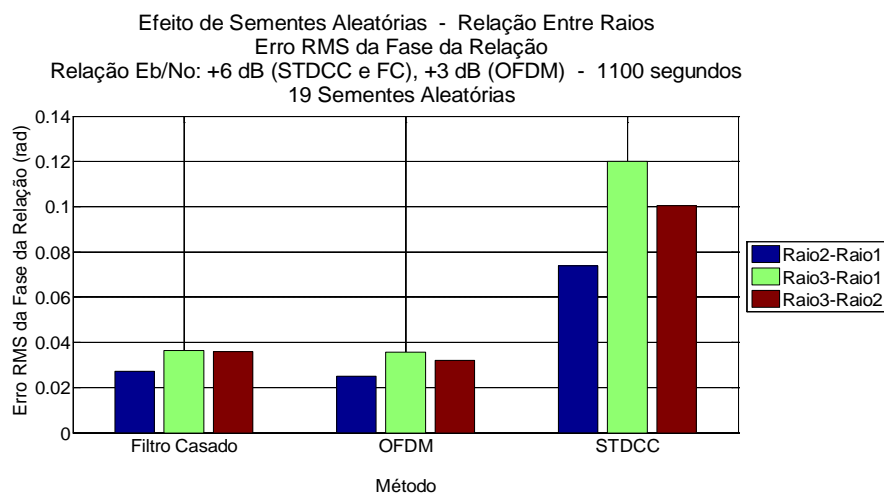


Figura A.8.19 – Erro RMS da relação entre raios – Fase – 1100 segundos

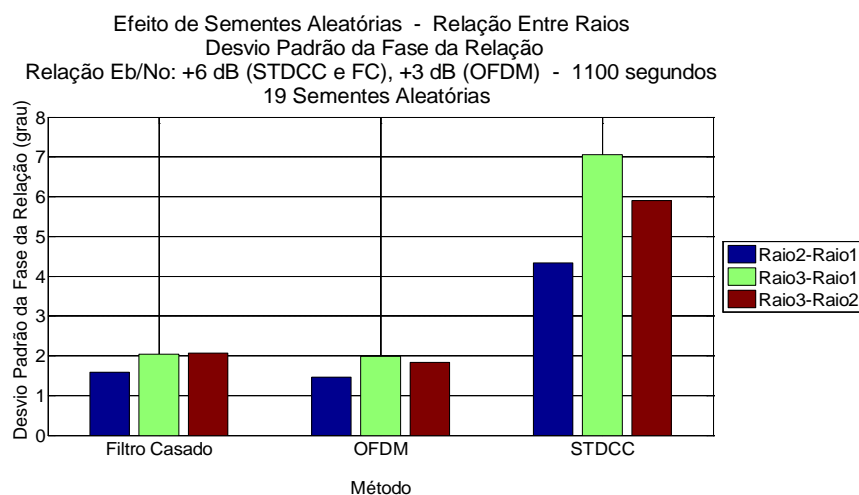


Figura A.8.20 – Desvio padrão da relação entre raios – Fase – 1100 segundos

### A.8.1.2

Duração da simulação: 2100 segundos

#### A.8.1.2.1

Relação  $E_b/N_0$ : 30/27 dB

### Resultado por método – Módulo

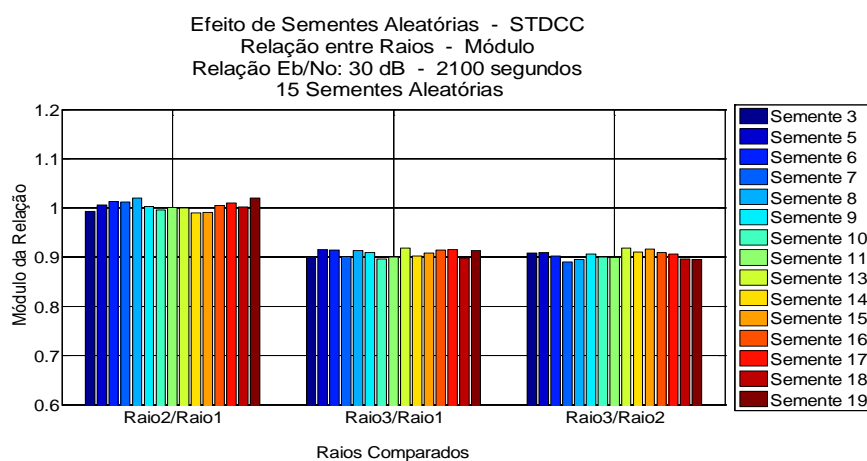


Figura A.8.21 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 2100 segundos

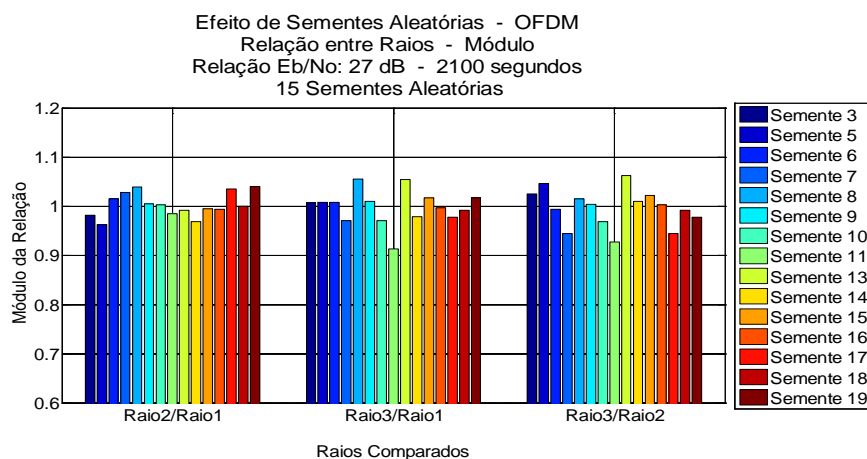


Figura A.8.22 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 2100 segundos

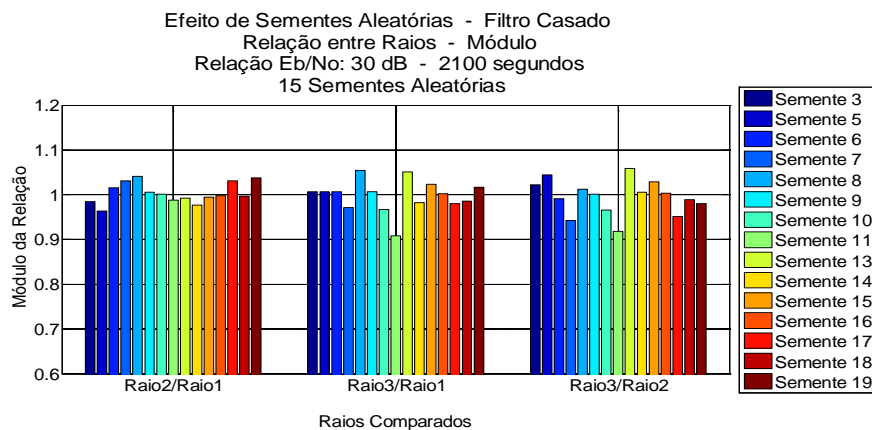


Figura A.8.23 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 2100 segundos

## Indicadores de módulo

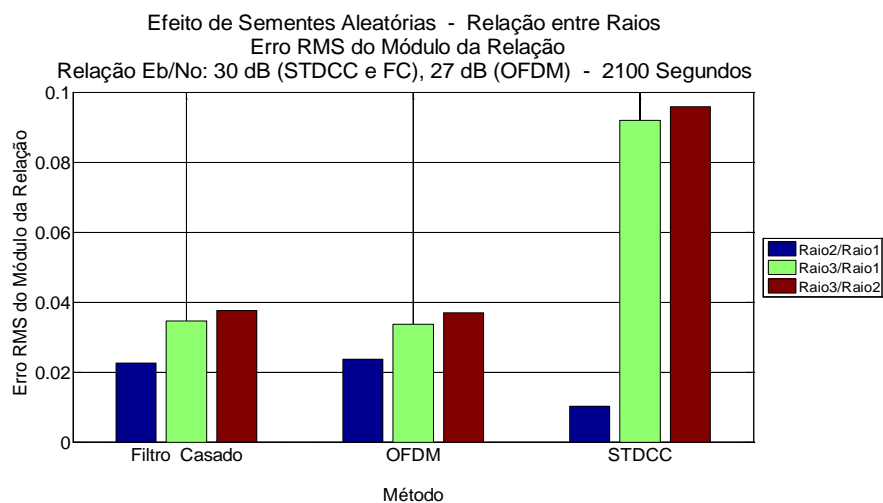


Figura A.8.24 – Erro RMS da relação entre raios – Módulo – 2100 segundos

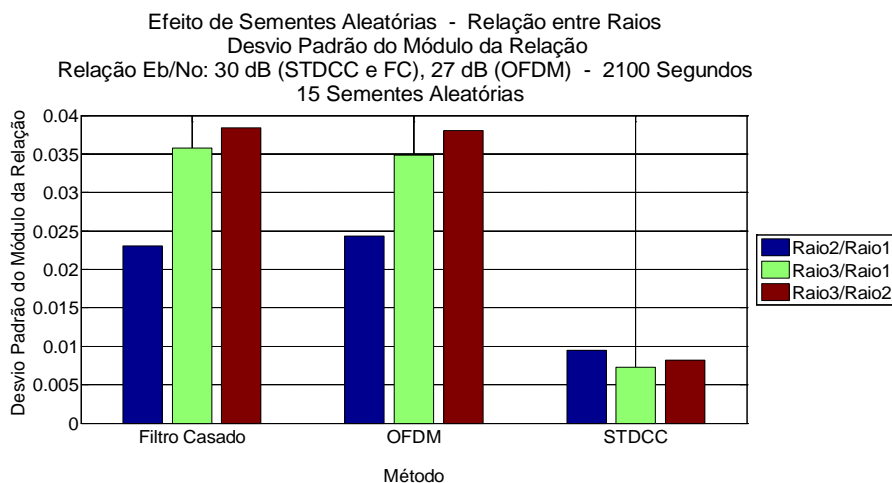


Figura A.8.25 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 2100 segundos

### Resultado por método – Fase

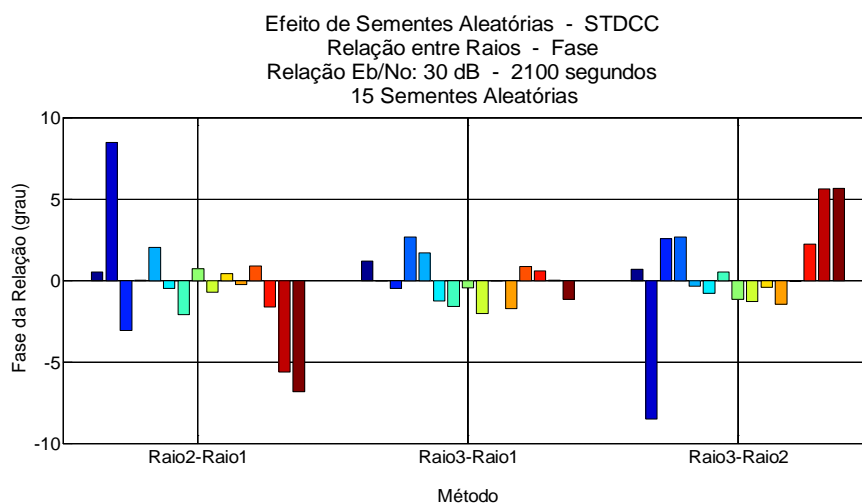


Figura A.8.26 – Relação entre raios – STDCC – fase – 2100 segundos

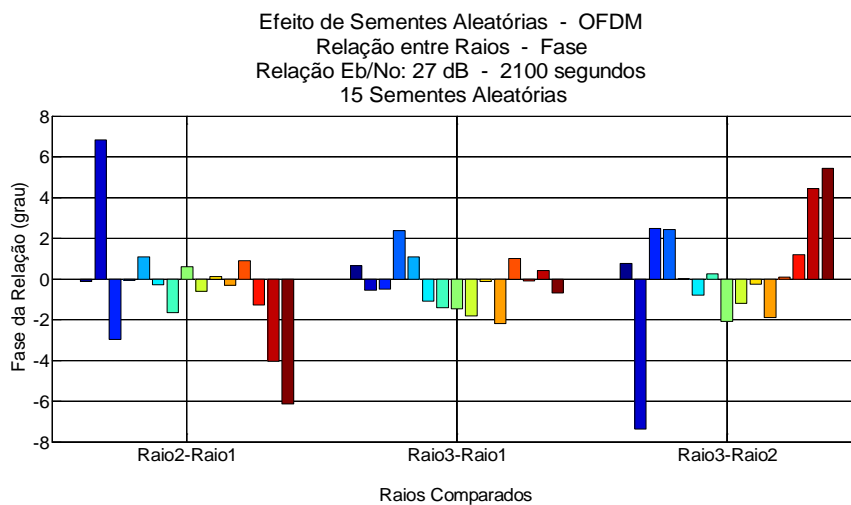


Figura A.8.27 – Relação entre raios – OFDM – fase – 2100 segundos

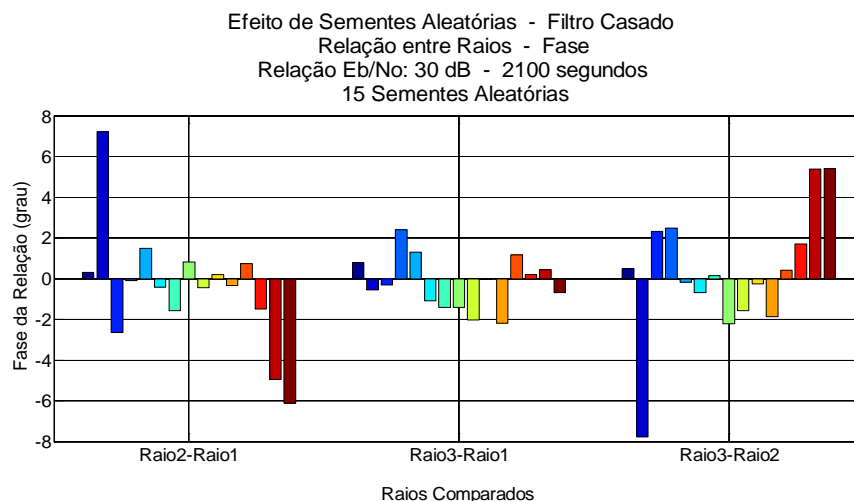


Figura A.8.28 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 2100 segundos

## Indicadores de fase

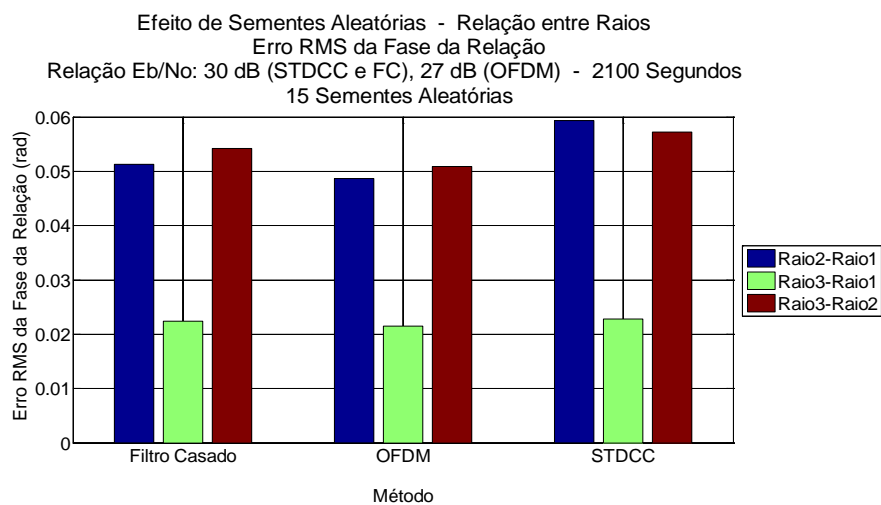


Figura A.8.29 – Erro RMS da relação entre raios – Fase – 2100 segundos

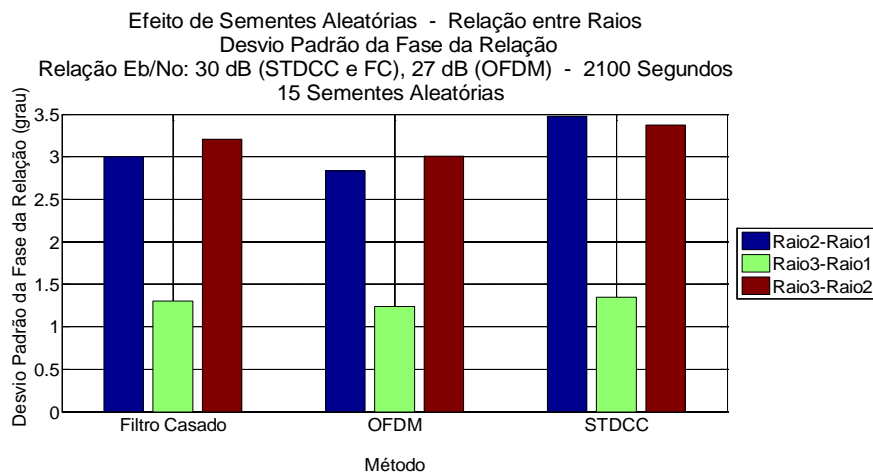


Figura A.8.30 – Desvio padrão da relação entre raios – Fase – 2100 segundos

### A.8.1.2.2

Relação Eb/No: 6/3 dB

### Resultado por método – Módulo

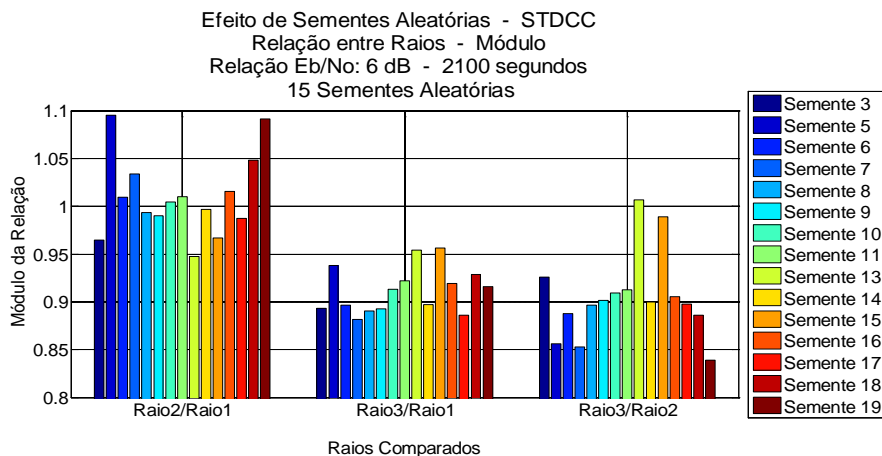


Figura A.8.31 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 2100 segundos

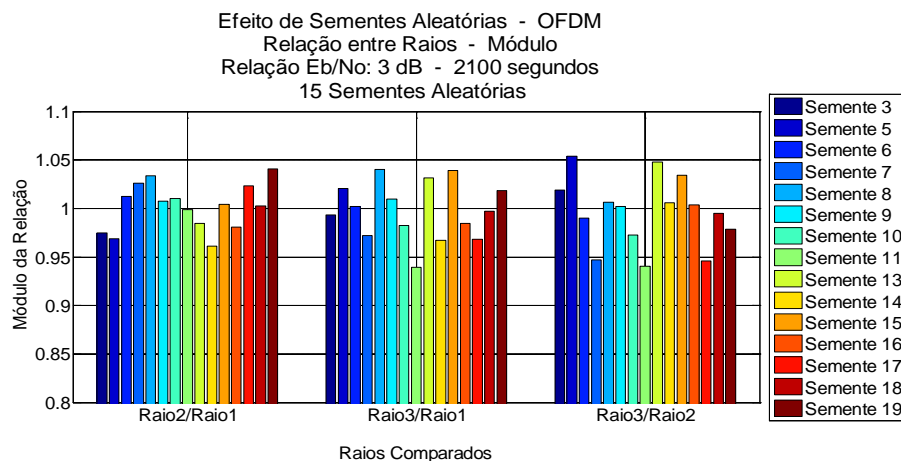


Figura A.8.32 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 2100 segundos

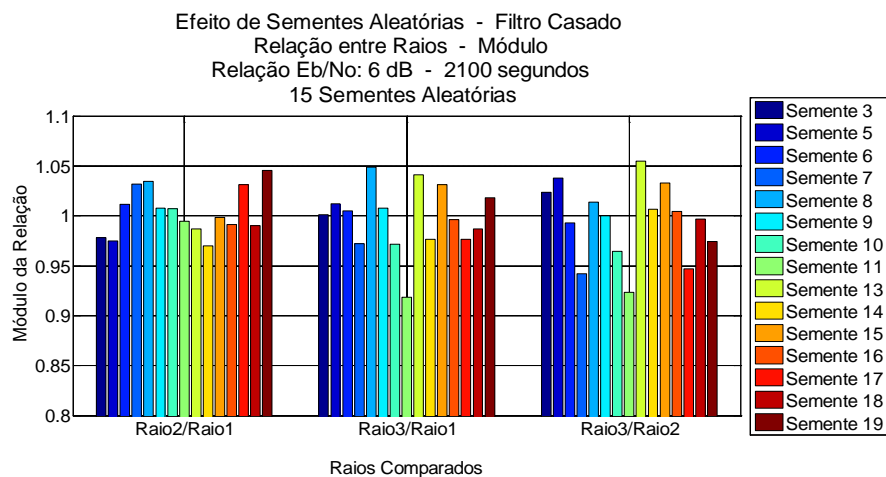


Figura A.8.33 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 2100 segundos



## Indicadores de módulo

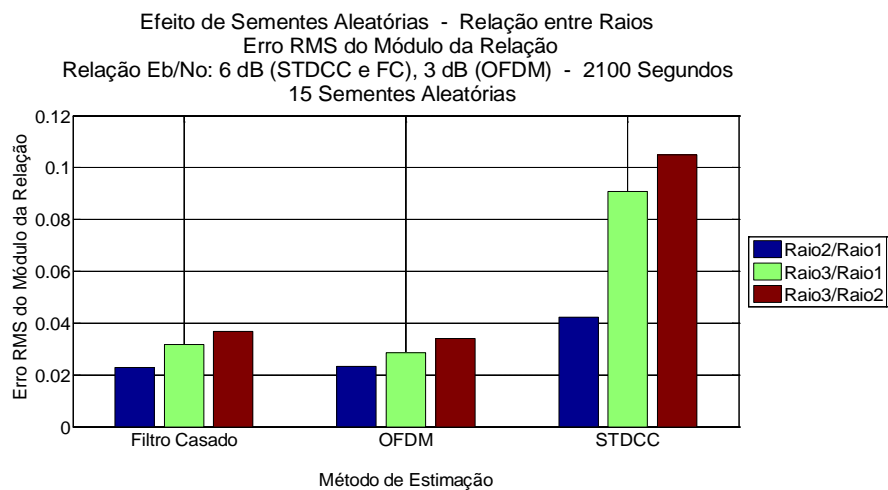


Figura A.8.34 – Erro RMS da relação entre raios – Módulo – 2100 segundos

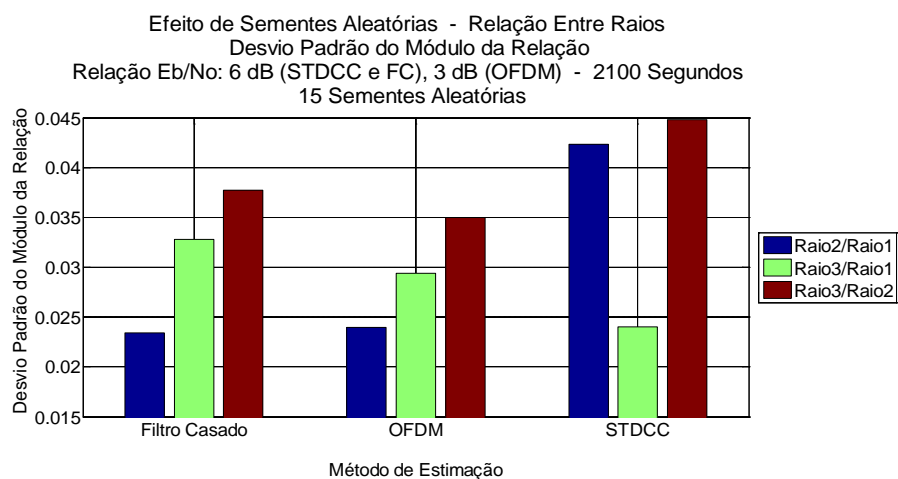


Figura A.8.35 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 2100 segundos

## Resultado por método – Fase

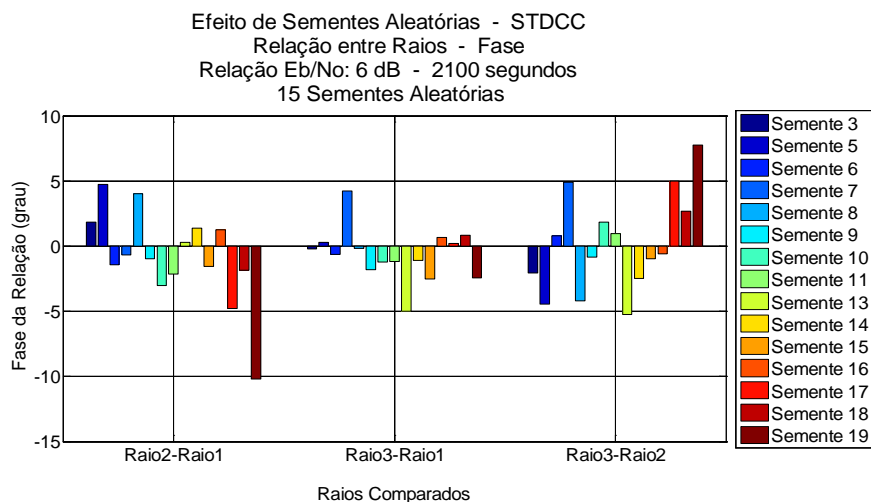


Figura A.8.36 – Relação entre raios – STDCC – fase – 2100 segundos

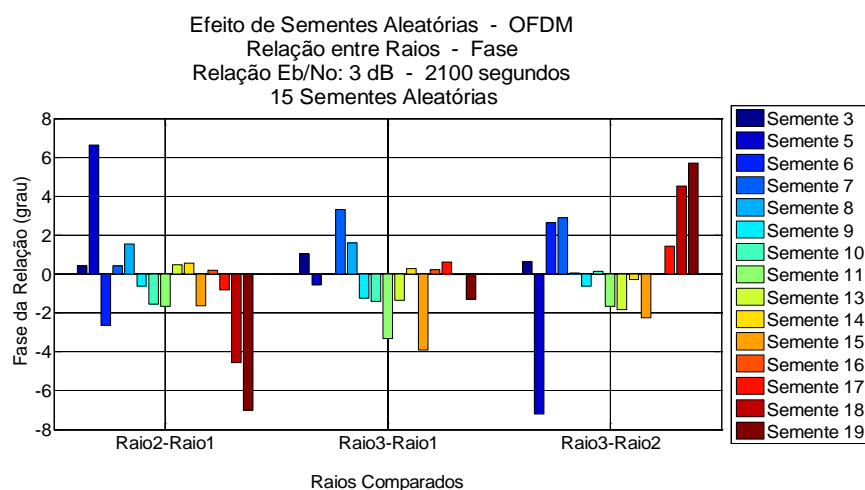


Figura A.8.37 – Relação entre raios – OFDM – fase – 2100 segundos

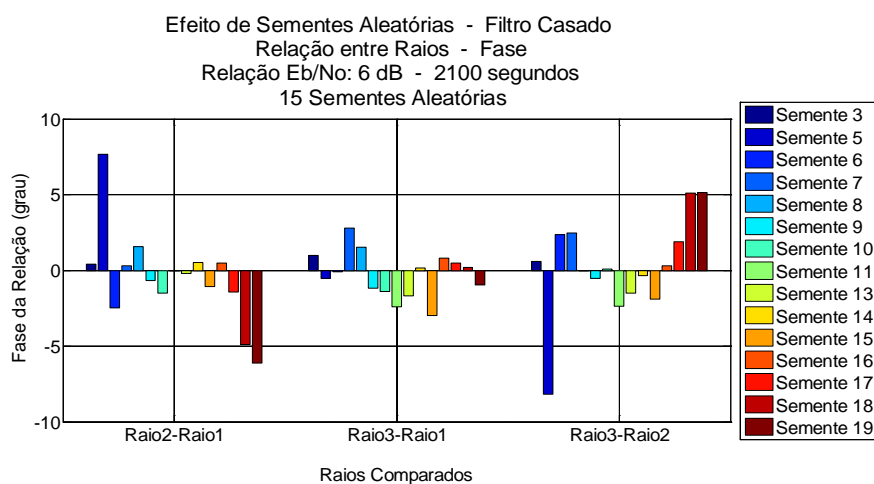


Figura A.8.38 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 2100 segundos

## Indicadores de fase

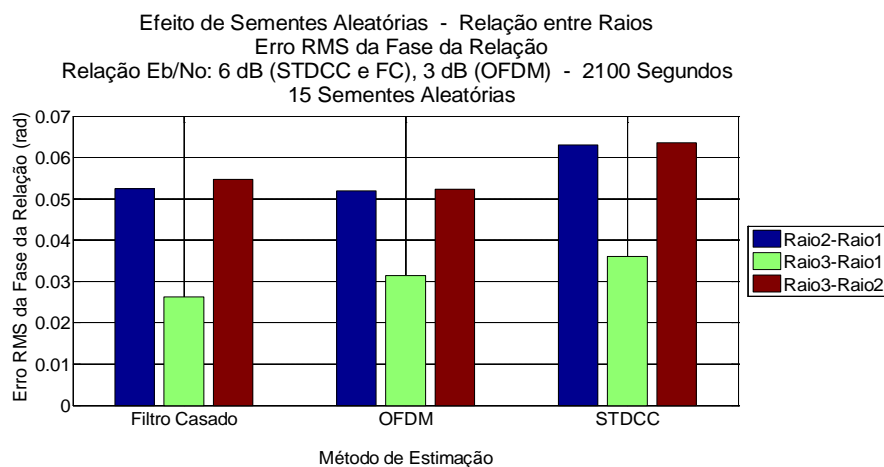


Figura A.8.39 – Erro RMS da relação entre raios – Fase – 2100 segundos

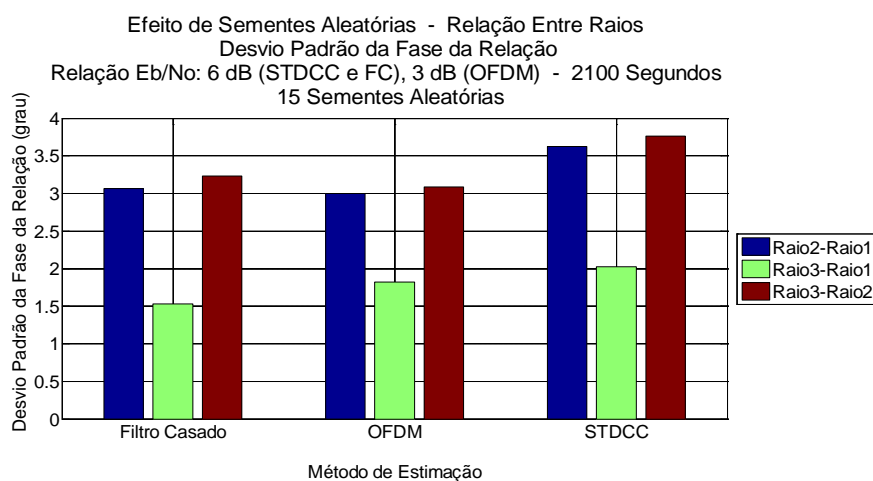


Figura A.8.40 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 2100 segundos

### A.8.1.3

Duração da simulação: 3100 segundos

#### A.8.1.3.1

Relação  $E_b/N_0$ : 30/27 dB

### Resultado por método – Módulo

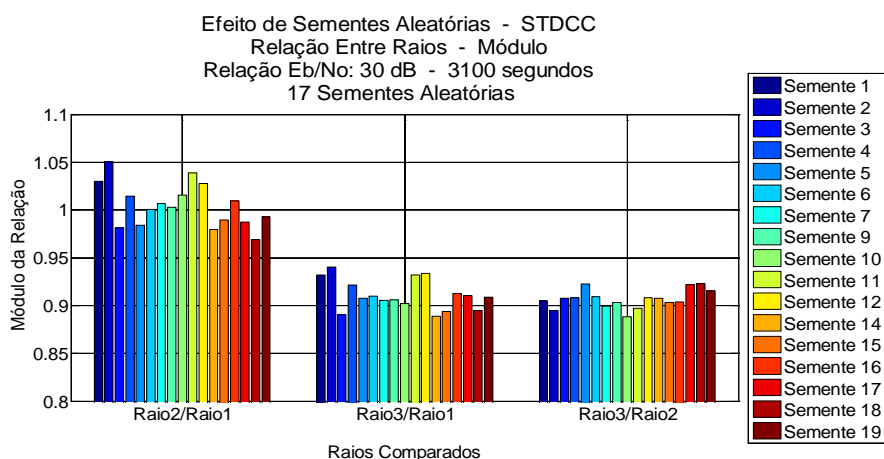


Figura A.8.41 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 3100 segundos

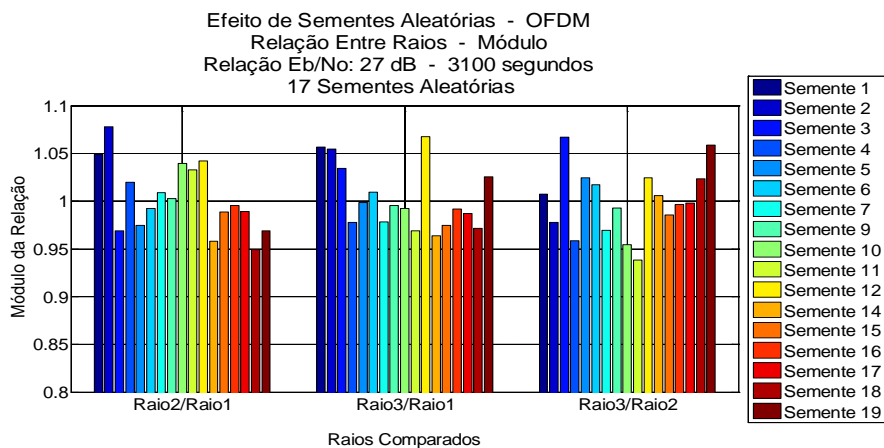


Figura A.8.42 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 3100 segundos

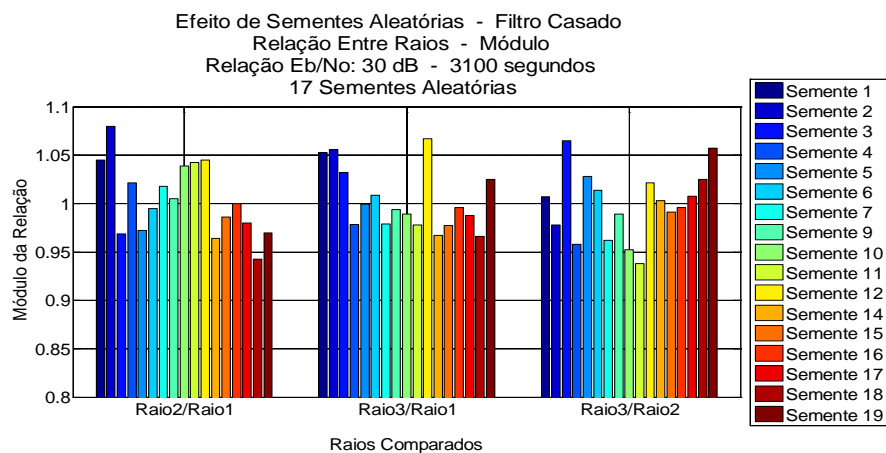


Figura A.8.43 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos

## Indicadores de módulo

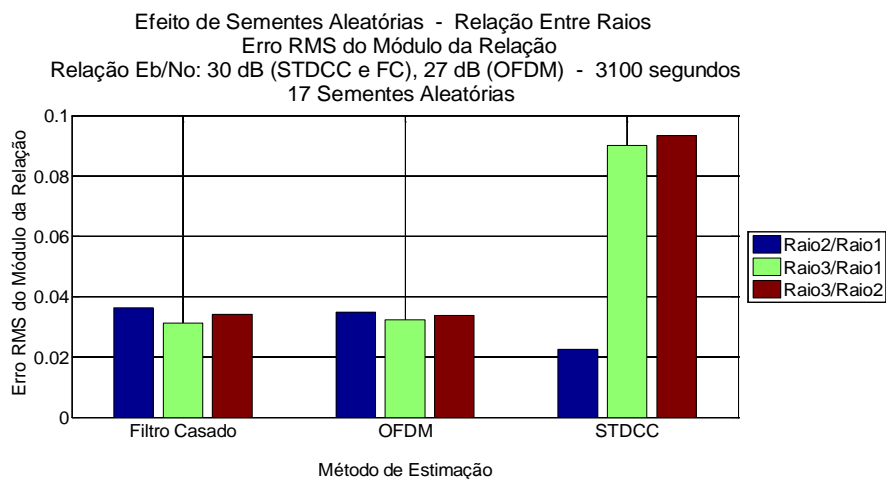


Figura A.8.44 – Erro RMS da relação entre raios – Módulo – 3100 segundos

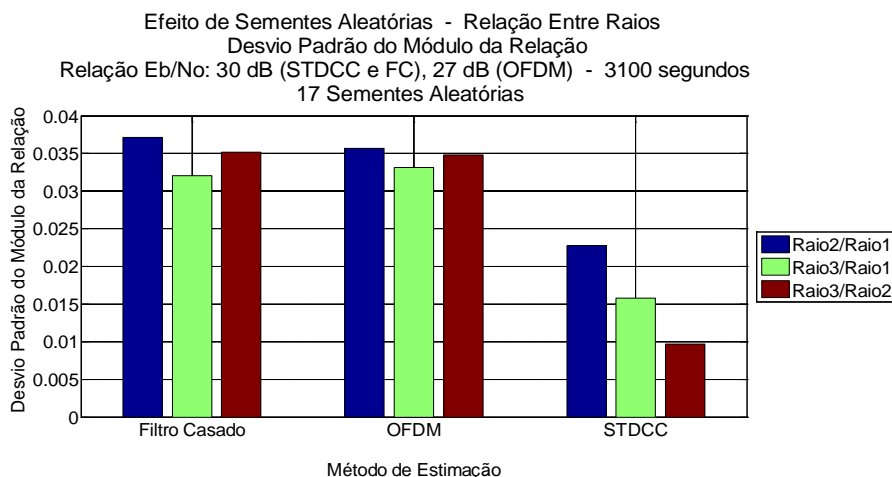


Figura A.8.45 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 3100 segundos

## Resultado por método – Fase

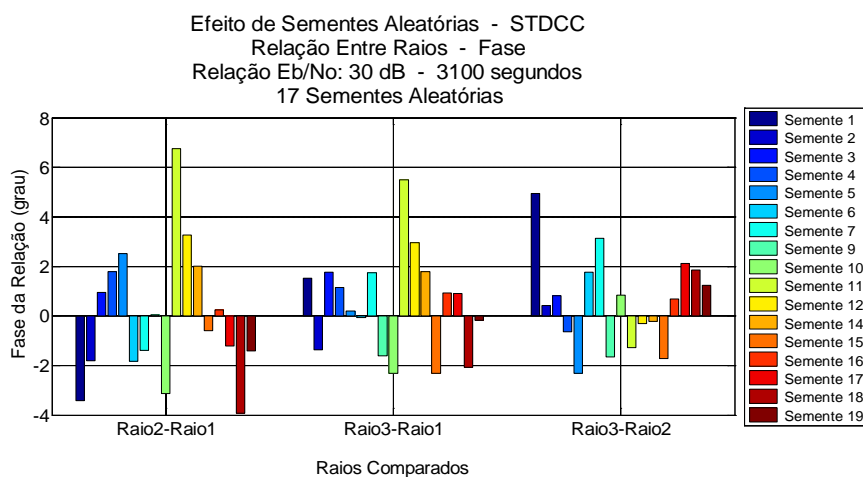


Figura A.8.46 – Relação entre raios – STDCC – fase – 3100 segundos

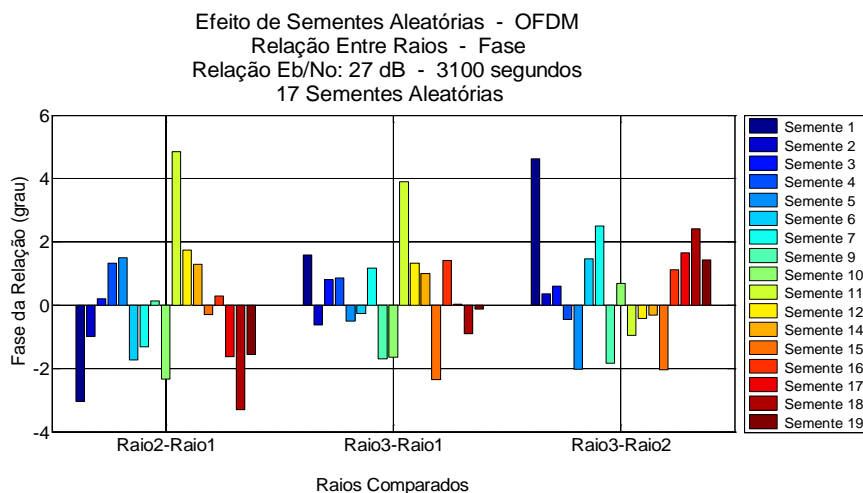


Figura A.8.47 – Relação entre raios – OFDM – fase – 3100 segundos

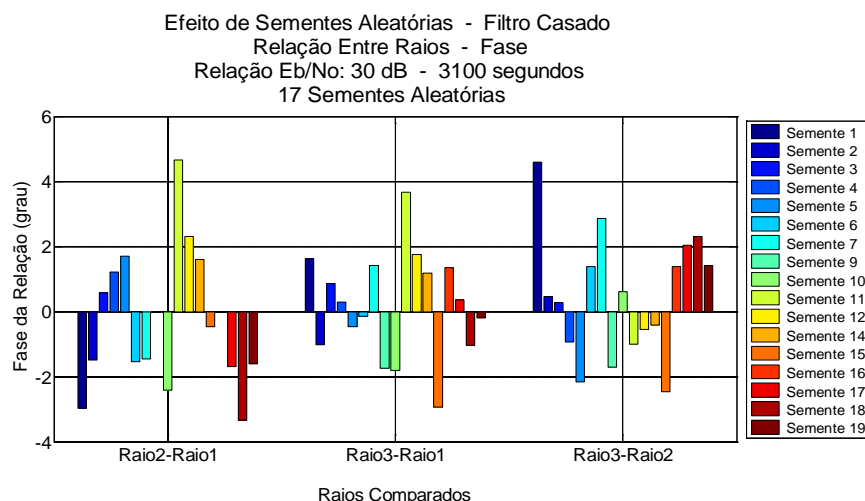


Figura A.8.48 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 3100 segundos

## Indicadores de fase

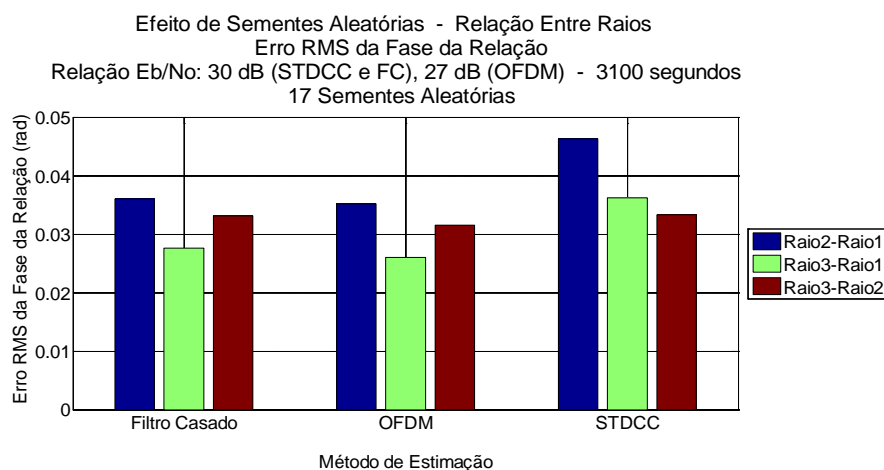


Figura A.8.49 – Erro RMS da relação entre raios – Fase – 3100 segundos

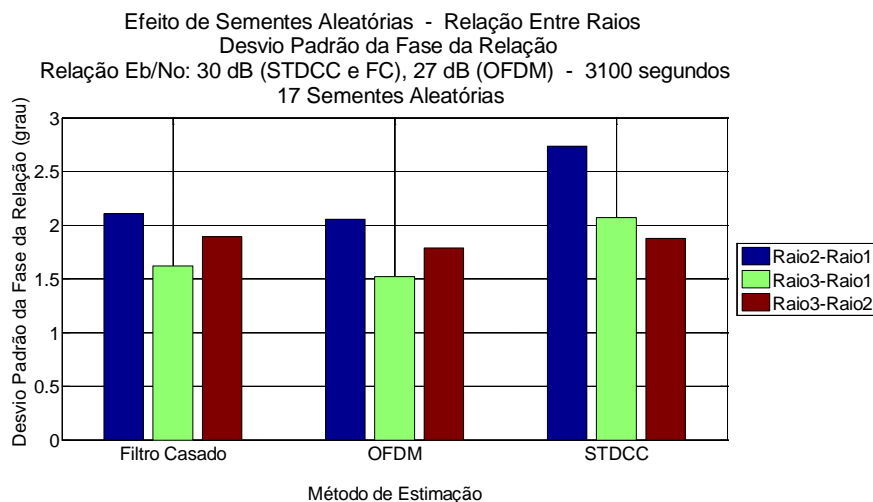


Figura A.8.50 – Desvio padrão da relação entre raios – Fase – 3100 segundos

## A.8.1.3.2

Relação  $E_b/N_0$ : 6/3 dB

## Resultado por método – Módulo

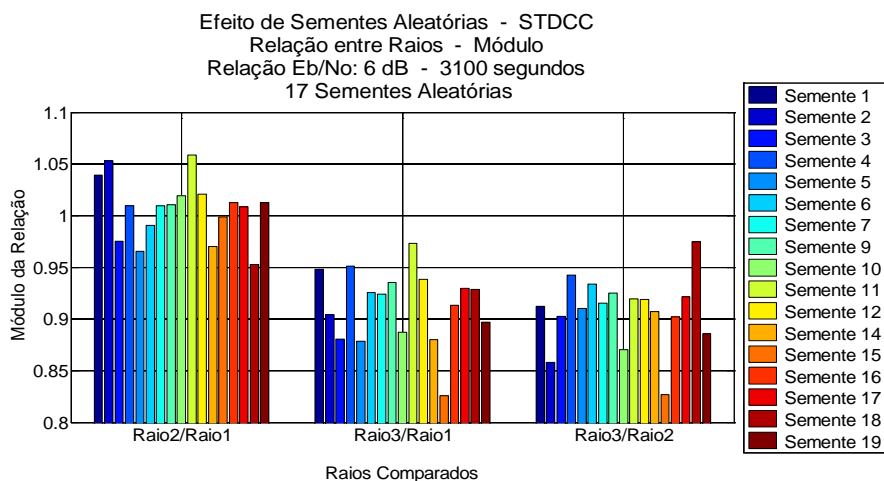


Figura A.8.51 – Relação entre raios – STDCC – módulo – 3100 segundos

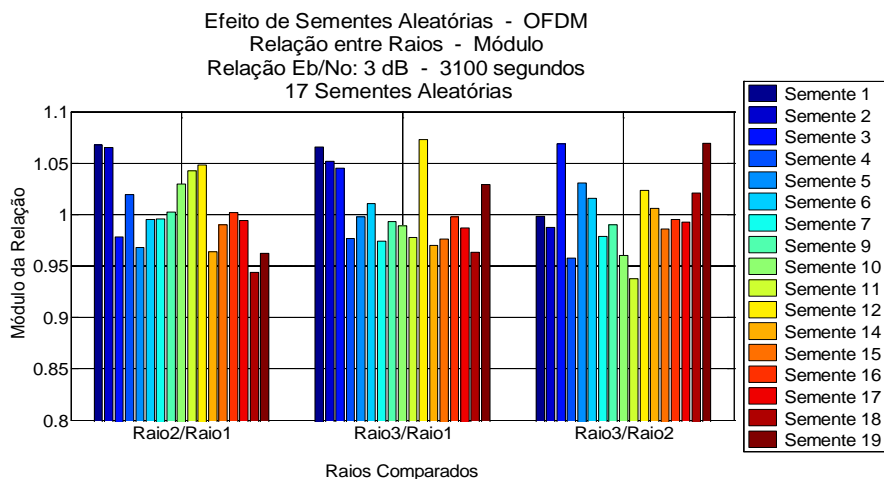


Figura A.8.52 – Relação entre raios – OFDM – módulo – 3100 segundos

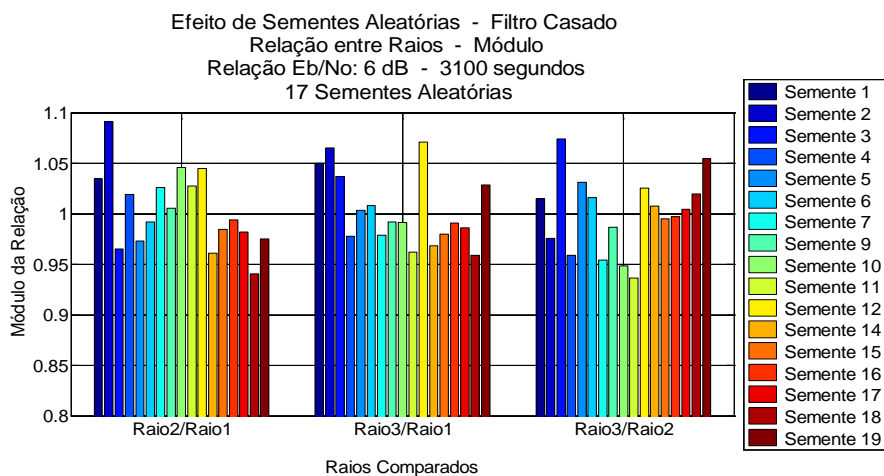


Figura A.8.53 – Relação entre raios – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos



## Indicadores de módulo

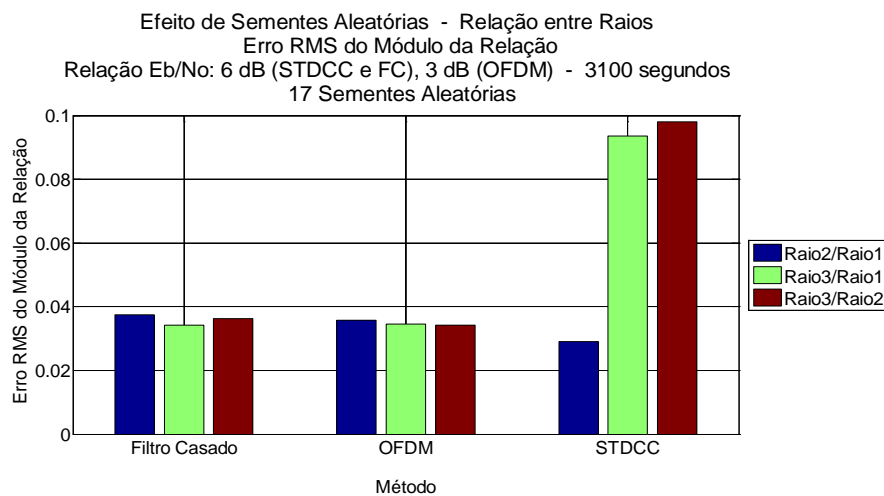


Figura A.8.54 – Erro RMS da relação entre raios – Módulo – 3100 segundos

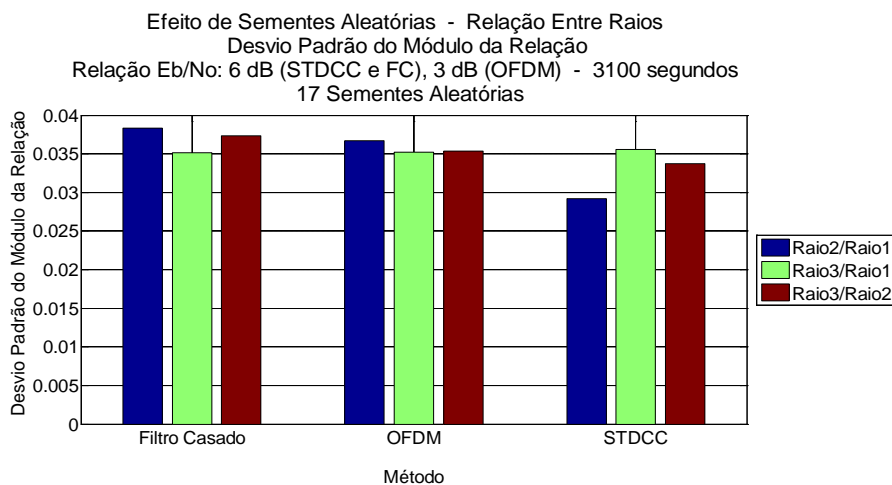


Figura A.8.55 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 3100 segundos

## Resultado por método – Fase

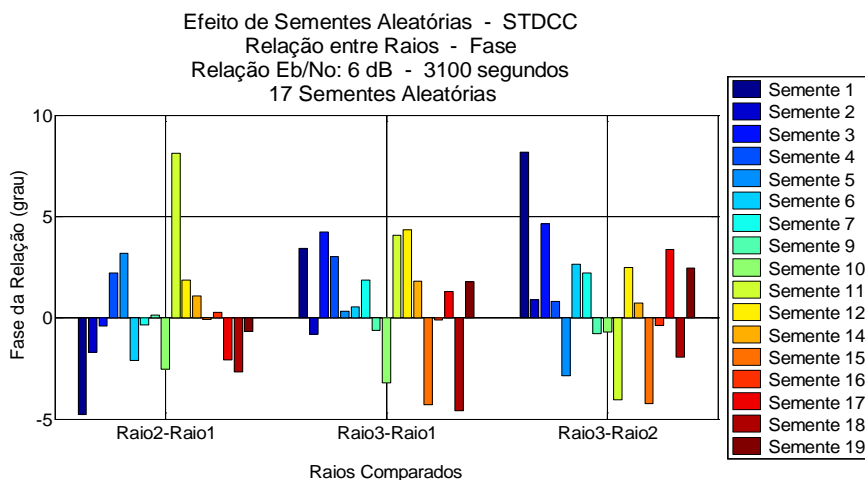


Figura A.8.56 – Relação entre raios – STDCC – fase – 3100 segundos

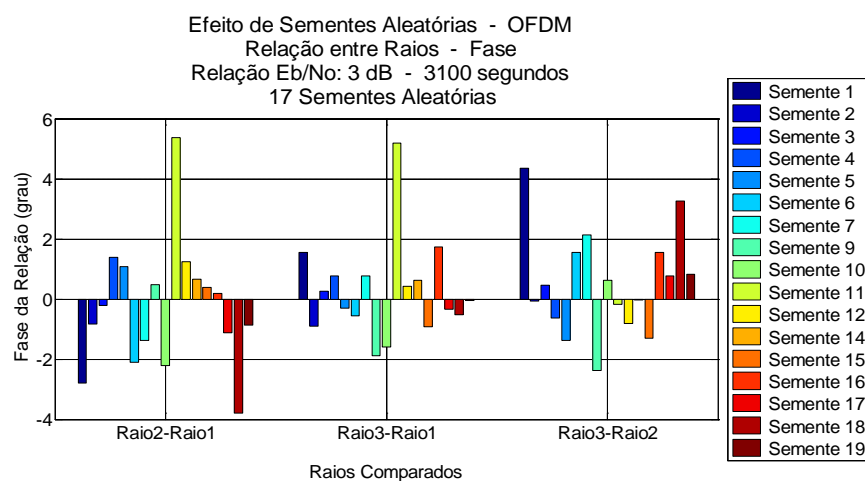


Figura A.8.57 – Relação entre raios – OFDM – fase – 3100 segundos

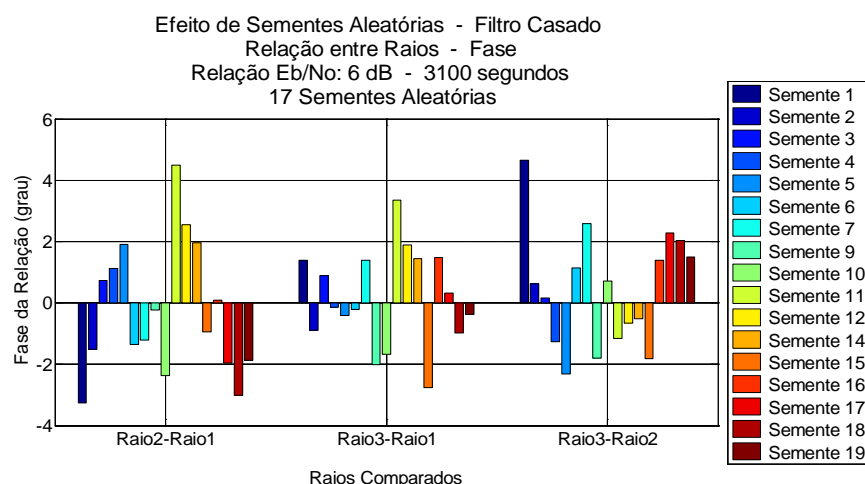


Figura A.8.58 – Relação entre raios – Filtro Casado – fase – 3100 segundos

## Indicadores de fase

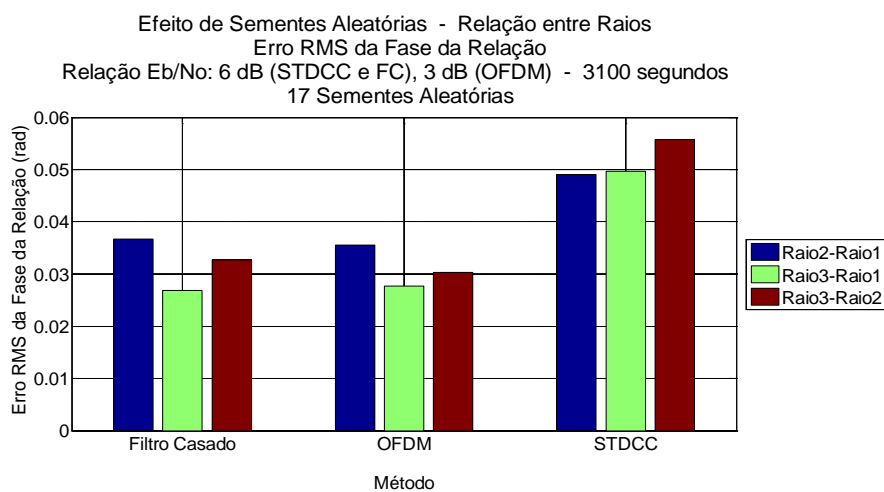


Figura A.8.59 – Erro RMS da relação entre raios – Fase – 3100 segundos

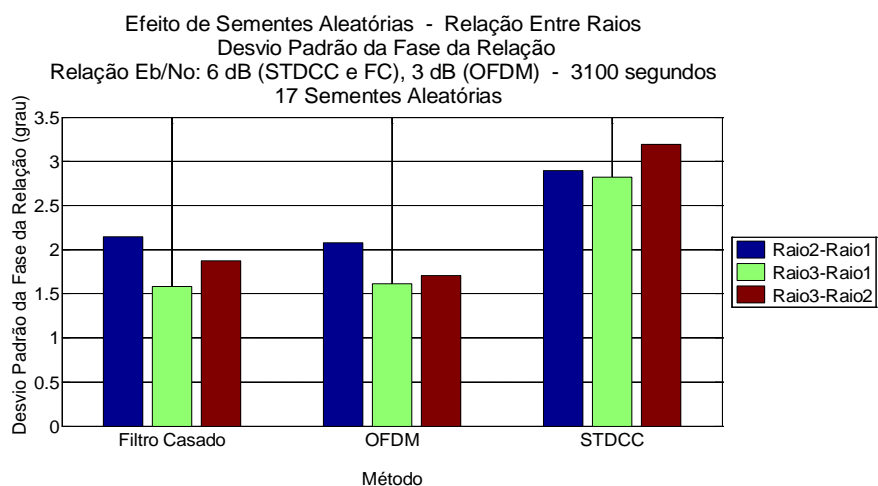


Figura A.8.60 – Desvio padrão da relação entre raios – Módulo – 3100 segundos

## A.8.2

### Relação com o Canal de Referência

São apresentados os resultados de cada método, em módulo e fase, para a comparação com o canal de referência. Além disto, também são apresentados os resultados aglutinados através dos indicadores erro RMS e desvio padrão de modulo e fase ao longo das sementes utilizadas.

#### A.8.2.1

#### Duração da simulação: 1100 segundos

##### A.8.2.1.1

#### Relação $E_b/N_0$ : 30/27 dB

#### Resultado por método - Módulo

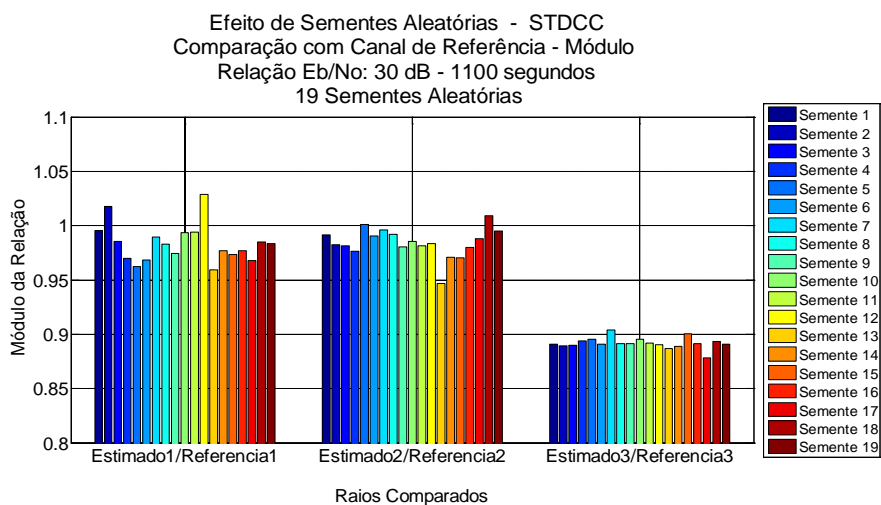


Figura A.8.61 – Relação com canal de referência – STDCC – módulo – 1100 segundos

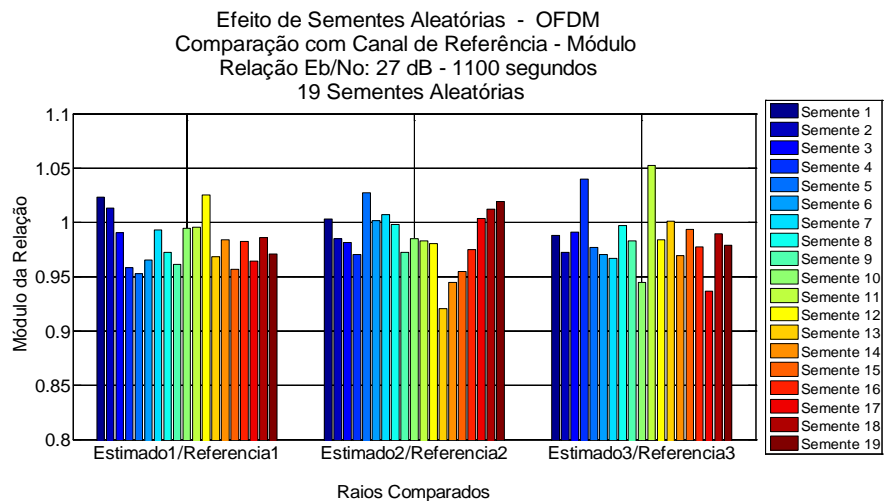


Figura A.8.62 – Relação com canal de referência – OFDM – módulo – 1100 segundos

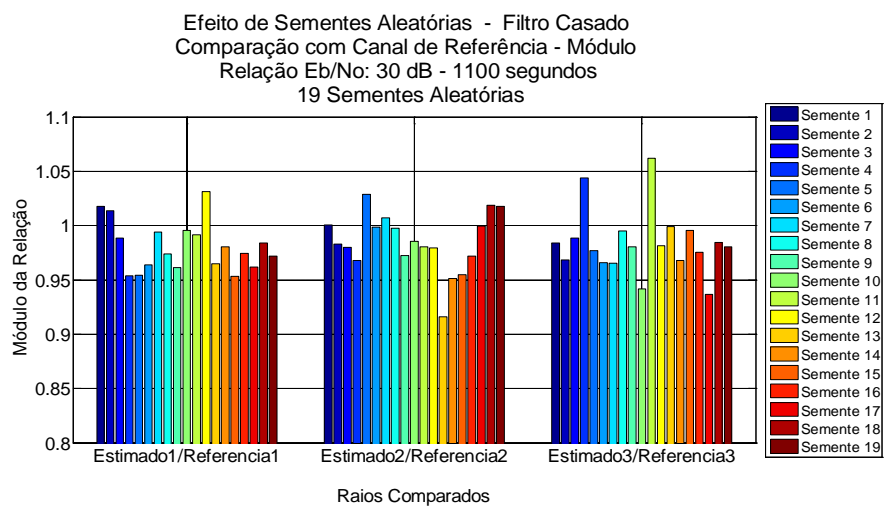


Figura A.8.63 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 1100 segundos

## Indicadores de módulo

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com Canal de Referência  
 Erro RMS do Módulo da Relação  
 Relação Eb/No: 30 dB (STDCC e FC), 27 dB (OFDM) - 1100 segundos  
 19 Sementes Aleatórias

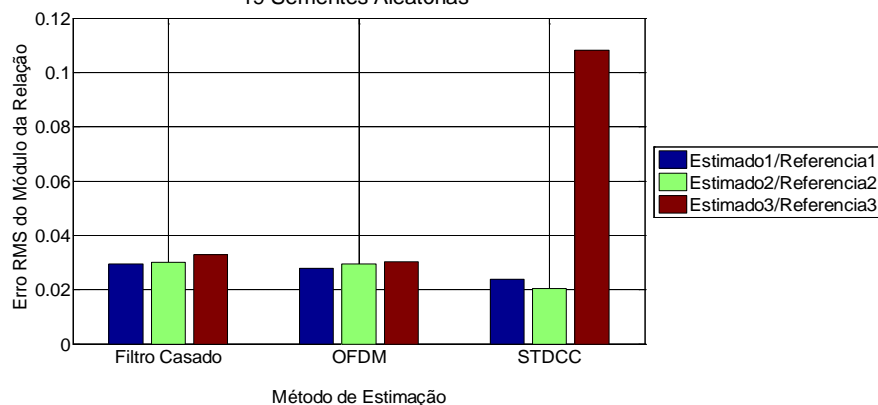


Figura A.8.64 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Módulo – 1100 segundos

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com Canal de Referência  
 Desvio Padrão do Módulo da Relação  
 Relação Eb/No: 30 dB (STDCC e FC), 27 dB (OFDM) - 1100 segundos  
 19 Sementes Aleatórias

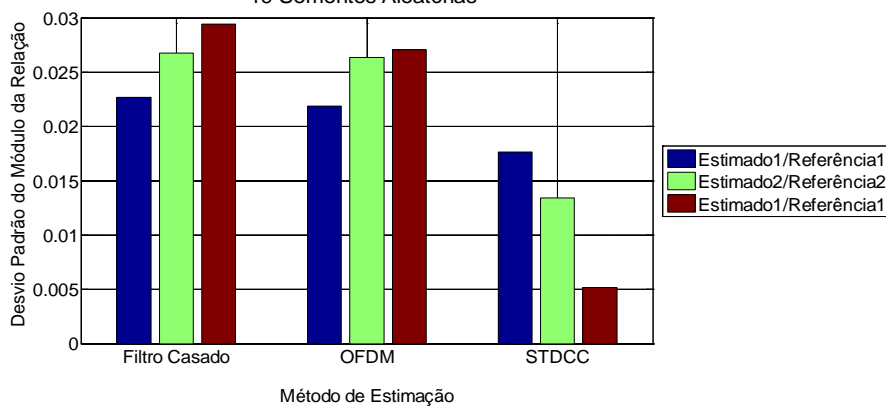


Figura A.8.65 – Desvio padrão da Relação com canal de referência – Módulo – 1100 segundos

## Resultado por método – Fase

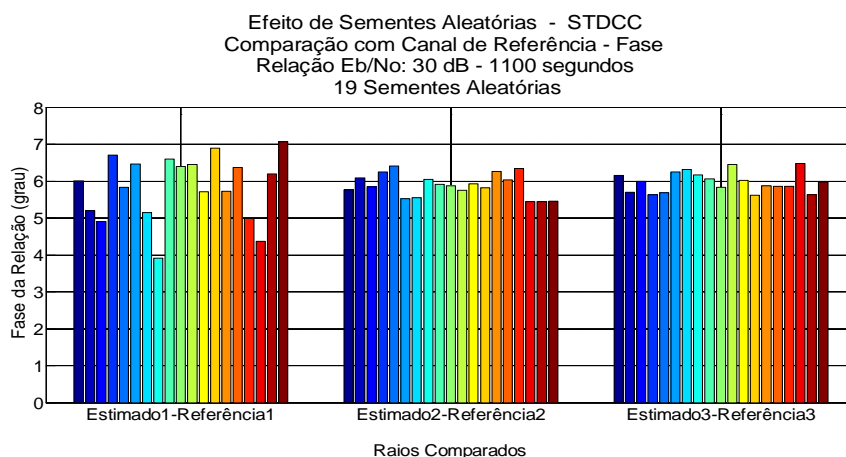


Figura A.8.66 – Relação com canal de referência – STDCC – fase – 1100 segundos

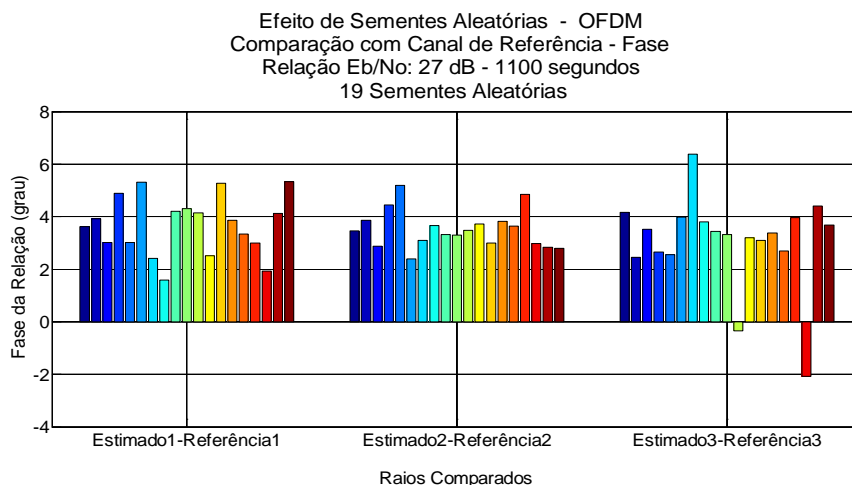


Figura A.8.67 – Relação com canal de referência – OFDM – fase – 1100 segundos

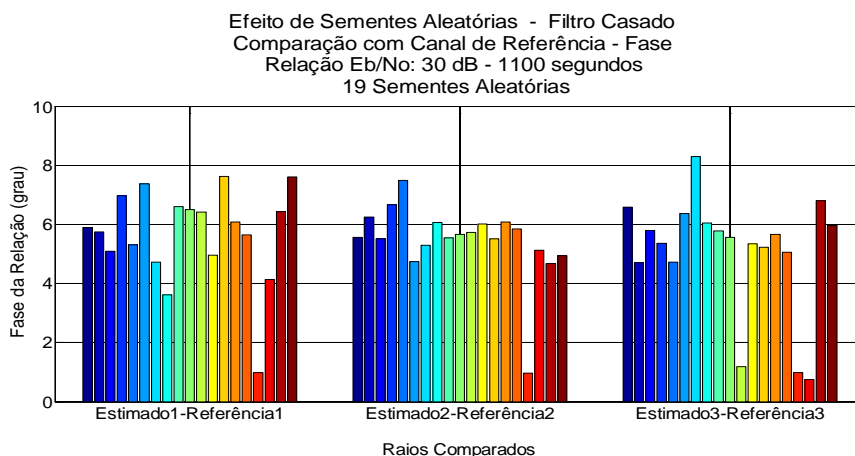


Figura A.8.68 – Relação com canal de referência — Filtro Casado - fase – 1100 segundos

## Indicadores de fase

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com Canal de Referência  
 Erro RMS da Fase da Relação  
 Relação Eb/No: 30 dB (STDCC e FC), 27 dB (OFDM) - 1100 segundos  
 19 Sementes Aleatórias

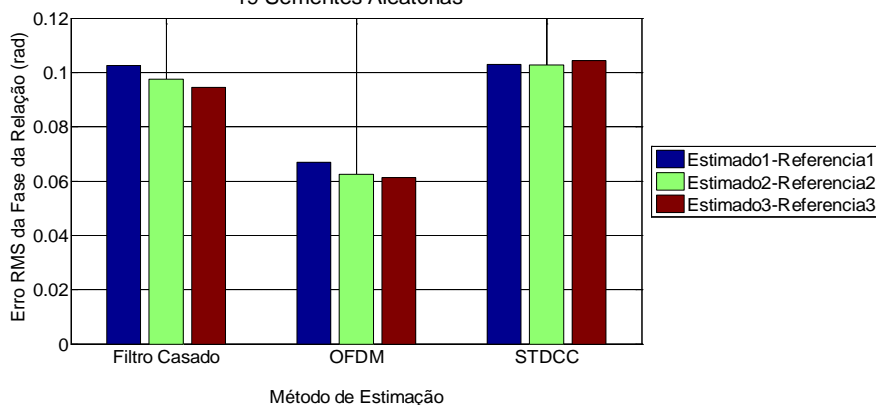


Figura A.8.70 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Fase – 1100 segundos

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com Canal de Referência  
 Desvio Padrão da Fase da Relação  
 Relação Eb/No: 30 dB (STDCC e FC), 27 dB (OFDM) - 1100 segundos  
 19 Sementes Aleatórias

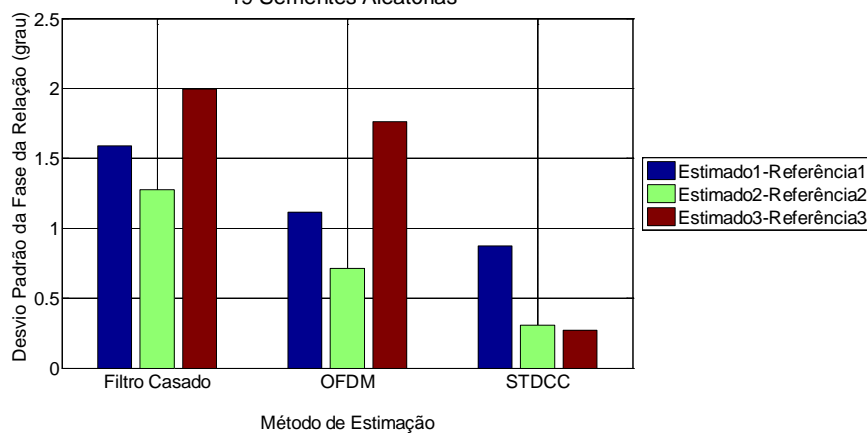


Figura A.8.71 – Desvio padrão da Relação com canal de referência – Fase – 1100 segundos



### A.8.2.1.2

Relação  $E_b/N_0$ : 6/3 dB

#### Resultado por método – Módulo

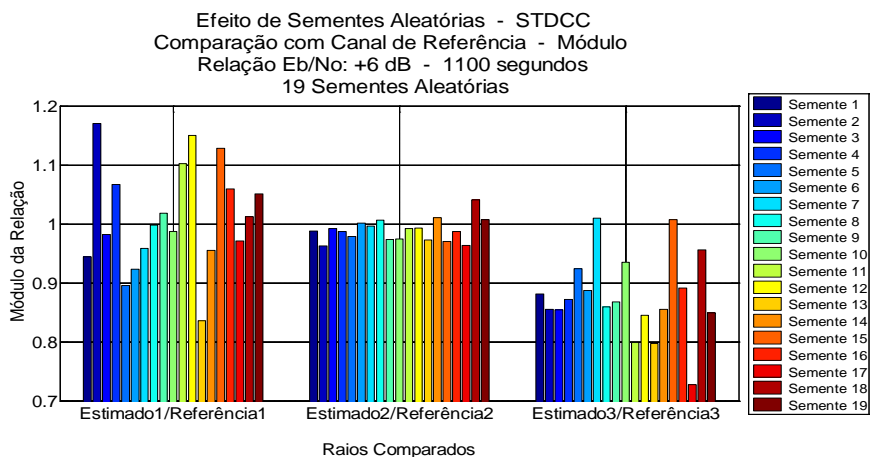


Figura A.8.72 – Relação com canal de referência – STDCC – módulo – 1100 segundos

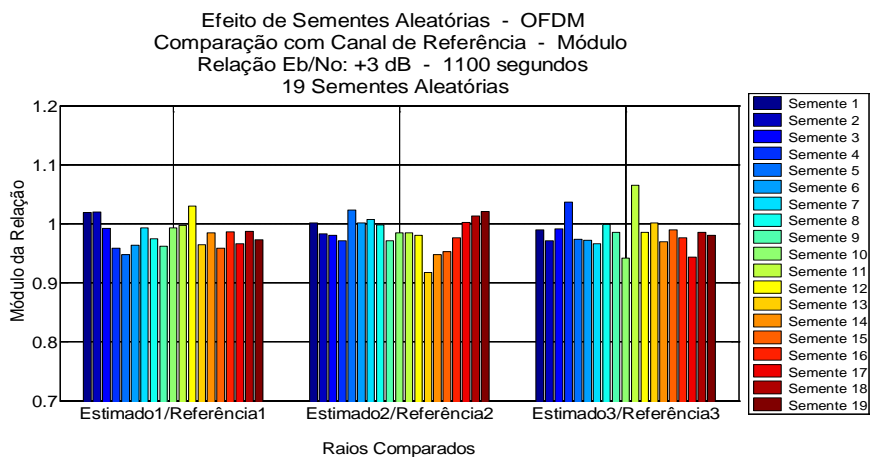


Figura A.8.73 – Relação com canal de referência – OFDM – módulo – 1100 segundos

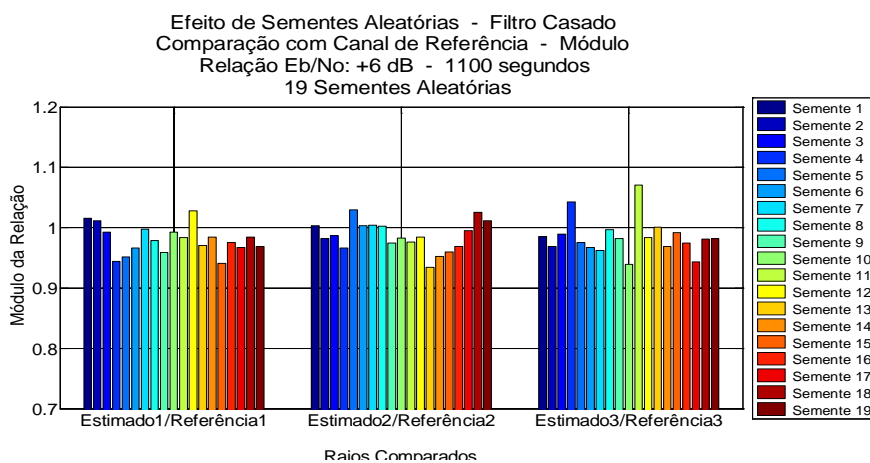


Figura A.8.74 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 1100 segundos

## Indicadores de módulo

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com o Canal de Referência  
 Erro RMS do Módulo da Relação  
 Relação Eb/No: +6 dB (STDCC e FC), +3 dB (OFDM) - 1100 segundos  
 19 Sementes Aleatórias

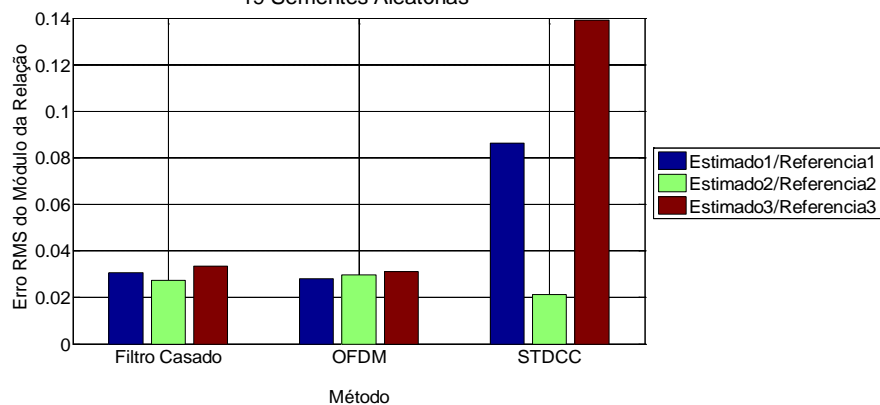


Figura A.8.75 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Módulo – 1100 segundos

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com o Canal de Referência  
 Desvio Padrão do Módulo da Relação  
 Relação Eb/No: +6 dB (STDCC e FC), +3 dB (OFDM) - 1100 segundos  
 19 Sementes Aleatórias

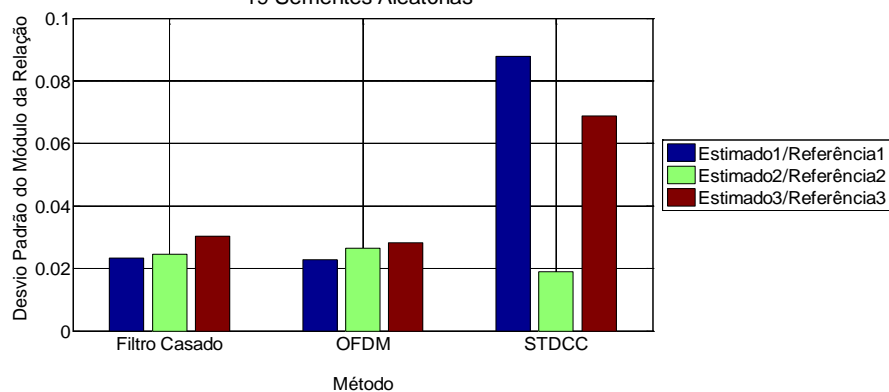


Figura A.8.76 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Módulo – 1100 segundos

## Resultado por método – Fase

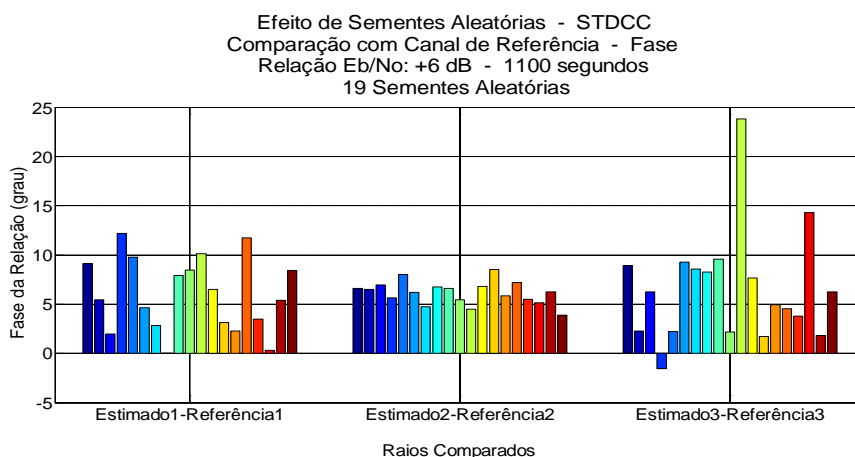


Figura A.8.77 – Relação com canal de referência – STDCC – fase – 1100 segundos

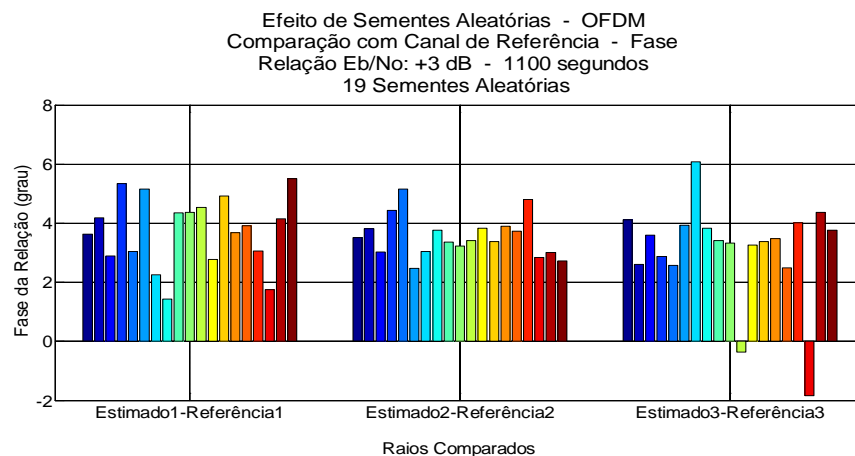


Figura A.8.78 – Relação com canal de referência – OFDM – fase – 1100 segundos

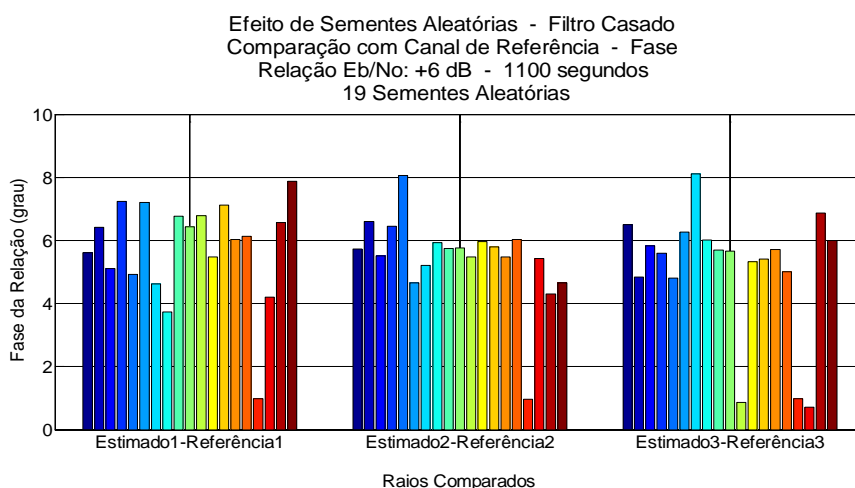


Figura A.8.79 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 1100 segundos

## Indicadores de fase

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com o Canal de Referência  
 Erro RMS da Fase da Relação  
 Relação Eb/No: +6 dB (STDCC e FC), +3 dB (OFDM) - 1100 segundos  
 19 Sementes Aleatórias

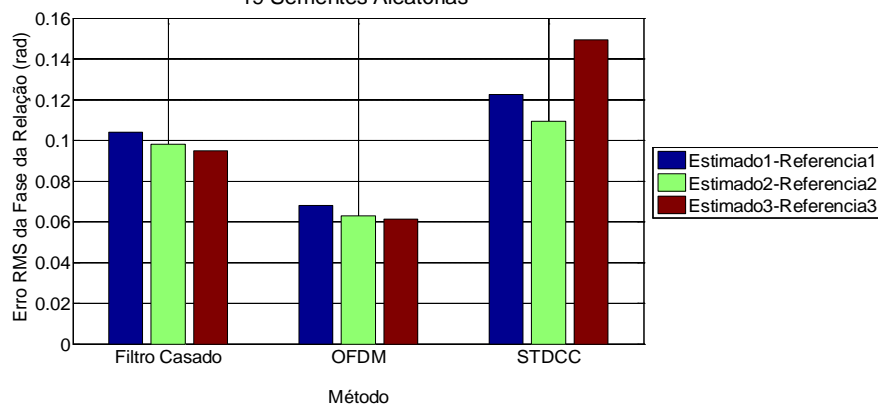


Figura A.8.80 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Fase – 1100 segundos

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com o Canal de Referência  
 Desvio Padrão da Fase da Relação  
 Relação Eb/No: +6 dB (STDCC e FC), +3 dB (OFDM) - 1100 segundos  
 19 Sementes Aleatórias

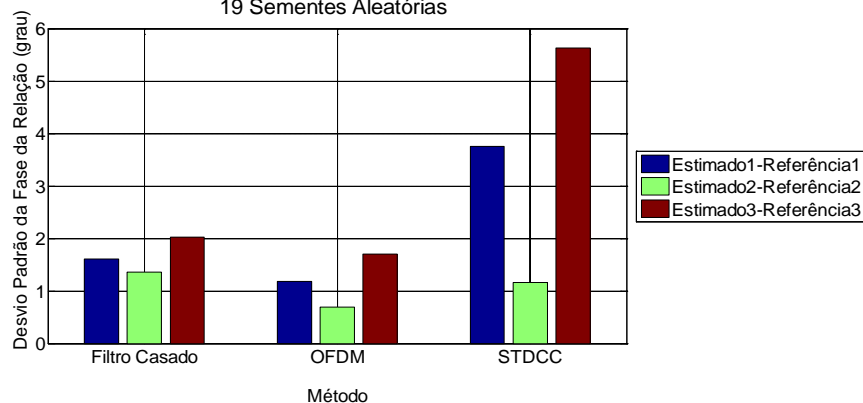


Figura A.8.81 – Desvio padrão da Relação com canal de referência – Fase – 1100 segundos

### A.8.2.2

Duração da simulação: 2100 segundos

#### A.8.2.2.1

Relação  $E_b/N_0$ : 30/27 dB

### Resultado por método – Módulo

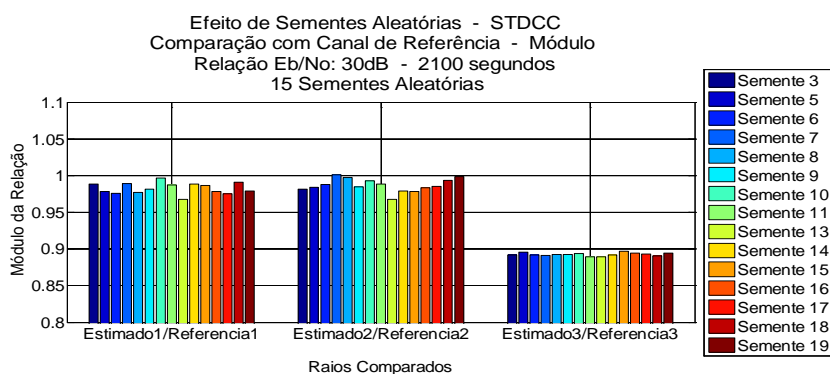


Figura A.8.82 – Relação com canal de referência – STDCC – módulo – 2100 segundos

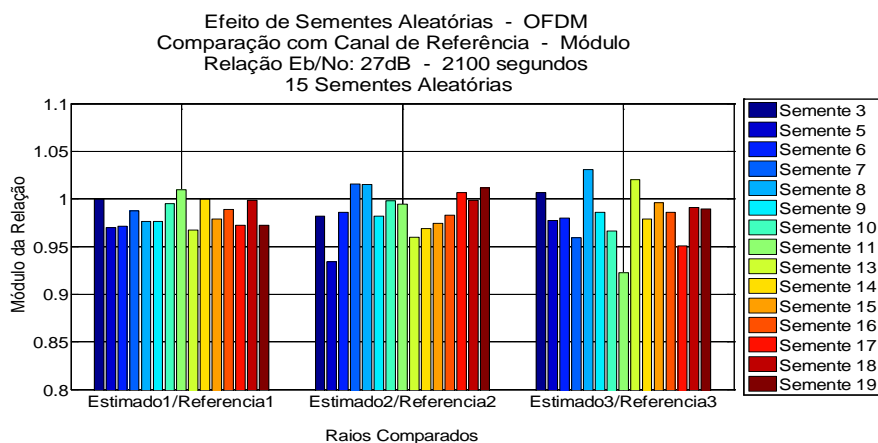


Figura A.8.82a – Relação com canal de referência – OFDM – módulo – 2100 segundos

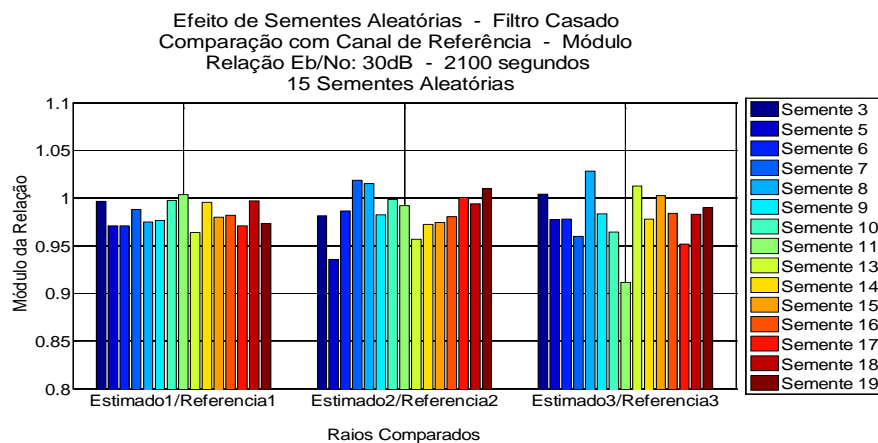


Figura A.8.83 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 2100 segundos

## Indicadores de módulo

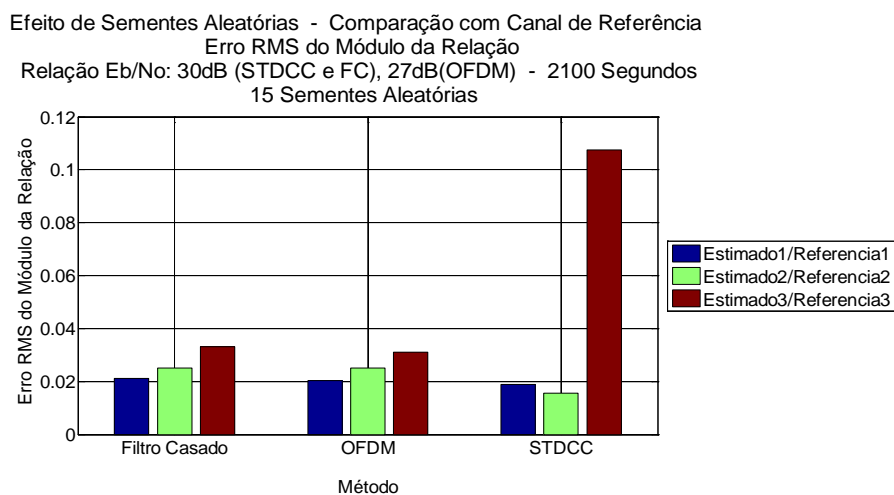


Figura A.8.84 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Módulo – 1100 segundos

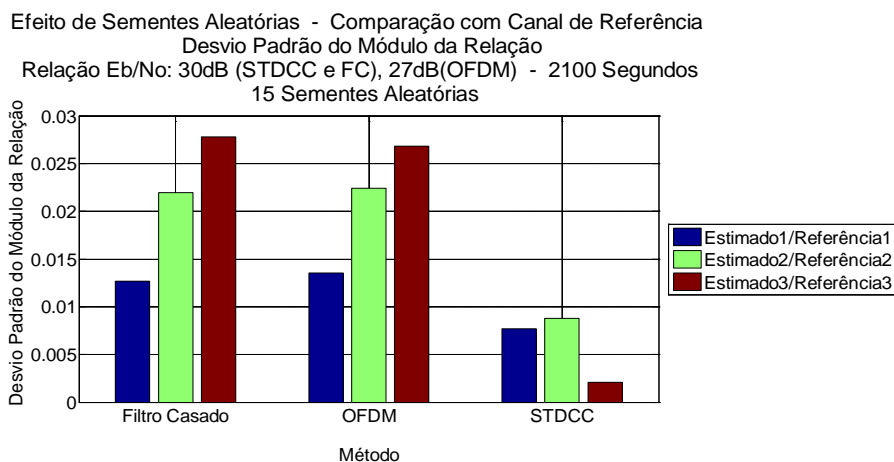


Figura A.8.85 – Desvio padrão da Relação com canal de referência – Módulo – 1100 segundos

## Resultado por método – Fase

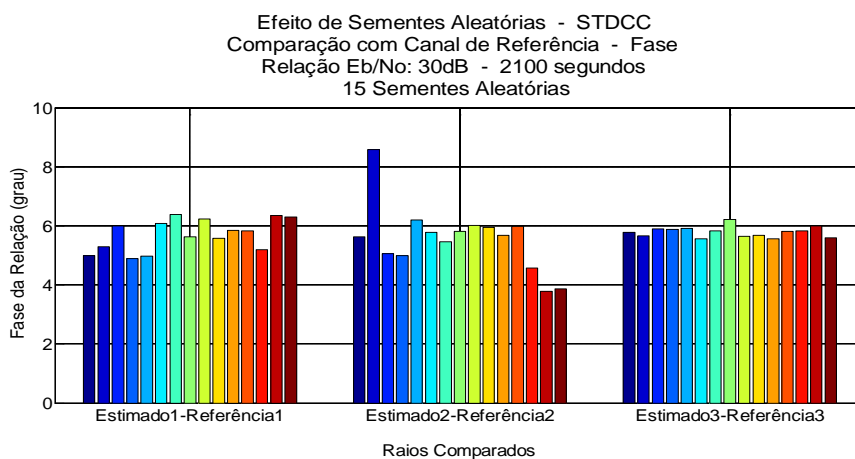


Figura A.8.86 – Relação com canal de referência – STDCC – fase – 2100 segundos

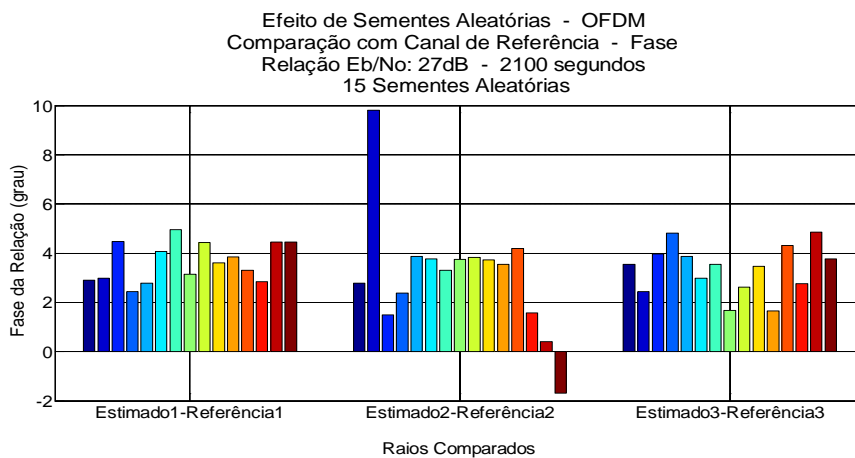


Figura A.8.87 – Relação com canal de referência – OFDM – fase – 2100 segundos

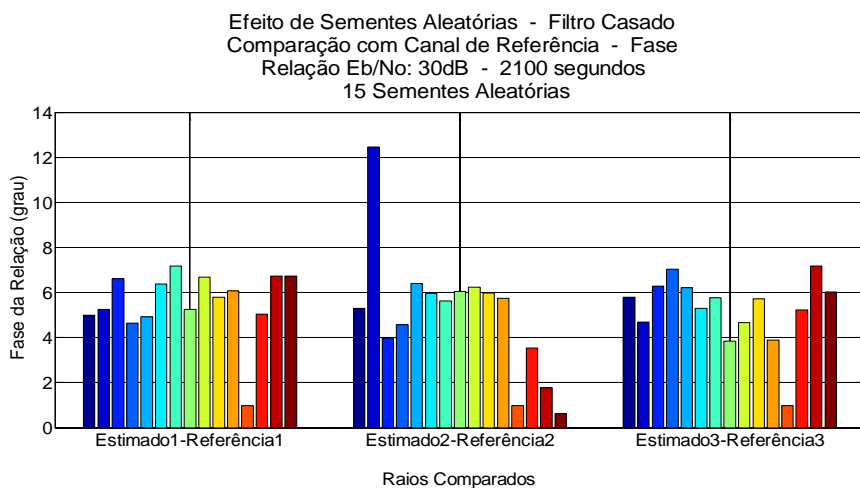


Figura A.8.88 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 2100 segundos

## Indicadores de fase

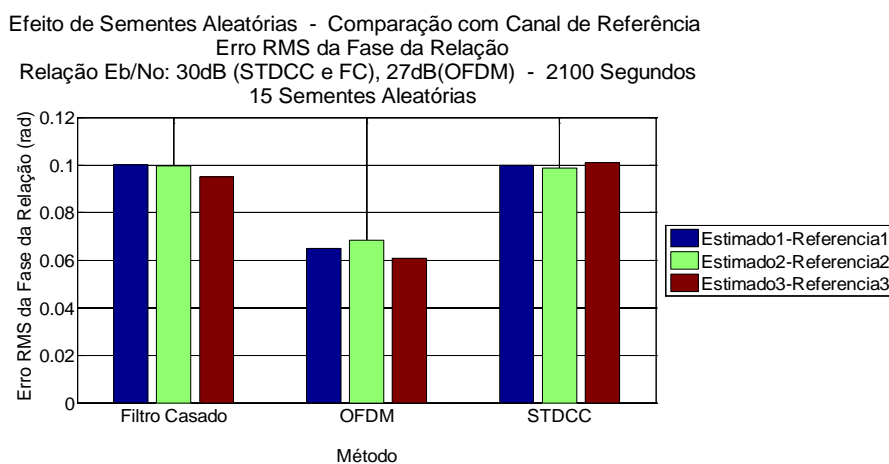


Figura A.8.89 – Erro RMS da relação com canal de referência – Fase – 2100 segundos



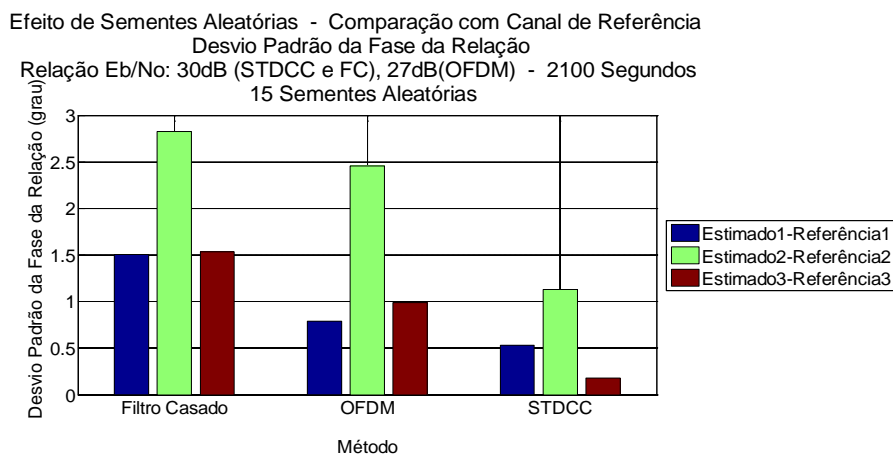


Figura A.8.90 – Erro RMS da relação com canal de referência – Fase – 2100 segundos

### A.8.2.2.2

Relação Eb/No: 6/3 dB

### Resultado por método – Módulo

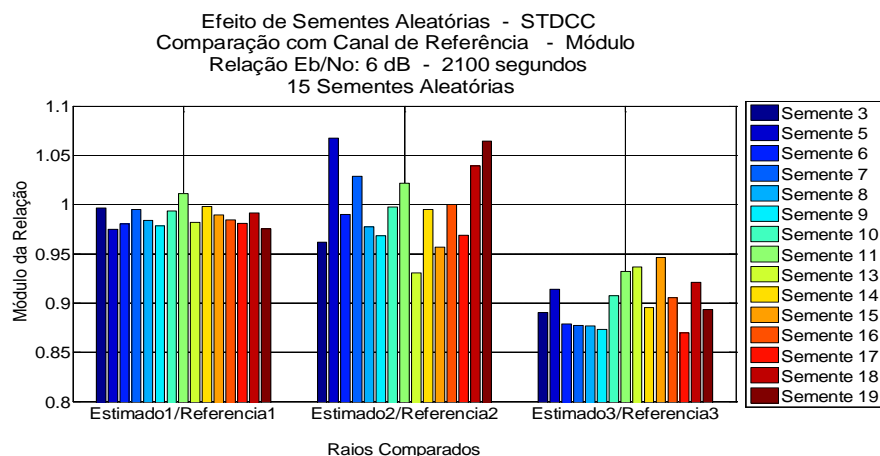


Figura A.8.91 – Relação com canal de referência – STDCC – módulo – 2100 segundos

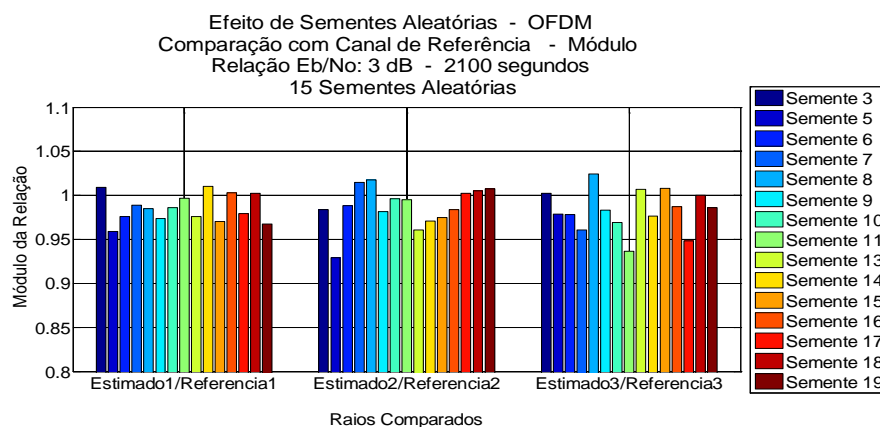


Figura A.8.92 – Relação com canal de referência – OFDM – módulo – 2100 segundos

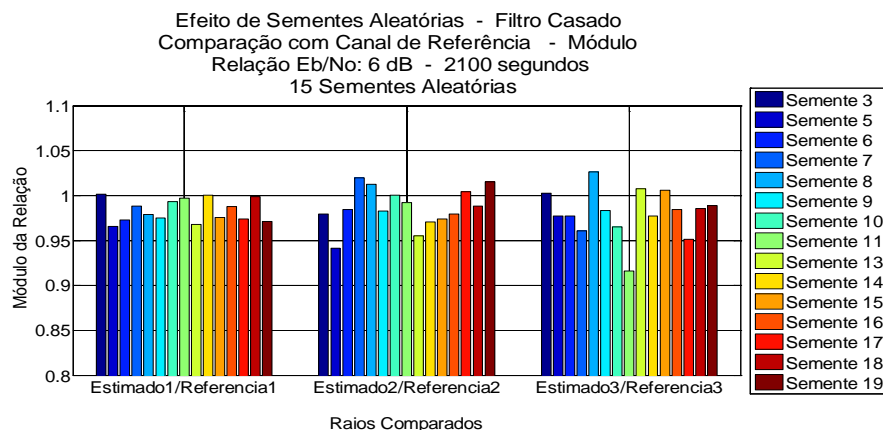


Figura A.8.93 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 2100 segundos

## Indicadores de módulo

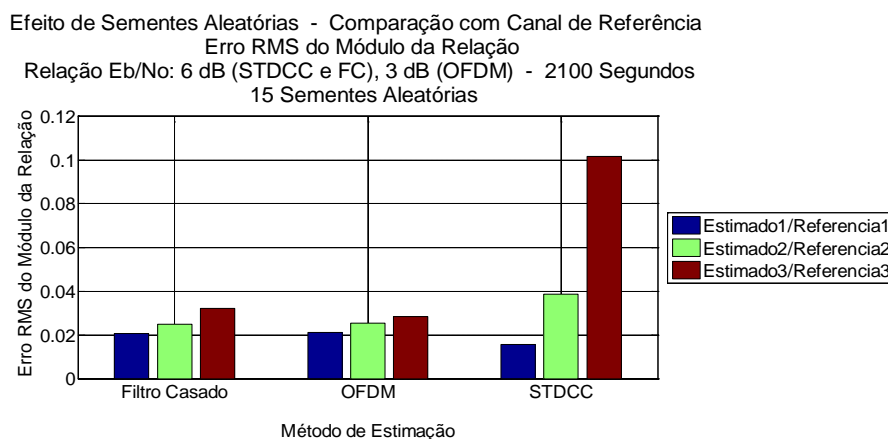


Figura A.8.94 – Erro RMS da relação com canal de referência – Módulo – 2100 segundos

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com Canal de Referência  
Desvio Padrão do Módulo da Relação  
Relação Eb/No: 6 dB (STDCC e FC), 3 dB (OFDM) - 2100 Segundos  
15 Sementes Aleatórias

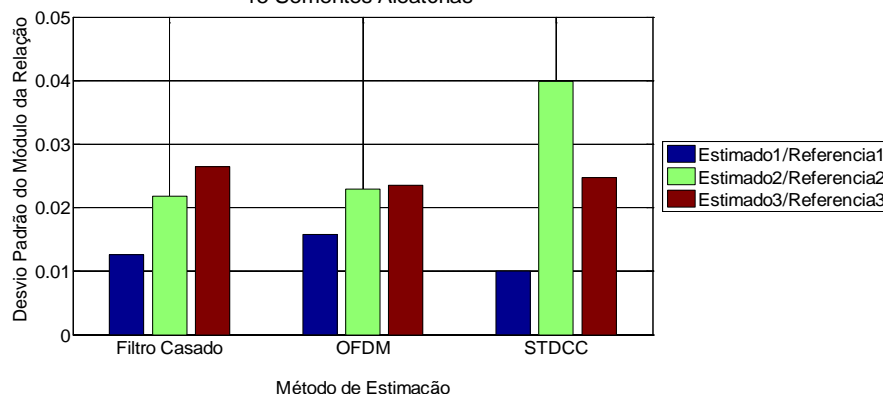


Figura A.8.95 – Desvio padrão da relação com canal de referência – Módulo – 2100 segundos

## Resultado por método – Fase

Efeito de Sementes Aleatórias - STDCC  
Comparação com Canal de Referência - Fase  
Relação Eb/No: 6 dB - 2100 segundos  
15 Sementes Aleatórias

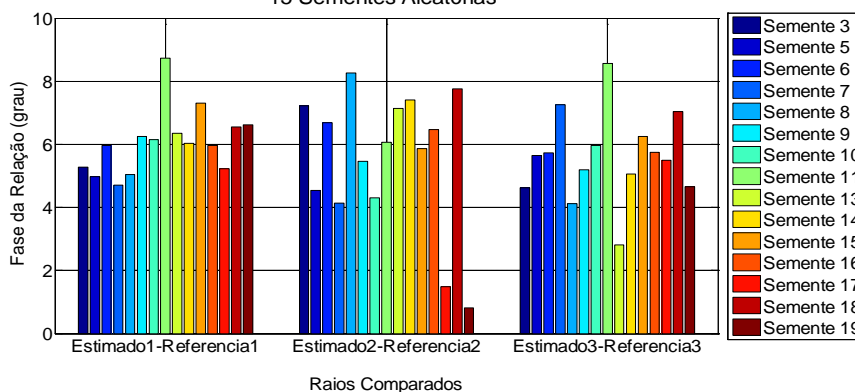


Figura A.8.96 – Relação com canal de referência – STDCC – fase – 2100 segundos

Efeito de Sementes Aleatórias - OFDM  
Comparação com Canal de Referência - Fase  
Relação Eb/No: 3 dB - 2100 segundos  
15 Sementes Aleatórias

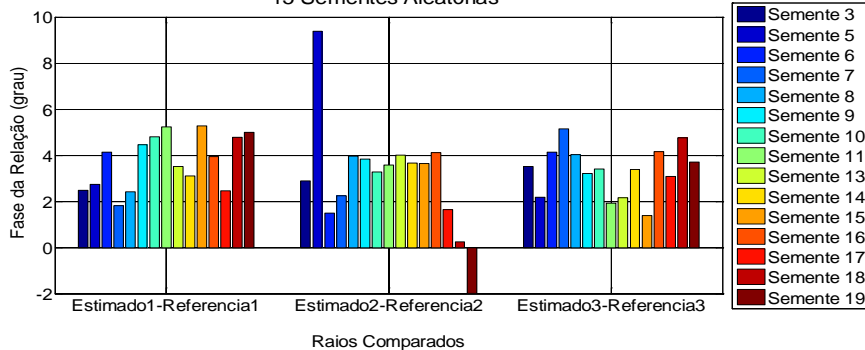


Figura A.8.97 – Relação com canal de referência – STDCC – fase – 2100 segundos

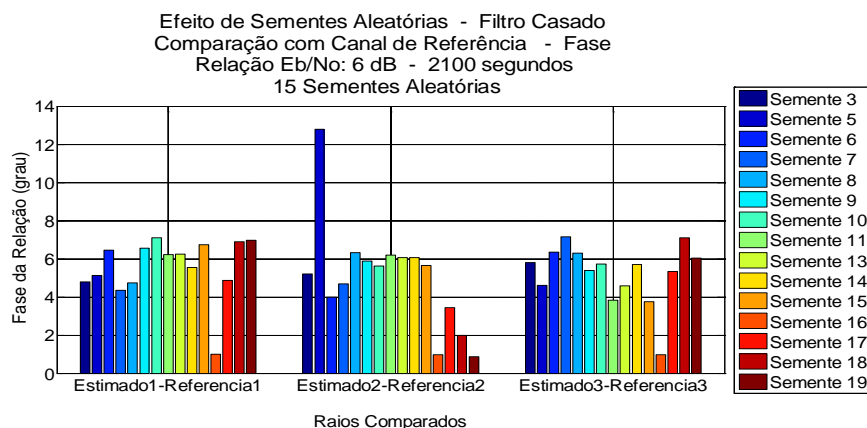


Figura A.8.98 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 2100 segundos

## Indicadores de fase

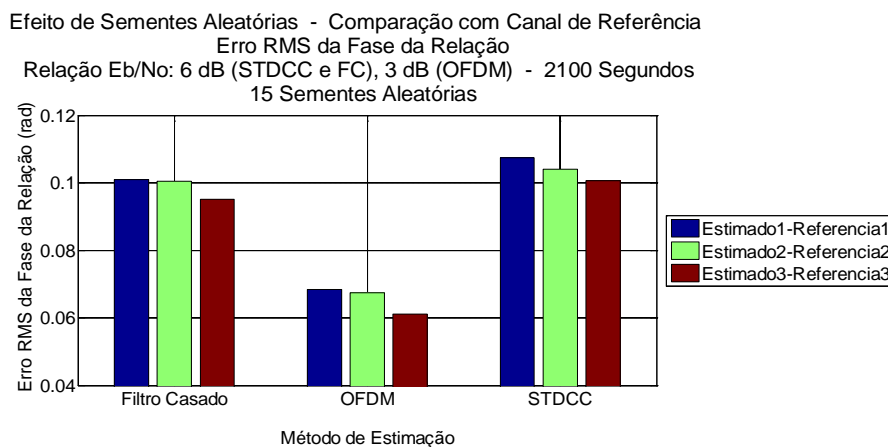


Figura A.8.99 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Fase – 2100 segundos

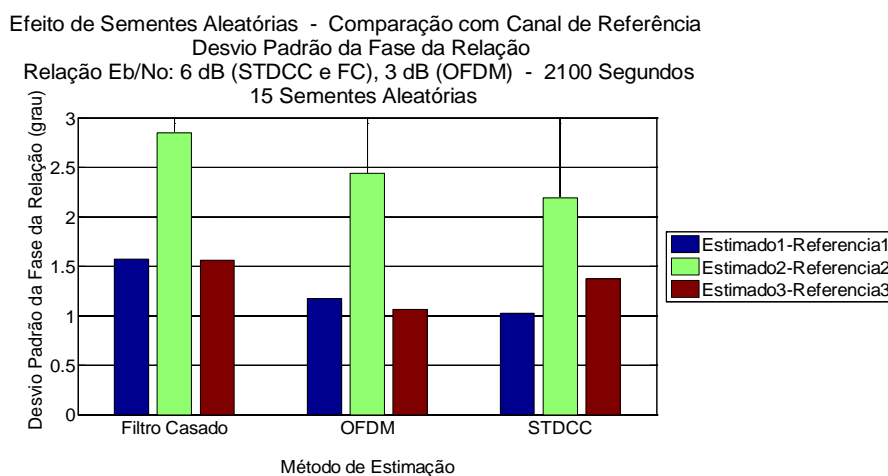


Figura A.8.100 – Desvio padrão da Relação com canal de referência – Módulo – 2100 segundos

### A.8.2.3

Duração da simulação: 3100 segundos

#### A.8.2.3.1

Relação  $E_b/N_0$ : 30/27 dB

### Resultado por método - Módulo

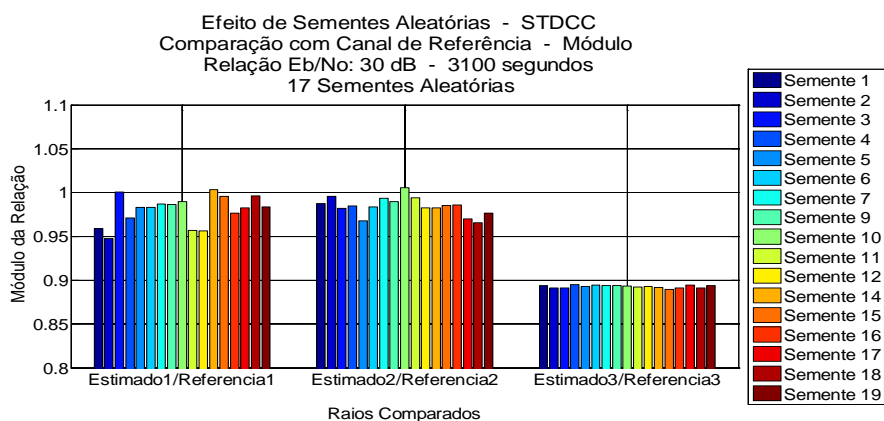


Figura A.8.101 – Relação com canal de referência – STDCC – módulo – 3100 segundos

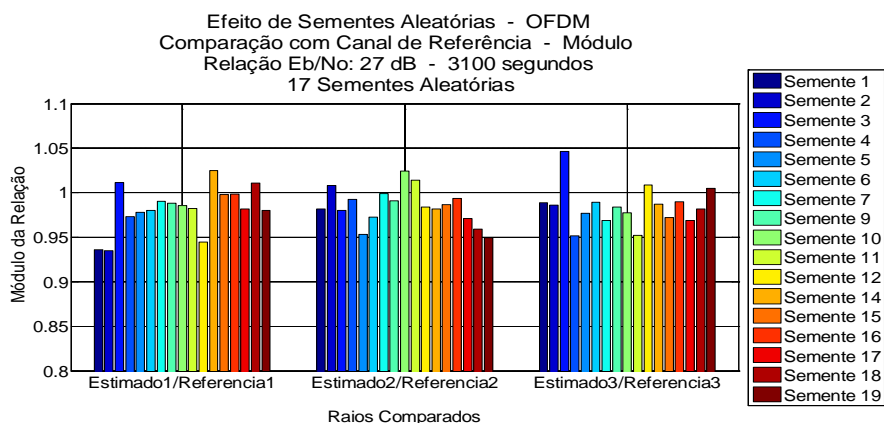


Figura A.8.102 – Relação com canal de referência – OFDM – módulo – 3100 segundos

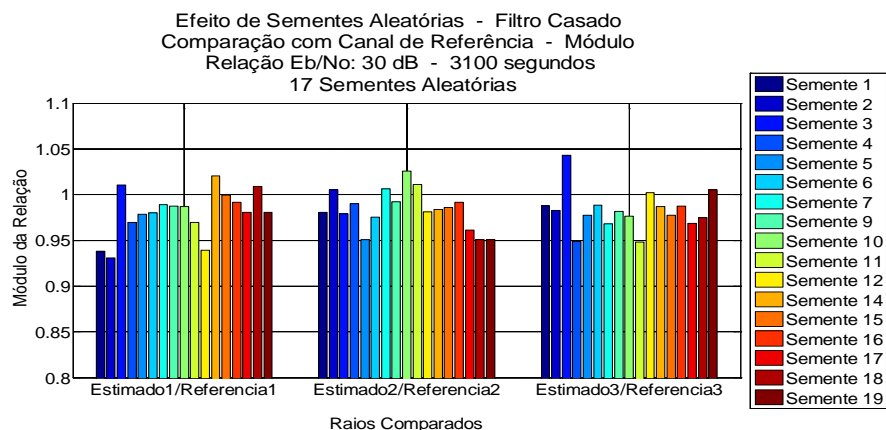


Figura A.8.103 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos

## Indicadores de módulo

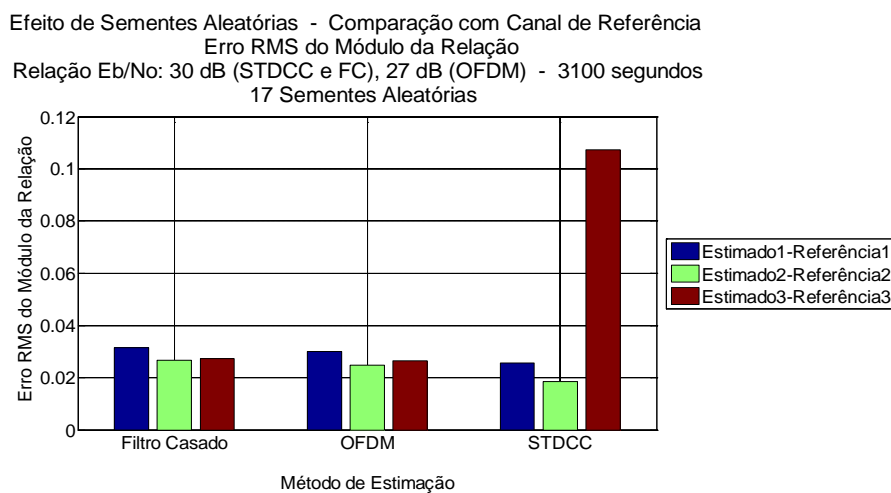


Figura A.8.104 – Erro RMS da relação com canal de referência – Módulo – 3100 segundos

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com Canal de Referência  
Desvio Padrão do Módulo da Relação  
Relação Eb/No: 30 dB (STDCC e FC), 27 dB (OFDM) - 3100 segundos  
17 Sementes Aleatórias

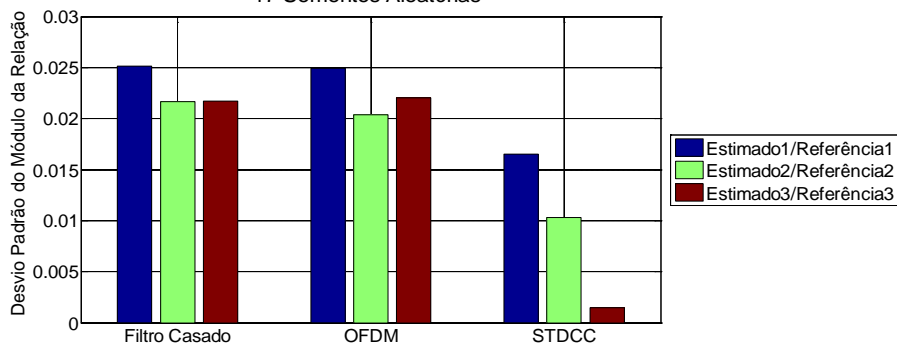


Figura A.8.105 – Desvio padrão da relação com canal de referência – Módulo – 3100 segundos

### Resultado por método – Fase

Efeito de Sementes Aleatórias - STDCC  
Comparação com Canal de Referência - Fase  
Relação Eb/No: 30 dB - 3100 segundos  
17 Sementes Aleatórias

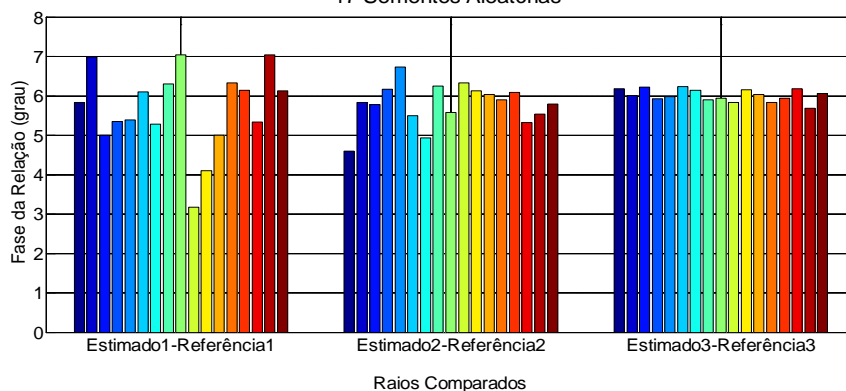


Figura A.8.106 – Relação com canal de referência – STDCC – fase – 3100 segundos

Efeito de Sementes Aleatórias - OFDM  
Comparação com Canal de Referência - Fase  
Relação Eb/No: 27 dB - 3100 segundos  
17 Sementes Aleatórias

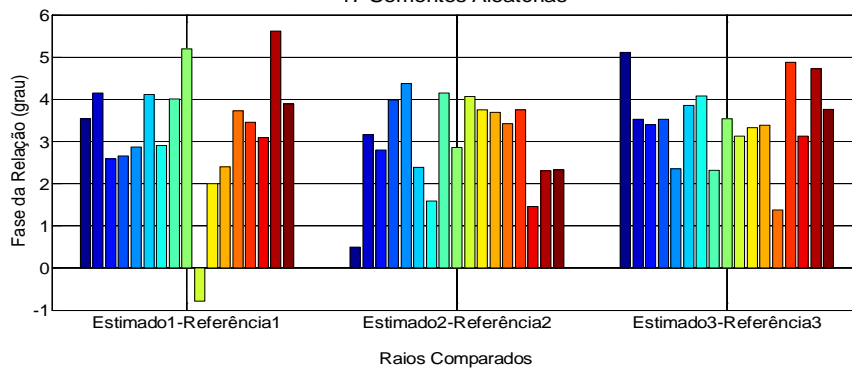


Figura A.8.107 – Relação com canal de referência – OFDM – fase – 3100 segundos

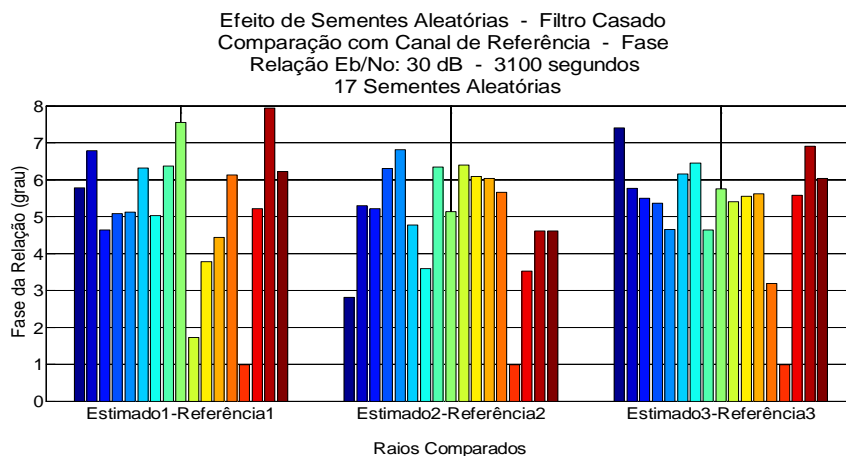


Figura A.8.108 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 3100 segundos

### Indicadores de fase

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com Canal de Referência  
 Erro RMS da Fase da Relação  
 Relação Eb/No: 30 dB (STDCC e FC), 27 dB (OFDM) - 3100 segundos  
 17 Sementes Aleatórias

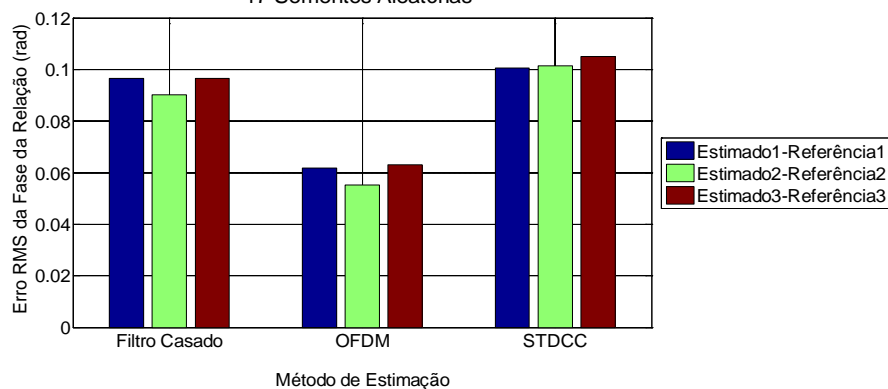


Figura A.8.109 – Erro RMS da relação com canal de referência – Fase – 3100 segundos

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com Canal de Referência  
 Desvio Padrão da Fase da Relação  
 Relação Eb/No: 30 dB (STDCC e FC), 27 dB (OFDM) - 3100 segundos  
 17 Sementes Aleatórias

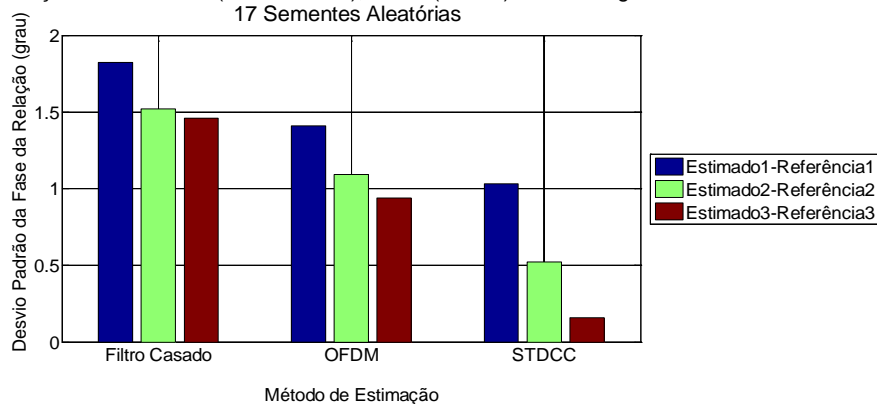


Figura A.8.110 – Desvio padrão da relação com canal de referência – Módulo – 3100 segundos



### A.8.2.3.2

Relação  $E_b/N_0$ : 6/3 dB

#### Resultado por método – Módulo

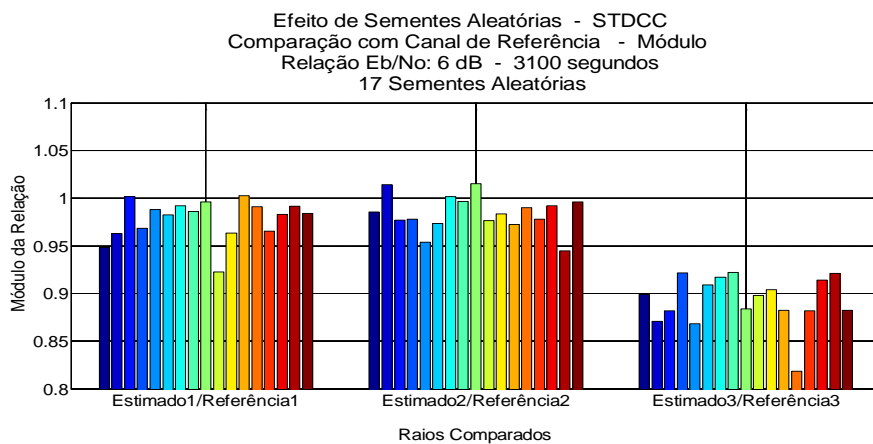


Figura A.8.111 – Relação com canal de referência – STDCC – módulo – 3100 segundos

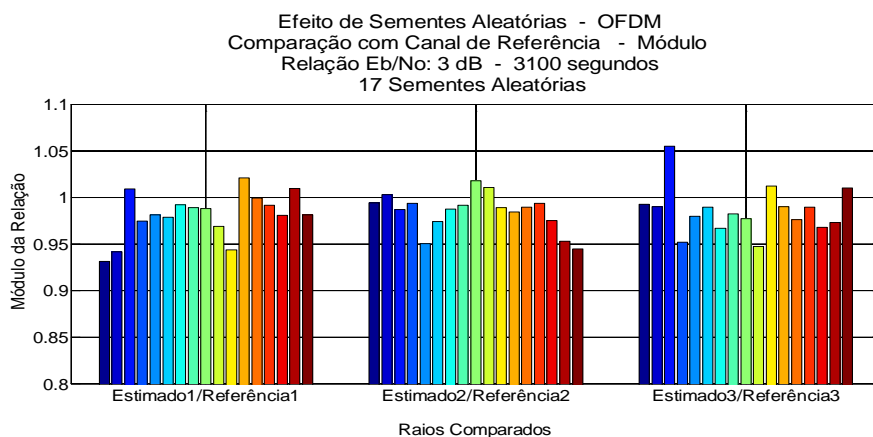


Figura A.8.112 – Relação com canal de referência – OFDM – módulo – 3100 segundos

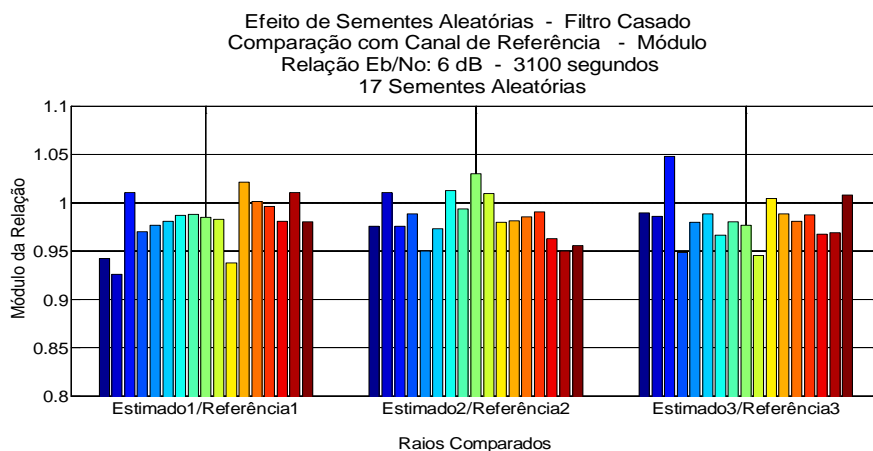


Figura A.8.113 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – módulo – 3100 segundos

## Indicadores de módulo

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com Canal de Referência  
 Erro RMS do Módulo da Relação  
 Relação Eb/No: 6 dB (STDCC e FC), 3 dB (OFDM) - 3100 segundos  
 17 Sementes Aleatórias

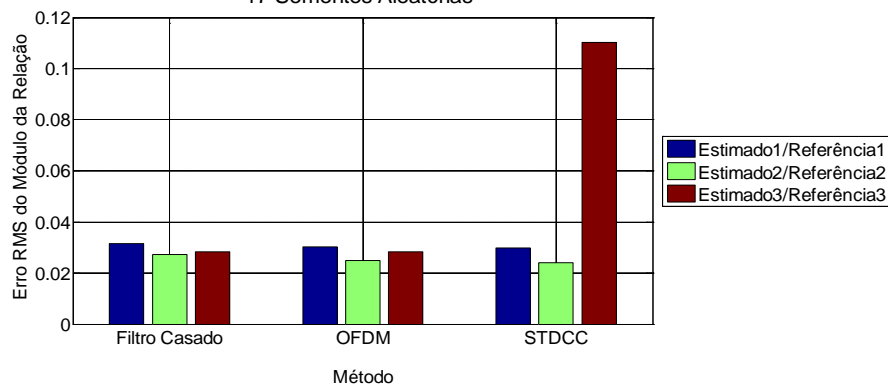


Figura A.8.114 – Erro RMS da Relação com canal de referência – Fase – 3100 segundos

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com Canal de Referência  
 Desvio Padrão do Módulo da Relação  
 Relação Eb/No: 6 dB (STDCC e FC), 3 dB (OFDM) - 3100 segundos  
 17 Sementes Aleatórias

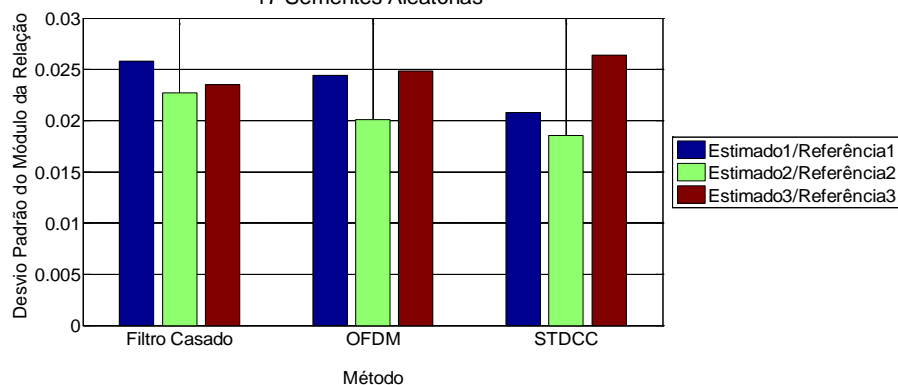


Figura A.8.115 – Desvio padrão da Relação com canal de referência – Módulo – 3100 segundos

## Resultado por método – Fase

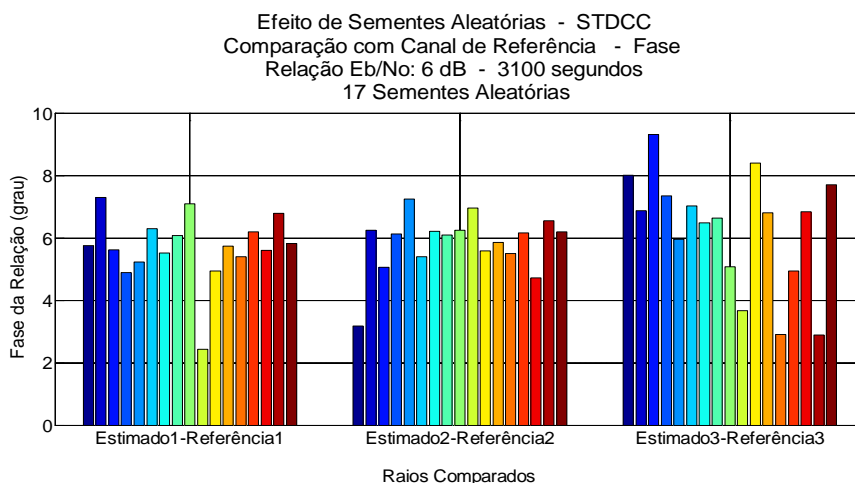


Figura A.8.116 – Relação com canal de referência – STDCC – fase – 3100 segundos

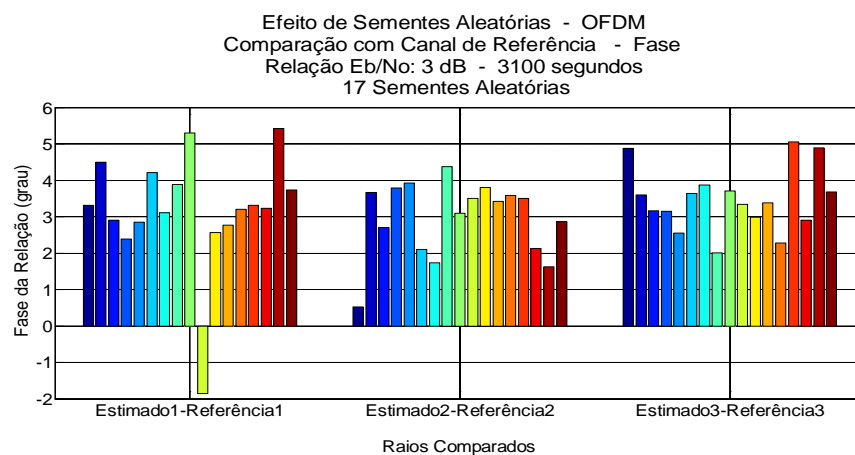


Figura A.8.117 – Relação com canal de referência – OFDM – fase – 3100 segundos

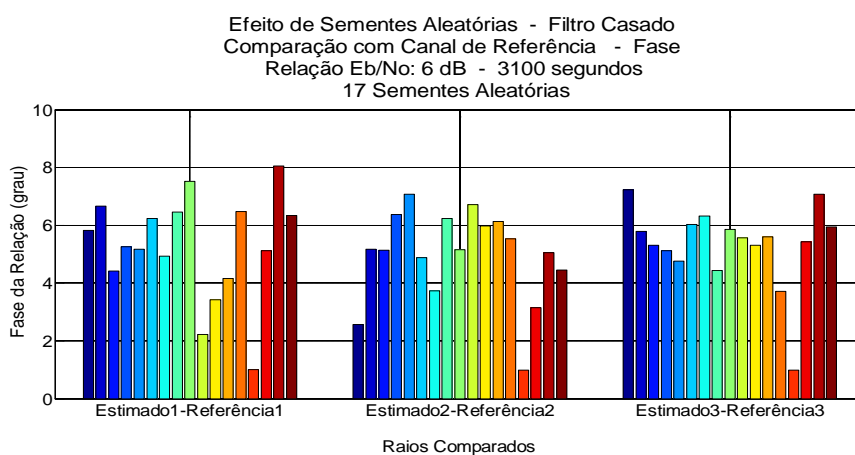


Figura A.8.118 – Relação com canal de referência – Filtro Casado – fase – 3100 segundos

## Indicadores de fase

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com Canal de Referência  
 Erro RMS da Fase da Relação  
 Relação Eb/No: 6 dB (STDCC e FC), 3 dB (OFDM) - 3100 segundos  
 17 Sementes Aleatórias

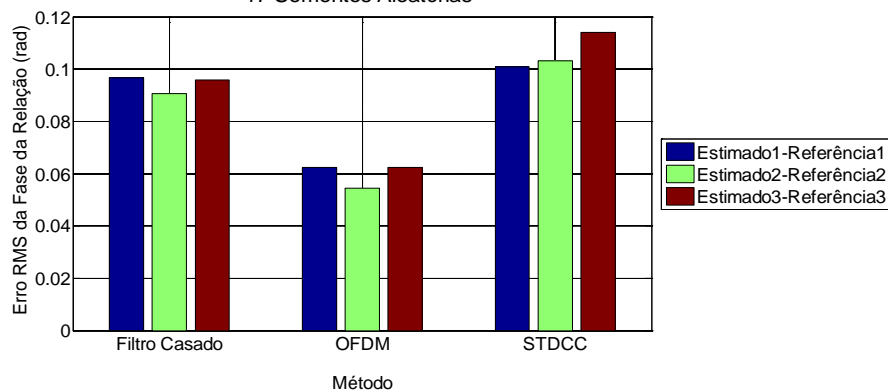


Figura A.8.119 – Erro RMS da relação com canal de referência – Fase – 3100 segundos

Efeito de Sementes Aleatórias - Comparação com Canal de Referência  
 Desvio Padrão da Fase da Relação  
 Relação Eb/No: 6 dB (STDCC e FC), 3 dB (OFDM) - 3100 segundos  
 17 Sementes Aleatórias

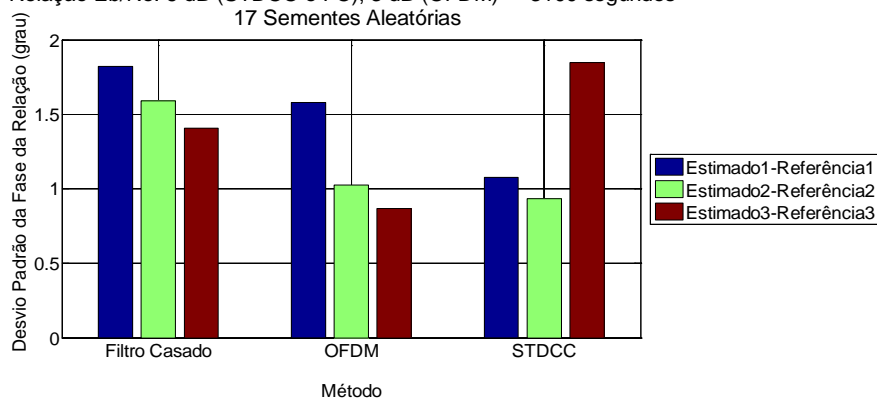


Figura A.8.120 – Desvio padrão da relação com canal de referência – Fase – 3100 segundos