

**PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**DESCONVOLUÇÃO AUTODIDATA CONCORRENTE PARA
BEAMFORMERS NÃO SUPERVISIONADOS EM ANTENAS
CONTROLADAS POR REATÂNCIA**

LEONARDO ORTOLAN

Porto Alegre, Abril de 2007

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL
FACULDADE DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**DESCONVOLUÇÃO AUTODIDATA CONCORRENTE PARA
BEAMFORMERS NÃO SUPERVISIONADOS EM ANTENAS
CONTROLADAS POR REATÂNCIA**

LEONARDO ORTOLAN

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, da Pontifícia Universidade Católica do Rio grande do Sul, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Tecnologia da Informação / Telecomunicações

ORIENTADOR: Maria Cristina Felipeto de Castro

CO-ORIENTADOR: Fernando César Comparsi de Castro

Porto Alegre, Abril de 2007

DESCONVOLUÇÃO AUTODIDATA CONCORRENTE PARA *BEAMFORMERS* NÃO SUPERVISIONADOS EM ANTENAS CONTROLADAS POR REATÂNCIA

Esta dissertação foi julgada adequada para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica e aprovada em sua forma final pelo Orientador e pela Banca Examinadora.

Orientador:

Prof. Dr. Maria Cristina Felippeto de Castro,

PUCRS

Doutor pela UNICAMP

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Paulo Roberto Girardello Franco, PUCRS

Doutor pela University of New México, U.N.M., Estados Unidos

Prof. Dr. Fernando C. C. De Castro, PUCRS

Doutor pela UNICAMP, Campinas, SP

Coordenador do PPGEE: _____

Prof. Dr. Daniel Coutinho

Porto Alegre, Abril de 2007

Aos meus pais Léo Ortolan e

Nadir Maria Ortolan

À minha irmã Silvia Ortolan

Dedico

AGRADECIMENTOS

Agradeço em primeiro lugar à Deus que me iluminou durante mais essa etapa de minha formação acadêmica. Tenho a certeza que em muitas horas ele se fez presente dando força e me mantendo firme no rumo que um dia eu escolhi.

Agradeço a todos que, direta ou indiretamente, contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho. Em especial:

À minha orientadora, Prof^a Dra. Maria Cristina Felippetto de Castro, pela oportunidade de ingressar neste programa de Pós-Graduação, pelos seus ensinamentos e confiança em mim depositada ao longo desses anos, meus sinceros agradecimentos.

Ao Prof Dr. Fernando César Comparsi de Castro, pela atenção, suporte e paciência a mim dedicados, ajuda que foi fundamental para que este trabalho fosse concluído com êxito.

À todos integrantes do Centro de Pesquisa em Tecnologias Wireless da PUCRS, companheiros de trabalho mas, acima de tudo amigos que estiveram presentes durante momentos difíceis de minha vida.

Aos meus pais, Léo e Nadir, pessoas magníficas que nunca mediram esforços para que eu pudesse estudar e sempre me incentivaram na busca de meus objetivos, pelo eterno incentivo meu eterno agradecimento.

À minha irmã Silvia, pelo amor, força e incentivo incondicionais, agradeço com muito carinho.

À minha grande amiga, Márcia Cristina Andrezza, pelo carinho, companheirismo, amizade, dedicação e amor em todo tempo que estivemos juntos, pelo eterno incentivo, meu profundo agradecimento.

RESUMO

A ESPAR (*Electronically Steerable Parasitic Array Radiator*) é uma antena adaptativa, utilizada para recepção de sinais digitais. Esta antena, diferentemente das demais antenas inteligentes, necessita de apenas um *downconverter* no elemento central ativo. Todos os outros elementos da antena são parasitas e modelam o diagrama de irradiação através do ajuste independente de reatâncias controláveis. Estas reatâncias são ajustadas por meio de um algoritmo adaptativo. O objetivo deste algoritmo é buscar um conjunto de valores para as reatâncias, tal que o diagrama de irradiação seja modelado de modo a anular sinais interferentes. Neste trabalho são propostos dois novos algoritmos baseados no Gradiente Estocástico, para controle de antenas controladas por reatâncias, tal como a ESPAR. O primeiro algoritmo aplica o princípio de operação do Processo de Desconvolução Autodidata Concorrente (PDAC) ao algoritmo *Maximum Moment Criterion* (MMC). Já o segundo algoritmo utiliza a arquitetura original do PDAC. Esses processos avaliam não apenas a energia do sinal recebido (amplitude), mas também a fase do sinal, sem necessidade de transmissão de qualquer seqüência de treino. Os resultados obtidos demonstram que os algoritmos que utilizam a arquitetura concorrente não só resultam em um menor erro médio quadrático em relação à constelação de referência da modulação digital, como também resultam em uma melhor relação sinal-interferência.

Palavras-chaves: ESPAR. Antenas Inteligentes. *Beamformers*. Processamento Digital de Sinais. Processamento adaptativo.

ABSTRACT

The electronically steerable parasitic array radiator (ESPAR) is a smart antenna suited for low-cost user terminal applications. Beamforming is achieved by adaptively adjusting the load reactances at parasitic elements surrounding the active central element. The main goal is to establish nulls in the interfering directions of the array radiation pattern. This work presents two new blind beamformers for use with reactance domain controlled arrays, such as ESPAR antennas. The new beamformers are based on the concurrent operation of two stochastic gradient algorithms, one which minimizes a cost function that measures the received signal energy dispersion and other which minimizes the Euclidean distance between the received digital modulation symbols and the ones in the reference constellation. The first algorithm applies the principle of operation of the Concurrent Self-learning Deconvolution Process (CSDP) to the Maximum Moment Criterion (MMC) algorithm. The second algorithm uses the original architecture of the CSDP, which relies upon the Constant Modulus Algorithm (CMA). These two approaches not only evaluate the energy of the received signal, but also the signal phase, needing no transmission of any training sequence. The results show that these two concurrent approaches result not only in a smaller mean square error (MSE) in relation to the reference constellation of the digital modulation but also result in a better signal to interference ratio.

Keywords: ESPAR, smart antennas, Beamformers, Digital Signal Processing, Adaptive Process.

LISTA DE FIGURAS

<i>Figura 2. 1: Dipolo curto referenciado a um sistema de coordenadas esféricas (r, θ, ϕ).....</i>	17
<i>Figura 2. 2: Componentes de campo de um dipolo ideal</i>	23
<i>Figura 2. 3: Padrão de irradiação tri-dimensional do dipolo curto</i>	23
<i>Figura 3. 1: PLL (phase-lock loop) array.....</i>	25
<i>Figura 3. 2: Array adaptativo genérico</i>	26
<i>Figura 3. 3: Filtro Adaptativo Temporal</i>	27
<i>Figura 4. 1: Arquitetura do array de uma ESPAR.</i>	29
<i>Figura 4. 2: Detalhe construtivo da ESPAR mostrada na Figura 4.1.....</i>	29
<i>Figura 4. 3: Antena ESPAR</i>	30
<i>Figura 4. 4: Arquitetura do array da ESPAR adotada neste trabalho.</i>	31
<i>Figura 4. 5: AI receptora genérica constituída por um array de M dipolos simétricos de comprimento ℓ, estando o m-ésimo dipolo localizado em (x_m, y_m, z_m).</i>	32
<i>Figura 4. 6: Representação do acomplamento entre duas antenas.....</i>	37
<i>Figura 5. 1: Espalhador eletromagnético cilíndrico alinhado com o eixo z.</i>	39
<i>Figura 5. 2: Modelos equivalentes para um EE cilíndrico com $a \ll \lambda$, sendo λ o comprimento de onda. (a) EE com densidade de corrente de superfície equivalente J_s observado de um ponto na superfície do EE. (b) EE com densidade de corrente de superfície equivalente J_s observado do eixo do cilindro. (c) linha de corrente filamentar equivalente à situação mostrada em (b). (d) representação alternativa e equivalente à situação mostrada em (c). ...</i>	42
<i>Figura 5. 3: Aproximação “em escada” da distribuição de corrente no EE.</i>	46
<i>Figura 5. 4: Modelo da fonte de excitação delta gap.</i>	51
<i>Figura 5. 5: Modelo da fonte de excitação frill.</i>	51
<i>Figura 5. 6: Campo elétrico tangencial total normalizado $E_{\tan} = E_{\tan}^i + E_{\tan}^s$</i>	54
<i>Figura 5. 7: Cálculo do elemento $Z_{mn} = Z_{12}$ da matriz $[Z_{mn}]$ para o dipolo curto de comprimento 0.1λ e raio $a = 0.005\lambda$ do exemplo em questão. $F_2(z')$ é a função de expansão da corrente e $F_1(z)$ é a função de teste. No caso, uma vez que estamos utilizando o Método de Galerkin com função pulso retangular, $F_2(z')$ é dada por (5.17) e $F_1(z)$ é dada por (5.38). $K(z, z')$ é obtida da comparação de (.13) com (5.1). $R(z, z')$ é dado por (5.8) com $x = x'$ e $y = y'$.</i>	57
<i>Figura 5.8: Curvas mostrando a convergência da impedância de entrada $Z_A = R_A + jX_A$ para o Método de Galerkin com função pulso retangular a medida em que o número N de elementos finitos (segmentos) é aumentado. Para cada gráfico são mostradas duas curvas: uma para fonte delta gap e outra para fonte frill. O EE é um dipolo de comprimento $L = 0.47\lambda$ e raio $a = 0.005\lambda$.</i>	59
<i>Figura 6. 1: Diagrama do Equalizador Concorrente.</i>	60

<i>Figura 8. 1: Gráficos das Constelações: 16-QAM e 64-QAM, com SNR= 35dB.....</i>	<i>75</i>
<i>Figura 8. 2: Gráficos da Constelação 16-QAM, com SNR= 35dB, nos cenários de operação dos casos I, II e III.....</i>	<i>75</i>
<i>Figura 8. 3: Gráficos da Constelação 64-QAM, com SNR= 35dB, no cenário de operação do caso IV.....</i>	<i>76</i>
<i>Figura 8. 4: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso I, SNR = 35dB.....</i>	<i>77</i>
<i>Figura 8. 5: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso II, SNR = 35dB.....</i>	<i>78</i>
<i>Figura 8. 6: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso III, SNR = 35dB.....</i>	<i>79</i>
<i>Figura 8. 7: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso IV, SNR = 35dB.....</i>	<i>80</i>
<i>Figura A. 1: Constelação do sinal de referência sob efeito de ruído gaussiano.....</i>	<i>86</i>
<i>Figura A. 2: Constelação do sinal na saída da antena, com duas frentes de onda incidindo na mesma.....</i>	<i>87</i>
<i>Figura A. 3: Diagramas de Irradiação Caso I.....</i>	<i>88</i>
<i>Figura A. 4: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso I, SNR = 15dB.....</i>	<i>89</i>
<i>Figura A. 5: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso I, SNR = 25dB.....</i>	<i>90</i>
<i>Figura A. 6: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso I, SNR = 35dB.....</i>	<i>91</i>
<i>Figura A. 7: Diagramas de Irradiação Caso II.....</i>	<i>92</i>
<i>Figura A. 8: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso II, SNR = 15dB.....</i>	<i>93</i>
<i>Figura A. 9: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso II, SNR = 25dB.....</i>	<i>94</i>
<i>Figura A. 10: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso II, SNR = 35dB.....</i>	<i>95</i>
<i>Figura A. 11: Diagramas de Irradiação Caso III.....</i>	<i>96</i>
<i>Figura A. 12: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso III, SNR = 15dB.....</i>	<i>97</i>
<i>Figura A. 13: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso III, SNR = 25dB.....</i>	<i>98</i>
<i>Figura A. 14: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso III, SNR = 35dB.....</i>	<i>99</i>
<i>Figura A. 15: Diagramas de Irradiação Caso IV.....</i>	<i>100</i>
<i>Figura A. 16: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso IV, SNR = 15dB.....</i>	<i>101</i>
<i>Figura A. 17: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso IV, SNR = 25dB.....</i>	<i>102</i>
<i>Figura A. 18: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso IV, SNR = 35dB.....</i>	<i>103</i>
<i>Figura A. 19: Diagramas de Irradiação Caso V.....</i>	<i>104</i>

<i>Figura A. 20: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso V, SNR = 15dB.....</i>	<i>105</i>
<i>Figura A. 21: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso V, SNR = 25dB.....</i>	<i>106</i>
<i>Figura A. 22: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso V, SNR = 35dB.....</i>	<i>107</i>
<i>Figura A. 23: Diagramas de Irradiação Caso VI.....</i>	<i>108</i>
<i>Figura A. 24: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VI, SNR = 15dB.....</i>	<i>109</i>
<i>Figura A. 25: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VI, SNR = 25dB.....</i>	<i>110</i>
<i>Figura A. 26: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VI, SNR = 35dB.....</i>	<i>111</i>
<i>Figura A. 27: Constelação do sinal na saída da antena, com três frentes de onda incidindo na mesma.....</i>	<i>112</i>
<i>Figura A. 28: Diagramas de Irradiação Caso VII.....</i>	<i>113</i>
<i>Figura A. 29: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VII, SNR = 15dB.....</i>	<i>114</i>
<i>Figura A. 30: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VII, SNR = 25dB.....</i>	<i>115</i>
<i>Figura A. 31: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VII, SNR = 35dB.....</i>	<i>116</i>
<i>Figura A. 32: Diagramas de Irradiação Caso VIII.....</i>	<i>117</i>
<i>Figura A. 33: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VIII, SNR = 15dB.....</i>	<i>118</i>
<i>Figura A. 34: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VIII, SNR = 25dB.....</i>	<i>119</i>
<i>Figura A. 35: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VIII, SNR = 315dB.....</i>	<i>120</i>
<i>Figura A. 36: Diagramas de Irradiação Caso IX.....</i>	<i>121</i>
<i>Figura A. 37: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso IX, SNR = 15dB.....</i>	<i>122</i>
<i>Figura A. 38: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso IX, SNR = 25dB.....</i>	<i>123</i>
<i>Figura A. 39: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso IX, SNR = 35dB.....</i>	<i>124</i>
<i>Figura A. 40: Diagramas de Irradiação Caso X.....</i>	<i>125</i>
<i>Figura A. 41: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso X, SNR = 15dB.....</i>	<i>126</i>
<i>Figura A. 42: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso X, SNR = 25dB.....</i>	<i>127</i>
<i>Figura A. 43: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso X, SNR = 35dB.....</i>	<i>128</i>
<i>Figura A. 44: Constelação do sinal na saída da antena, com quatro frentes de onda incidindo na mesma.....</i>	<i>129</i>
<i>Figura A. 45: Diagramas de Irradiação Caso XI.....</i>	<i>130</i>
<i>Figura A. 46: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XI, SNR = 15dB.....</i>	<i>131</i>

<i>Figura A. 47: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XI, SNR = 25dB.....</i>	<i>132</i>
<i>Figura A. 48: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XI, SNR = 35dB.....</i>	<i>133</i>
<i>Figura A. 49: Diagramas de Irradiação Caso XII.....</i>	<i>134</i>
<i>Figura A. 50: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XII, SNR = 15dB</i>	<i>135</i>
<i>Figura A. 51: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XII, SNR = 25dB</i>	<i>136</i>
<i>Figura A. 52: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XII, SNR = 35dB</i>	<i>137</i>
<i>Figura A. 53: Constelação do sinal de referência sob efeito de ruído gaussiano.....</i>	<i>138</i>
<i>Figura A. 54: Constelação do sinal na saída da antena, com duas frentes de onda incidindo na mesma.....</i>	<i>138</i>
<i>Figura A. 55: Diagramas de Irradiação Caso XIII</i>	<i>139</i>
<i>Figura A. 56: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XIII, SNR = 25dB.....</i>	<i>140</i>
<i>Figura A. 57: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XIII, SNR = 35dB.....</i>	<i>141</i>
<i>Figura A. 58: Diagramas de Irradiação Caso XIV</i>	<i>142</i>
<i>Figura A. 59: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XIV, SNR = 25dB.....</i>	<i>143</i>
<i>Figura A. 60: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XIV, SNR = 35dB.....</i>	<i>144</i>
<i>Figura A. 61: Diagramas de Irradiação Caso XV.....</i>	<i>145</i>
<i>Figura A. 62: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XV, SNR = 25dB</i>	<i>146</i>
<i>Figura A. 63: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XV, SNR = 35dB</i>	<i>147</i>
<i>Figura A. 64: Diagramas de Irradiação Caso XVI</i>	<i>148</i>
<i>Figura A. 65: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XVI, SNR = 25dB.....</i>	<i>149</i>
<i>Figura A. 66: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XVI, SNR = 35dB.....</i>	<i>150</i>
<i>Figura A. 67: Diagramas de Irradiação Caso XVII.....</i>	<i>151</i>
<i>Figura A. 68: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XVII, SNR = 25dB.....</i>	<i>152</i>
<i>Figura A. 69: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XVII, SNR = 35dB.....</i>	<i>153</i>
<i>Figura A. 70: Diagramas de Irradiação Caso XVIII.....</i>	<i>154</i>
<i>Figura A. 71: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XVIII, SNR = 25dB</i>	<i>155</i>
<i>Figura A. 72: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XVIII, SNR = 35dB</i>	<i>156</i>

LISTA DE TABELAS

<i>Tabela 1: Procedimento passo a passo para execução do algoritmo Concorrente (MMC-DD e CMD-DD).....</i>	<i>72</i>
<i>Tabela 2: Características das frentes de onda que chegam na antena</i>	<i>85</i>

SUMÁRIO

1. INTRODUÇÃO	14
2. CONCEITOS BÁSICOS SOBRE ANTENAS.....	16
2.1. Dipolo curto.....	16
2.2. Padrão de irradiação	20
3. ANTENAS ADAPTATIVAS.....	25
4. A ANTENA ESPAR.....	28
4.1. Descrição física da ESPAR	28
4.2. Descrição analítica da ESPAR	30
5. MÉTODO DOS MOMENTOS.....	38
5.1. Introdução ao MoM.....	38
5.2. Equação integral de Pocklington e as equações de malha de Kirchhoff.....	44
5.3. Modelos para a Fonte de Excitação do EE.....	50
5.4. O Método dos Resíduos Ponderados.....	52
6. O EQUALIZADOR AUTODIDATA CONCORRENTE.....	60
7. DESCRIÇÃO DO ALGORITMO INTELIGENTE	66
8. RESULTADOS EXPERIMENTAIS	73
9. CONCLUSÕES.....	82
10. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	83

1. INTRODUÇÃO

No cenário de operação de um receptor digital *wireless*, a antena recebe o sinal desejado juntamente com vários sinais interferentes resultantes de outras fontes de sinal e de multipercurso. Neste contexto, o principal objetivo de uma antena inteligente (AI) é modelar adaptativamente o diagrama de irradiação de modo a reduzir o ganho nas direções dos sinais interferentes, operação que é denominada de *beamforming*.

Existem duas grandes classes de *beamformers*: os que necessitam do conhecimento de uma seqüência de treino (*beamformer* supervisionado) e os que não necessitam (*beamformer blind*). O *beamformer* descrito em [1] utiliza uma seqüência de treino para minimização da função de custo adotada, sendo, portanto, supervisionado. Diferentemente dos algoritmos *blind* usuais, como o MMC (*Maximum Moment Criterion*) [2] cuja função de custo somente considera a amplitude do sinal, o Processo de Desconvolução Autodidata Concorrente (PDAC) [3] faz o uso de uma função de custo que avalia não só a amplitude como também a fase do sinal.

A proposta deste trabalho é aplicar o princípio de operação concorrente do PDAC ao *beamformer* proposto em [1], substituindo a função de custo supervisionada original pelas arquiteturas concorrentes. São propostas duas arquiteturas para avaliar a potência do sinal recebido: a primeira utiliza a configuração original do PDAC com o CMA (*Constant Modulus Algorithm*); a segunda, utiliza o MMC proposto em [2]. Tal configuração objetiva avaliar simultaneamente, a amplitude e fase do sinal recebido na operação do *beamformer*.

A antena a ser utilizada neste trabalho é proposta por Ohira [4][5]. Denominada ESPAR (*Electronically Steerable Parasitic Array Radiator*), essa arquitetura de antena possui

um custo relativamente baixo, pois necessita de apenas um *downconverter* que é ligado ao elemento central ativo. O diagrama de irradiação dessa antena é modelado através do ajuste independente nas reatâncias de base dos elementos parasitas. A descrição detalhada deste *array* será feita posteriormente.

A fim de balizar o estudo, no sentido de aplicar os conceitos necessários para o desenvolvimento do trabalho proposto, foi feita uma revisão teórica abrangendo princípios elementares sobre antenas. Orientando o estudo para o campo dos *arrays* adaptativos, foi realizada uma breve análise sobre modelos de funcionamento dessas antenas. Ainda, no contexto de antenas adaptativas, foi desenvolvido um estudo sobre a arquitetura da antena ESPAR, *array* escolhido para o *beamformer* proposto neste trabalho, no intuito de apresentar suas principais características e princípios de funcionamento. Houve necessidade, ainda, de estudo das técnicas não supervisionadas de minimização da função de custo, além de técnicas de modelamento eletromagnético de antenas (Método dos Momentos).

2. CONCEITOS BÁSICOS SOBRE ANTENAS

Antena é o elemento de um sistema *wireless* cuja finalidade é transferir a energia de um circuito para o espaço e vice-versa. A performance operacional de uma antena é definida em função de alguns parâmetros e propriedades fundamentais que estudaremos na seção 2.1 mediante o estudo de dipolos curtos. Um dipolo curto é o irradiador mais elementar concebível, mas o seu estudo permite inferirmos o comportamento de antenas mais complexas, na medida em que qualquer antena pode ser decomposta em uma infinidade de irradiadores elementares do tipo de um dipolo curto [12].

2.1. Dipolo curto

A fim de reduzir a complexidade matemática no estudo das propriedades eletromagnéticas da estrutura e geometria de uma antena, faremos a análise do chamado dipolo curto. Qualquer geometria de antena pode ser decomposta em uma infinidade de elementos infinitesimais ($\ell \ll \lambda$), onde ℓ é o tamanho do dipolo [13], cada elemento infinitesimal sendo um dipolo curto.

A figura 2.1 mostra um dipolo curto simetricamente posicionado na origem do sistema de coordenadas e orientado ao longo do eixo z . Dado a simetria geométrica de um dipolo, é conveniente analisar o dipolo curto referenciado a um sistema de Coordenadas Esféricas (r, θ, ϕ) [12].

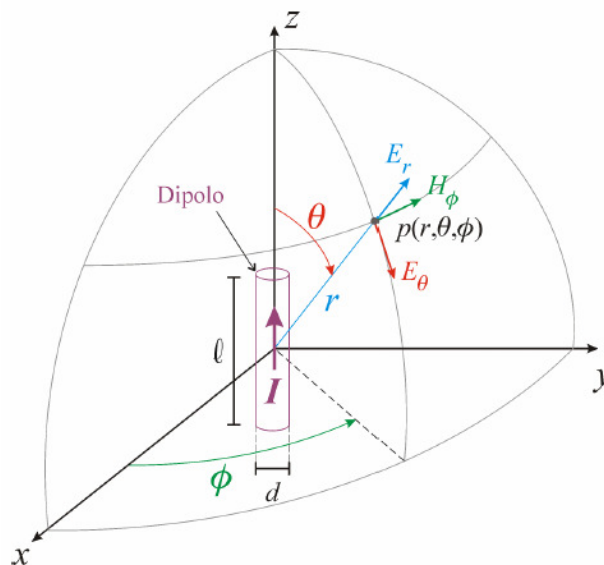


Figura 2. 1: Dipolo curto referenciado a um sistema de coordenadas esféricas (r, θ, ϕ) .

Assumiremos que o dipolo curto é parte de uma antena linear arbitrariamente maior, alimentada por uma linha de transmissão excitada por um gerador de tensão senoidal $V(t) = V_0 \cos(2\pi ft)$ de modo que a variação temporal da corrente na antena linear maior e no dipolo curto é da forma $I = I(t) = I_0 \cos(2\pi ft + \varphi)$, onde I_0 é o valor instantâneo máximo da corrente [12].

Sob o ponto de vista da geração do campo magnético \underline{H} , a partir de uma corrente elétrica, o comprimento $\ell \ll \lambda$ do dipolo curto permite que a distribuição espacial de corrente seja considerada aproximadamente constante e de valor I ao longo do comprimento ℓ , variando no tempo de acordo com $I = I(t) = I_0 \cos(2\pi ft + \varphi)$.

Sob o ponto de vista da geração do campo elétrico \underline{E} , a partir de uma densidade volumétrica de cargas elétricas, a variação senoidal no tempo da corrente impõe uma aceleração às cargas livres no condutor de forma a gerar uma densidade volumétrica de carga não nula que varia ao longo de ℓ [12].

Os campos \underline{E} e \underline{H} de qualquer antena real podem ser obtidos como uma composição vetorial dos campos \underline{E} e \underline{H} gerados pela infinidade de dipolos curtos que a compõe. As características e o relacionamento entre os campos $\underline{E}(r, \theta, \phi, t)$ e $\underline{H}(r, \theta, \phi, t)$ apresentam comportamento diferenciado que é função da distância r do ponto $p(r, \theta, \phi)$ ao dipolo curto. Este comportamento diferenciado depende especificamente da relação entre r e o comprimento de onda λ , definindo duas regiões básicas do processo de irradiação denominadas de Campo Próximo ($r \ll \lambda$) e Campo Distante ($r \gg \lambda$) [12].

Tomando por base as Equações de Maxwell e conceitos de teoria eletromagnética, obtém-se as relações analíticas obtidas para os campos gerados, sem nenhuma restrição quanto a distância r do ponto $p(r, \theta, \phi)$ do espaço \mathfrak{R}^3 ao dipolo curto. Dado que $\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} \approx 10^{-9}/36\pi$ F/m é a permissividade elétrica do vácuo; $\beta = 2\pi f$ é a constante de propagação de uma onda eletromagnética senoidal; $c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} = 3 \times 10^8 \left[\frac{\text{m}}{\text{s}} \right]$ é a velocidade da luz no vácuo e $\mu_0 = 1,26 \times 10^{-6} = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m é a permeabilidade magnética do vácuo, temos que [12]:

$$E_r = \frac{I_0 \ell e^{j(\alpha r - \beta r)} \cos \theta}{2\pi \epsilon_0} \left(\frac{1}{cr^2} + \frac{1}{j\omega r^3} \right) \left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right] \quad (2.1)$$

$$E_\theta = \frac{I_0 \ell e^{j(\alpha r - \beta r)} \text{sen} \theta}{4\pi \epsilon_0} \left(\frac{j\omega}{c^2 r} + \frac{1}{cr^2} + \frac{1}{j\omega r^3} \right) \left[\frac{\text{A}}{\text{m}} \right] \quad (2.2)$$

$$H_\phi = \frac{I_0 \ell e^{j(\alpha r - \beta r)} \text{sen} \theta}{4\pi} \left(\frac{j\omega}{cr} + \frac{1}{r^2} \right) \left[\frac{\text{V}}{\text{m}} \right] \quad (2.3)$$

$$E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (2.4)$$

A região de Campo Distante é a região do espaço \mathfrak{R}^3 na qual a distância r entre um irradiador e qualquer ponto $p(r, \theta, \phi)$ pertencente à região é tal que $r \gg \lambda$. Na prática, isto é quantificado através da relação $r > \frac{2D^2}{\lambda}$, onde D é a maior dimensão física do irradiador. Sendo que essa relação é válida se $r \gg D$, $r \gg \lambda$ e $D \gg \lambda$, situação que ocorre para antenas de abertura, como Refletores Parabólicos e Horns. Para o caso específico do dipolo curto, adota-se a relação $r > \lambda/2\pi$ e para antenas lineares, em geral, vale a relação $r > 10\lambda$ [13].

A partir das equações (2.1), (2.2), (2.3) e (2.4), podemos obter as relações analíticas de $\underline{E}(r, \theta, \phi, t)$ e $\underline{H}(r, \theta, \phi, t)$ na região de campo distante, para um dipolo curto [12].

$$E_r = 0 \quad (2.5)$$

$$E_\theta = \frac{I_0 \ell e^{j(\alpha - \beta r)} \text{sen} \theta}{4\pi \epsilon_0} \left(\frac{j\omega}{c^2 r} \right) = \frac{I_0 \ell e^{j\left(\alpha - \beta r + \frac{\pi}{2}\right)} \text{sen} \theta}{2\epsilon_0 c \lambda r} \left[\frac{V}{m} \right] \quad (2.6)$$

$$H_\phi = \frac{I_0 \ell e^{j(\alpha - \beta r)} \text{sen} \theta}{4\pi} \left(\frac{j\omega}{cr} \right) = \frac{I_0 \ell e^{j\left(\alpha - \beta r + \frac{\pi}{2}\right)} \text{sen} \theta}{2\lambda r} \left[\frac{A}{m} \right] \quad (2.7)$$

$$E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (2.8)$$

Considera-se uma região de campo próximo a região do espaço \mathfrak{R}^3 na qual a distância r entre um irradiador e qualquer ponto $p(r, \theta, \phi)$ pertencente à região é tal que $r \ll \lambda$. Na

prática essa relação é quantificada por $r < 0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$. Para o caso do dipolo curto e para antenas lineares em geral adota-se a relação $r < \lambda/2\pi$ [13].

A partir das equações (2.1), (2.2), (2.3) e (2.4), podemos obter as relações analíticas de $\underline{E}(r, \theta, \phi, t)$ e $\underline{H}(r, \theta, \phi, t)$ na região de campo próximo para um dipolo curto [12]

$$E_r = \frac{I_0 \ell e^{j(\alpha r - \beta r)} \cos \theta}{2\pi \epsilon_0} \left(\frac{1}{j\omega r^3} \right) = \frac{I_0 \ell e^{j\left(\alpha r - \beta r - \frac{\pi}{2}\right)} \cos \theta}{2\pi \epsilon_0} \left(\frac{1}{\omega r^3} \right) \left[\frac{V}{m} \right] \quad (2.9)$$

$$E_\theta = \frac{I_0 \ell e^{j(\alpha r - \beta r)} \text{sen} \theta}{4\pi \epsilon_0} \left(\frac{1}{j\omega r^3} \right) = \frac{I_0 \ell e^{j\left(\alpha r - \beta r - \frac{\pi}{2}\right)} \text{sen} \theta}{4\pi \epsilon_0} \left(\frac{1}{\omega r^3} \right) \left[\frac{V}{m} \right] \quad (2.10)$$

$$H_\phi = \frac{I_0 \ell e^{j(\alpha r - \beta r)} \text{sen} \theta}{4\pi} \left(\frac{1}{r^2} \right) \left[\frac{A}{m} \right] \quad (2.11)$$

$$E_\phi = H_r = H_\theta = 0 \quad (2.12)$$

2.2. Padrão de irradiação

O padrão de irradiação $F(\theta, \phi)$ de uma antena é definido como uma função matemática ou representação gráfica das propriedades de irradiação da antena em função das coordenadas espaciais. Em muitos casos, o padrão de irradiação é determinado na região de campo distante e é representado como uma função das coordenadas direcionais [12].

É conveniente normalizar a expressão de campo tal que seu valor máximo, seja unitário:

$$F(\theta, \phi) = \frac{E_\theta}{E_\theta(\max)} \quad (2.13)$$

onde $F(\theta, \phi)$ define a intensidade normalizada do campo elétrico $E_\theta(\theta, \phi)$ resultante em cada ponto da superfície esférica de raio r , em cujo centro encontra-se a antena e $E_\theta(\max)$ é o máximo valor de E_θ sobre a esfera de raio r [13].

Um elemento de corrente sobre o eixo z tem um padrão de irradiação normalizado dado por,

$$F(\theta) = \frac{E_\theta}{E_\theta(\max)} = \frac{I_0 l e^{j\left(\alpha - \beta r + \frac{\pi}{2}\right)} \text{sen} \theta}{\frac{2 \epsilon_0 c \lambda r}{I_0 l e^{j\left(\alpha - \beta r + \frac{\pi}{2}\right)}}} = \text{sen} \theta \quad (2.14)$$

sendo que não há variação de ϕ [13].

Em geral, um padrão de campo normalizado pode ser escrito como o produto

$$F(\theta, \phi) = g(\theta, \phi) f(\theta, \phi) \quad (2.15)$$

onde $g(\theta, \phi)$ é o fator elemento e $f(\theta, \phi)$ o fator padrão. O fator padrão vem da integral sobre a corrente e é estritamente devido à distribuição de corrente no espaço. Já o fator elemento é o padrão de um dipolo curto na distribuição de corrente e pode ser interpretado como a projeção do elemento corrente na direção θ [13].

O padrão de irradiação é dado em decibéis por

$$F(\theta, \phi)_{dB} = 20 \log(F(\theta, \phi)) \quad (2.16)$$

Freqüentemente, propriedades direcionais da irradiação de uma antena são dadas por outra forma de padrão de irradiação; o padrão de potência [13], dado por:

$$P(\theta, \phi) = |F(\theta, \phi)|^2 \quad (2.17)$$

e em decibéis dada por

$$P(\theta, \phi)_{dB} = 10 \log(P(\theta, \phi)) = 20 \log(|F(\theta, \phi)|) \quad (2.18)$$

Examinando o padrão de irradiação de um dipolo curto podemos entender melhor esse conceito. Os campos irradiados a partir de um dipolo ideal são mostrados na Figura 2.2 sobre a superfície de uma esfera de raio r na região de campo distante e podem ser calculados a partir de (2.6) e (2.7). A variação angular de E_θ e H_ϕ sobre a esfera é $\sin(\theta)$. Se utilizarmos uma antena como ponta de prova e a movermos sobre a superfície da esfera orientada paralelamente a E_θ , obteremos uma tensão em seus terminais proporcional a $\sin(\theta)$. O gráfico do valor normalizado desta tensão é o padrão de irradiação do dipolo curto. Note que se movermos a antena de prova paralelamente a E_θ em qualquer plano que contenha o eixo z , dito Plano-E pois contém o vetor campo elétrico, obteremos o mesmo padrão de radiação

proporcional a $\sin(\theta)$. Um plano perpendicular ao Plano-E, ou seja, o plano x-y, é chamado de Plano-H pois contém o campo magnético H_ϕ [13].

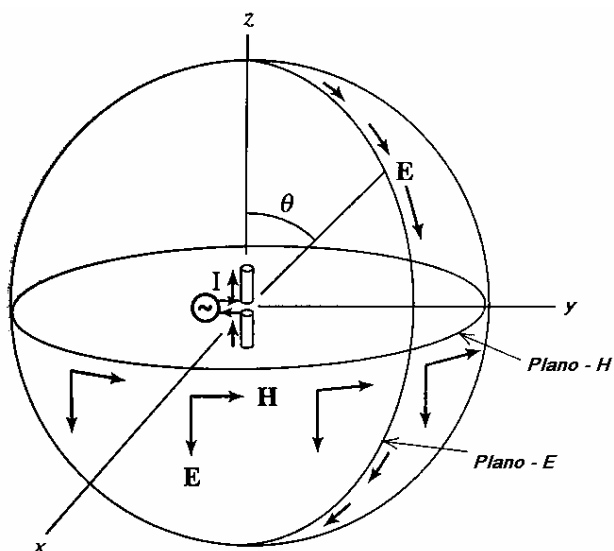


Figura 2. 2: Componentes de campo de um dipolo ideal

A Figura 2.3 nos mostra uma representação tri-dimensional do padrão de irradiação de um dipolo ideal.

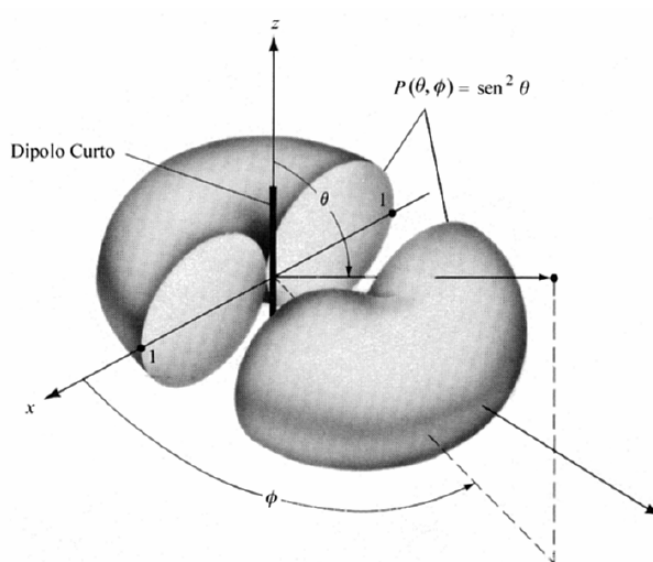


Figura 2. 3: Padrão de irradiação tri-dimensional do dipolo curto

O principal objetivo de uma antena inteligente é modelar seu padrão de irradiação de forma a atender a necessidade do sistema em que ela estiver sendo utilizada. Na seção 3, será feito um estudo mais detalhado sobre esse tipo de antena.

3. ANTENAS ADAPTATIVAS

Uma antena adaptativa é uma antena capaz de controlar seu padrão de irradiação através de um sistema realimentado. Algumas antenas adaptativas são capazes de controlar inclusive sua resposta em frequência. Essas antenas são formadas a partir de *arrays* pelo fato destes terem seu padrão de irradiação facilmente controlado pelo ajuste da amplitude e fase dos sinais oriundos de cada um dos elementos antes de serem combinados [14].

Em sistemas de comunicação, antenas adaptativas são bastante utilizadas quando o ângulo de chegada do sinal desejado é desconhecido. O *array* adaptativo é capaz de alterar seu padrão de irradiação automaticamente em função desse sinal [14].

Em 1956, Altman e Sichak propuseram o uso de um PLL (*phase-lock loop*), Figura 3.1, para combinar os sinais oriundos de diversas antenas. Este sistema operava pelo alinhamento da fase do sinal recebido de cada elemento com o sinal de referência, antes de combinar os sinais para obter a saída do *array* [14].

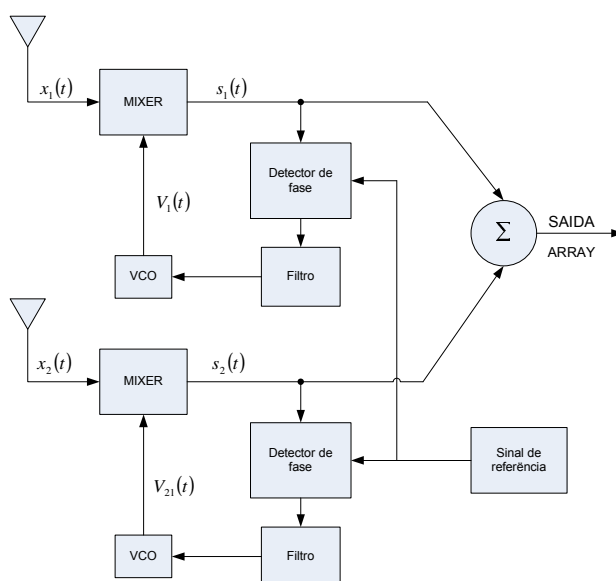


Figura 3. 1: PLL (*phase-lock loop*) array

Mas este tipo de *array* é bastante vulnerável à interferência e *jamming* o que fez com que novos tipos de *array* fossem adotados, tais como o LMS e o Applebaum [14]. Estes *arrays* não só detectam o sinal desejado e aumentam a SNR na saída, como também são capazes de formar nulos. O sinal de cada elemento é ajustado tanto em amplitude como em fase, conforme podemos ver na Figura 3.2, sendo que esses ajustes são feitos através de um algoritmo adaptativo de otimização [14].

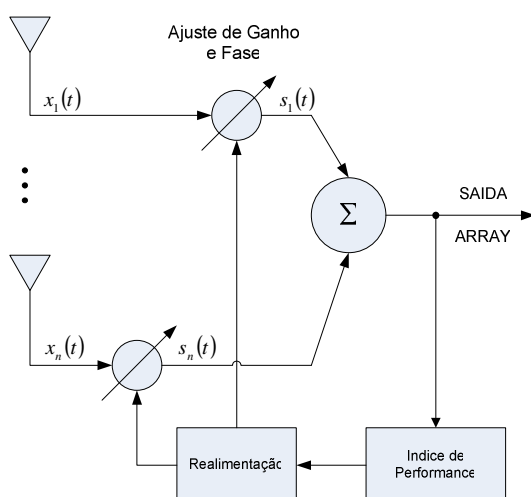


Figura 3. 2: *Array* adaptativo genérico

Uma das principais vantagens dos *arrays* adaptativos é, sem dúvida, sua capacidade de formar nulos nas direções dos sinais interferentes, porém, quando o número de sinais interferentes é muito grande, o *beamformer* não consegue chegar a uma aproximação do sinal desejado. Essa capacidade de formar nulos é limitada em função do número de elementos do *array*. Para um *array* com M graus de liberdade, o número de sinais interferentes deve ser menor ou igual $M - 2$ [15].

Classicamente, técnicas de processamento adaptativo são empregadas em filtros temporais transversais, como o mostrado na Figura 3.3. Nestes filtros, a saída é a soma de N

amostras temporais do sinal de entrada, ponderadas pelos N coeficientes do filtro. Os coeficientes são variados segundo algum algoritmo para atender o critério de minimização da função de custo utilizada [22].

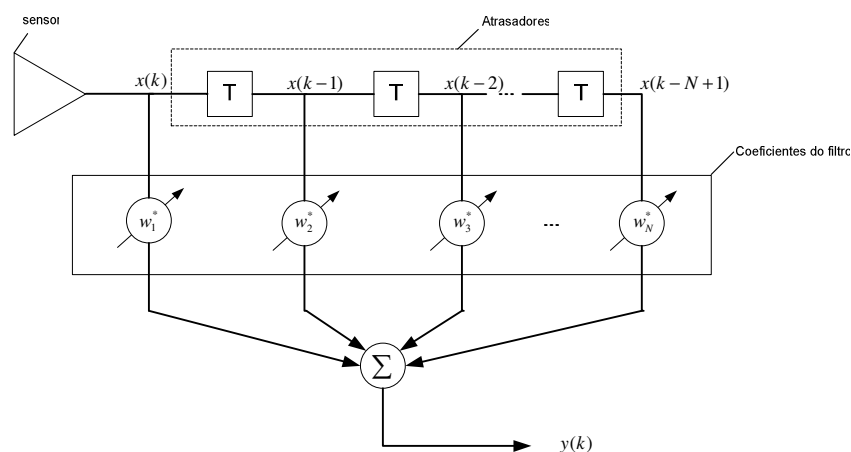


Figura 3. 3: Filtro Adaptativo Temporal

Neste trabalho, em específico, trataremos de filtragem adaptativa espacial. Assim, ao invés do filtro processar amostras atrasadas do sinal de entrada, como no caso do filtro temporal, são processadas amostras espaciais tomadas de uma frente de onda captada por um *array* de antenas (Figura 3.2). Neste caso, a característica de interesse do sinal processado é sua direção de chegada ao *array*, que perfaz o mesmo papel da frequência num filtro temporal. O análogo espacial do espectro de frequências de um filtro temporal é o padrão de irradiação, que reflete a sensibilidade do *array* em relação à direção de chegada, que chamaremos de DOA (*Direction of Arrival*), dos sinais captados.

4. A ANTENA ESPAR

A ESPAR é uma antena inteligente (AI) desenvolvida no Instituto de Pesquisas Avançadas em Telecomunicações (ATR) de Kyoto, Japão. Essa arquitetura da antena possui um custo de implementação relativamente baixo, pois apenas um elemento ativo é ligado ao conversor D/A (transmissor) ou A/D (receptor) [5]. Os demais elementos da antena, chamados de elementos passivos, são responsáveis por modelar o diagrama de irradiação da AI e estão posicionados circularmente em torno do elemento central (ativo).

4.1. Descrição física da ESPAR

Existem dois tipos de parâmetros envolvidos no projeto de uma antena ESPAR: parâmetros estruturais, que definem a estrutura física (número de elementos passivos, tamanho dos elementos, distância entre os elementos ativos e passivos); e parâmetros de controle, que definem a controlabilidade do padrão de irradiação da antena (tipo de *beamforming* utilizado) [4].

Usualmente este *array* é construído a partir de 7 monopólos de um quarto de onda, em relação à frequência de operação do monopólo central, dispostos sobre um plano de terra. Somente o elemento central (elemento de índice 0) é acoplado ao *front-end* do receptor digital através de um cabo coaxial. Os demais monopólos (elementos de índices 1-6), que são elementos parasitas, estão dispostos equidistantes ao longo do círculo de raio $\lambda/4$ e são ajustados através da reatância variável X_i , $i = 1, 2, \dots, 6$. Estas reatâncias, representadas pelo

vetor \underline{X} , são os parâmetros livres da ESPAR que serão ajustados pelo algoritmo adaptativo adotado no *beamformer* [4].

Em geral, a reatância é um varactor, conforme mostra a Figura 4.1. As reatâncias variáveis são obtidas pelo controle por tensão da capacitância de varactores.

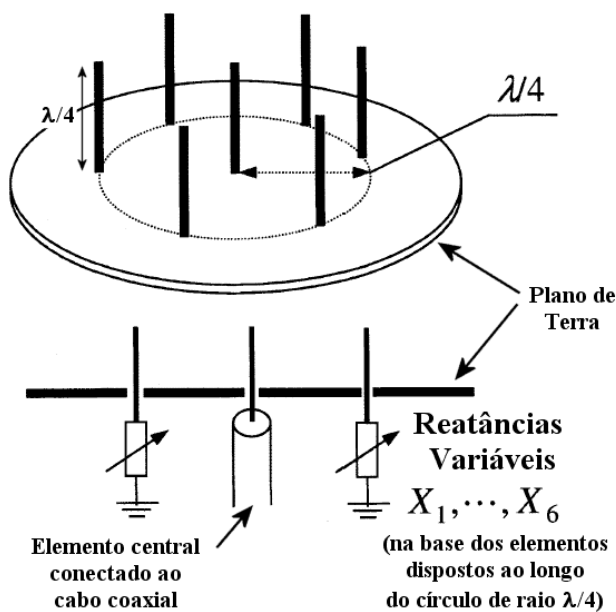


Figura 4. 1: Arquitetura do *array* de uma ESPAR.

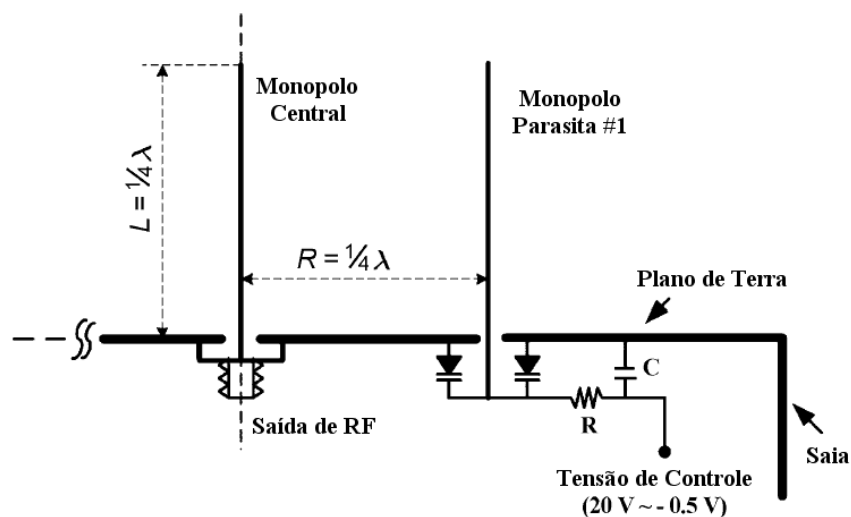


Figura 4. 2: Detalhe construtivo da ESPAR mostrada na Figura 4.1.

O *array* de monopólos da Figura 4.3 deriva do *array* construído a partir de dipolos mostrado na Figura 4.4. Entretanto, o plano de terra do *array* de monopólos permite proteção (elétrica e física) do circuito de controle da ESPAR, que pode ficar embaixo do plano. Esta é a razão da antena ESPAR ser preferencialmente implementada na forma de um *array* de monopólos. Note que, nesta situação, o *array* de dipolos da ESPAR é reduzido ao *array* de monopólos equivalentes situados sobre um plano de terra infinito. Na prática, entretanto, dificilmente o plano de terra terá dimensões físicas que possam ser consideradas infinitas sob o ponto de vista de suas características elétricas. A redução do tamanho do plano de terra num *array* de monopólos faz com que o ângulo de irradiação principal desloque-se ligeiramente em direção ao zênite reduzindo o ganho no plano de azimute. A solução para compensar este efeito é incluir no plano de terra uma folha condutiva ou saia condutora no perímetro lateral ao plano de terra.

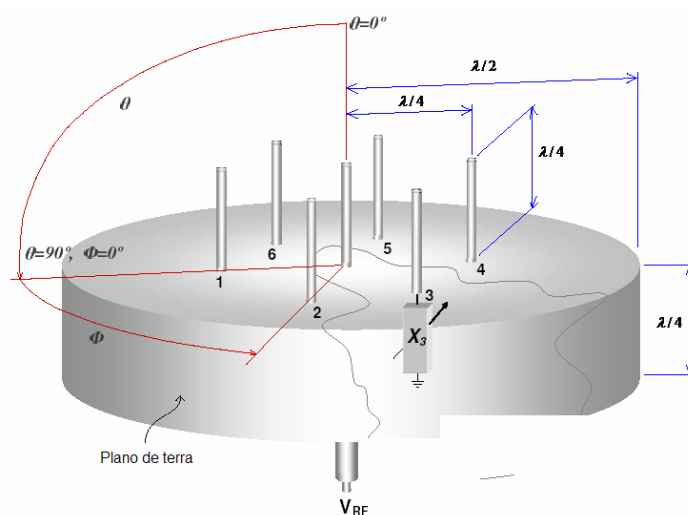


Figura 4. 3: Antena ESPAR

4.2. Descrição analítica da ESPAR

Neste trabalho, para efeito de análise do algoritmo adaptativo utilizado no *beamformer*, o plano de terra é eliminado e cada monopólo de tamanho $\frac{1}{4}$ do comprimento de

onda λ é substituído por um dipolo de tamanho $\ell = \lambda/2$. As reatâncias de controle são inseridas no centro de cada dipolo.

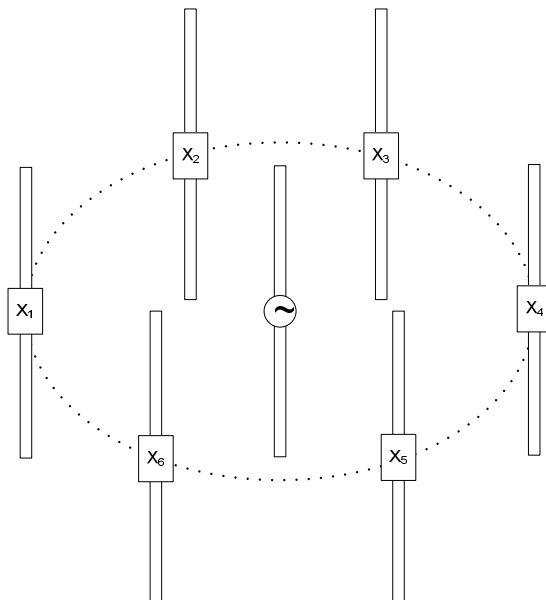


Figura 4. 4: Arquitetura do array da ESPAR adotada neste trabalho.

A Figura 4.5 apresenta a arquitetura equivalente de uma AI receptora genérica definida por um *array* de M dipolos paralelos ao eixo z , sendo o m -ésimo dipolo localizado nas coordenadas (x_m, y_m, z_m) do espaço tridimensional, com $m = 0, 1 \dots M - 1$. Os M sinais u_m , na saída dos respectivos dipolos do *array*, são linearmente combinados por um conjunto de respectivos coeficientes complexos w_m gerando o sinal de saída r .

O conjunto de coeficientes w_m é ajustado pelo algoritmo adaptativo de modo que maximize a qualidade do sinal de saída r . Conforme explicitado em [1], no modelamento de uma antena ESPAR, estes coeficientes complexos w_m ajustáveis representam o efeito equivalente do ajuste dos varactores da ESPAR e constituem o denominado *Equivalent Weight Vector* [1][6].

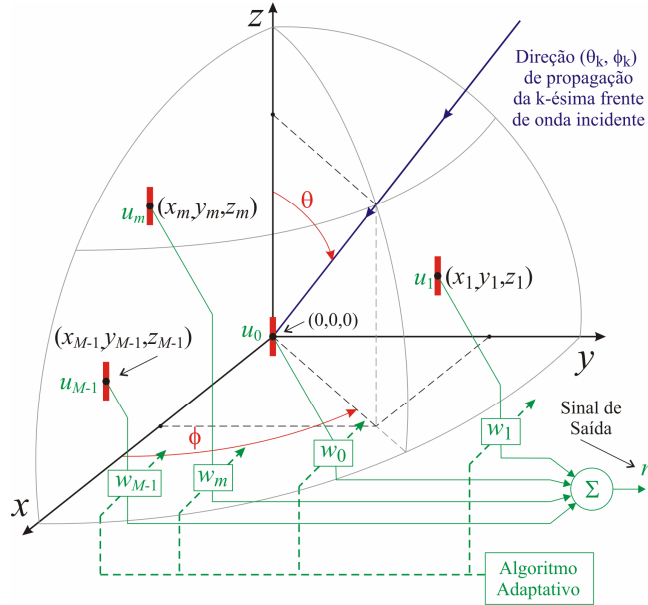


Figura 4.5: AI receptora genérica constituída por um array de M dipolos simétricos de comprimento ℓ , estando o m -ésimo dipolo localizado em (x_m, y_m, z_m) .

A Figura 4.5 mostra a k -ésima onda eletromagnética plana incidindo no *array* da AI sob uma direção de propagação dada por (θ_k, ϕ_k) , $k = 0, 1, \dots, K-1$, sendo K o número total de sinais que incidem no *array*. Seja $s_k(n)$ a n -ésima amostra do envelope complexo em banda-base da modulação digital transportada pela onda recebida na direção (θ_k, ϕ_k) , sendo o intervalo entre cada amostra dado pelo inverso do *symbol rate* do sistema. A n -ésima amostra $r(n)$ na saída da AI resultante de K frentes de onda respectivamente incidentes nas direções (θ_k, ϕ_k) é dada por

$$r(n) = A \sum_{k=0}^{K-1} s_k(n) F(\theta_k, \phi_k) \quad (4.1)$$

onde, sob convergência do *beamformer*, $r(n)$ é idealmente um símbolo IQ da modulação digital adotada no sistema. Na Equação (4.1) $A = 131.2$ é uma constante de ganho [6] e $F(\theta, \phi)$ é o padrão de radiação [13] do *array* definido por

$$F(\theta, \phi) = F_d(\theta, \phi) f(\theta, \phi) \quad (4.2)$$

Na Equação (4.2) $F_d(\theta, \phi)$ é o padrão de radiação de cada dipolo simétrico de tamanho ℓ e é dado por

$$F_d(\theta, \phi) = \frac{\cos\left(\frac{\ell}{\lambda} \pi \cos \theta\right) - \cos\left(\frac{\pi \ell}{\lambda}\right)}{\text{sen} \theta} \quad (4.3)$$

e $f(\theta, \phi)$ é o fator do *array* [12][13], dado por

$$f(\theta, \phi) = \underline{w}^T \cdot \underline{a}(\theta, \phi) \quad (4.4)$$

onde \underline{w} é o vetor definido pelo conjunto de coeficientes w_m , conforme

$$\underline{w} = [w_0 \quad w_1 \quad \cdots \quad w_{M-1}]^T \quad (4.5)$$

e

$$\underline{a}(\theta, \phi) = [1 \quad a_1(\theta, \phi) \quad \cdots \quad a_{M-1}(\theta, \phi)]^T \quad (4.6)$$

com

$$a_m(\theta, \phi) = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(x_m \sin\theta \cos\phi + y_m \sin\theta \sin\phi + z_m \cos\theta)} \quad (4.7)$$

sendo $\underline{a}(\theta, \phi)$ o *steering vector* [12][13] na direção (θ, ϕ) da onda incidente. λ é o comprimento de onda de operação da AI.

Note de (4.1) e (4.2) que a amplitude de $r(n)$ depende do fator do *array* $f(\theta, \phi)$ dado por (4.4), mas $f(\theta, \phi)$ é função do vetor \underline{w} que é ajustado pelo algoritmo adaptativo adotado na AI. Portanto, se a onda eletromagnética que incide no *array* sob a direção (θ, ϕ) for um sinal desejado, então o algoritmo adaptativo idealmente ajustará \underline{w} de modo que maximize o ganho na direção (θ, ϕ) .

O vetor \underline{w} é dado por [1][2][6]

$$\underline{w} = (\underline{Z} + \underline{X})^{-1} \underline{U} \quad (4.8)$$

sendo \underline{Z} a matriz de impedâncias definida por (4.10), \underline{X} o vetor de reatâncias acopladas aos dipolos parasitas e \underline{U} o vetor

$$\underline{u} = [u_0 \quad u_1 \quad \cdots \quad u_{M-1}]^T \quad (4.9)$$

A performance de uma AI é função da geometria do *array*, isto é, das coordenadas (x_m, y_m, z_m) dos M dipolos do *array* que definem a ação do *steering vector* $\underline{a}(\theta, \phi)$ sobre o conjunto de sinais (desejado e interferentes) recebidos de diversas direções (θ, ϕ) . Mas, acima

de tudo, a performance global de uma AI é função do tipo do algoritmo para *beamformer* que ajusta o vetor \underline{w} e que define o fator do *array* $f(\theta, \phi)$ através de (4.4).

O novo *beamformer blind* proposto neste trabalho é uma versão modificada da técnica de gradiente utilizada em [1] adaptada para operação *blind* sob uma arquitetura concorrente [3].

O acoplamento mútuo entre os elementos do *array* afeta os *sidelobes* resultantes do processo de *beamforming* [7]. Neste trabalho, o efeito do acoplamento mútuo é modelado através do Método dos Momentos (MoM) [16][17], com função base de corrente triangular [12] [18] e com ponderação dos resíduos ao longo dos segmentos em que é efetuado o *match-point* [13]. Essa técnica será apresentada posteriormente, no capítulo 5. Especificamente, o MoM determina a impedância mútua z_{ij} entre o i -ésimo e o j -ésimo elemento do *array* [1], conforme (4.10).

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z_{00} & z_{01} & z_{02} & z_{03} & z_{04} & z_{05} & z_{06} \\ z_{10} & z_{11} & z_{12} & z_{13} & z_{14} & z_{15} & z_{16} \\ z_{20} & z_{21} & z_{22} & z_{23} & z_{24} & z_{25} & z_{26} \\ z_{30} & z_{31} & z_{32} & z_{33} & z_{34} & z_{35} & z_{36} \\ z_{40} & z_{41} & z_{42} & z_{43} & z_{44} & z_{45} & z_{46} \\ z_{50} & z_{51} & z_{52} & z_{53} & z_{54} & z_{55} & z_{56} \\ z_{60} & z_{61} & z_{62} & z_{63} & z_{64} & z_{65} & z_{66} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Devido à simetria da estrutura da ESPAR [1] temos que:

$$\begin{aligned} z_{11} &= z_{22} = z_{33} = z_{44} = z_{55} = z_{66} \\ z_{01} &= z_{02} = z_{03} = z_{04} = z_{05} = z_{06} \\ z_{12} &= z_{23} = z_{34} = z_{45} = z_{56} = z_{61} \\ z_{13} &= z_{24} = z_{35} = z_{46} = z_{51} = z_{62} \\ z_{14} &= z_{25} = z_{36} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Em geral, a impedância mútua é difícil de calcular ou medir. Uma aproximação é facilmente generalizada pela determinação da impedância mútua entre dois elementos quaisquer num *array* arbitrário Z_{mn} . Supondo que uma antena isolada no espaço livre tenha uma tensão V_1 e uma corrente I_1 , então a impedância de entrada é dada por :

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1} \quad (4.12)$$

Se uma segunda antena é trazida para as proximidades da primeira, a radiação da primeira antena induz correntes sobre a segunda, a qual, por sua vez, também irradia e induz correntes sobre a primeira. A segunda antena pode ser um elemento ativo ou parasita [13]. A tensão na primeira antena é então dada por:

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (4.13)$$

De maneira análoga, a tensão nos terminais da segunda antena é dada por:

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (4.14)$$

Podemos determinar a impedância mútua entre duas antenas, baseando-se no conceito de quadripolos. A figura 4.6 representa a rede de acoplamento entre duas antenas [13].

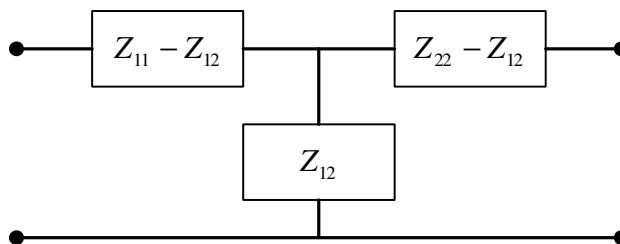


Figura 4. 6: Representação do acomplamento entre duas antenas

O procedimento geral para determinação da impedância mútua a partir de medições em circuito aberto e fechado envolve os seguintes passos [13]:

Abrir o circuito (ou remover) antena 2. Medir $Z_{oc} = Z_{11}$ nos terminais da antena 1. Para antenas idênticas, $Z_{22} = Z_{11}$.

Curto-circuitar a antena 2. Medir Z_{sc} nos terminais da antena 1.

Calcular Z_{12} usando (4.15)

$$Z_{12} = \sqrt{Z_{oc}(Z_{oc} - Z_{sc})} \quad (4.15)$$

Para o cálculo das impedâncias de entrada foi utilizado o *software* SuperNec v2.7 [23].

Para efeitos de simulação foi considerada uma antena operando em 300MHz. Com base na Figura 4.4, as impedâncias calculadas utilizando o MoM são:

$$\begin{aligned} z_{00} &= 85.00 + j48.60 \\ z_{11} &= 85.00 + j48.60 \\ z_{01} &= 43.28 - j37.12 \\ z_{12} &= 43.00 - j36.65 \\ z_{13} &= 5.38 + j40.23 \\ z_{14} &= 17.80 + j32.02 \end{aligned} \quad [\Omega] \quad (4.16)$$

5. MÉTODO DOS MOMENTOS

Uma abordagem clássica na análise e projeto de irradiadores eletromagnéticos operando em regime permanente é sem dúvida o método dos momentos (MoM). O método consiste em dividir a estrutura a ser modelada em sub-regiões de forma geométrica constante. Em geral, são utilizadas sub-regiões filamentosas, também chamadas de *Wireframes*. Cada região filamentar é, portanto, subdividida em segmentos elementares de tamanho pequeno comparado ao comprimento de onda. Isto é necessário para que se possa assumir uma distribuição de corrente uniforme ao longo do segmento. Este método determina a corrente em cada segmento, devido à fonte de tensão (plano de onda se aproximando ou mesmo uma fonte de tensão aplicada em um dos segmentos) e devido a todas as demais correntes nos demais segmentos. Uma vez determinadas estas correntes, o Campo Elétrico em qualquer lugar do espaço pode ser determinado por meio de um somatório das contribuições de todos os segmentos de fio.

5.1. Introdução ao MoM

O texto que segue é uma tradução livre de [13]. Optamos por apresentar este método analítico crucial para o modelamento de qualquer AI mediante uma tradução livre de [13] porque, em nossa opinião, esta obra apresenta o tema de uma forma bastante clara e precisa sem os rodeios teóricos desnecessários que alguns autores não raro permitem ocorrer.

Consideremos um Espalhador Eletromagnético (EE) cilíndrico alinhado com o eixo z de um sistema cartesiano, conforme mostra a Figura 5.1. Uma forma genérica para a equação integral que descreve um EE cilíndrico é [13]:

$$-\int I(z')K(z, z')dz = E^i(z) \quad (5.1)$$

Na expressão acima, E^i é o campo elétrico incidente (isto é, aplicado ao EE) e I é a conseqüente distribuição espacial de corrente elétrica. O Kernel $K(z, z')$ depende da formulação da equação integral específica usada. Neste trabalho será adotada a equação de Pocklington [13].

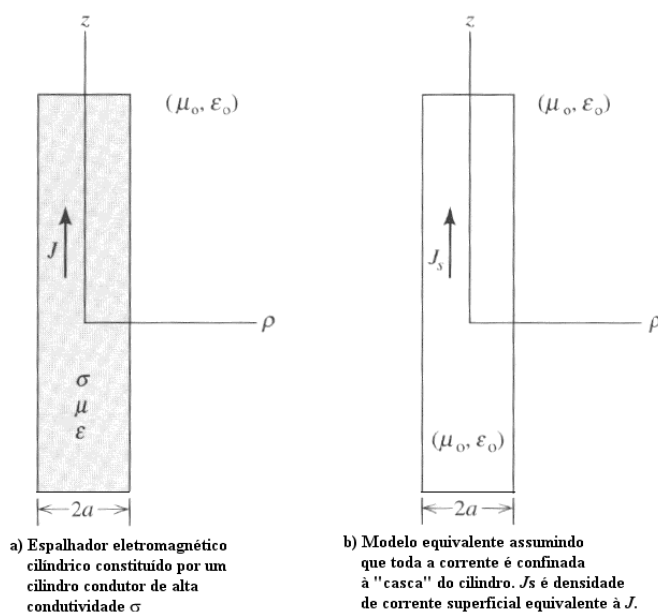


Figura 5. 1: Espalhador eletromagnético cilíndrico alinhado com o eixo z .

A solução de problemas de espalhamento eletromagnético pode sempre ser expressa por uma equação integral na forma geral da equação (5.1), com um termo da fonte à direita e o termo desconhecido dentro da integral.

O MoM é um procedimento numérico para a solução da equação integral (5.1), através de um sistema de equações algébricas lineares simultâneas em termos da corrente desconhecida $I(z')$. Uma vez conhecida a distribuição de corrente, é um procedimento direto determinar a radiação e a impedância.

A equação integral de Pocklington adotada neste trabalho, estabelece a relação entre o campo elétrico incidente E^i e a distribuição espacial de corrente resultante na antena. Seja um EE cilíndrico com condutividade σ , situado no espaço livre de permeabilidade μ_0 e permissividade ϵ_0 , conforme mostra a Figura 5.1a. Se σ é suficientemente alta (por exemplo, um EE constituído de um fio de cobre), então a corrente é quase totalmente limitada à superfície do fio, de acordo com o *skin effect* [19]. Nesta situação, o modelo equivalente do EE é o mostrado na Figura 5.1b, onde a corrente no cilindro é substituída por uma corrente superficial equivalente no espaço livre [13].

Quando o raio do EE cilíndrico é muito menor que o comprimento de onda λ , pode-se considerar que existem somente correntes na direção z . A partir da Condição de Lorentz tem-se que:

$$\frac{\partial A_z}{\partial z} = -j\omega\epsilon_0\mu_0\Phi \quad (5.2)$$

onde Φ é o potencial escalar [V] e A_z é a componente z do vetor potencial magnético [V.s/m]. O campo elétrico originado pelo vetor potencial magnético e pelo potencial elétrico escalar é dado por:

$$E = -j\omega A - \nabla\Phi \quad (5.3)$$

Para a situação da Figura 5.1, a equação (5.3) reduz à equação escalar

$$E_z = -j\omega A_z - \frac{\partial\Phi}{\partial z} \quad (5.4)$$

Derivando (5.2) em relação à z , isolando-se $\frac{\partial \Phi}{\partial z}$ e substituindo em (5.4) tem-se:

$$E_z = \frac{1}{j\omega\mu_0\epsilon_0} \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} + \beta^2 A_z \right) \quad (5.5)$$

onde $\beta = 2\pi/\lambda$ é a constante de propagação.

A partir da equação escalar de Helmholtz [18], considerando um volume de corrente dirigido no sentido z e um elemento de corrente Jdv' , onde J é a densidade de corrente $[A/m^2]$ tem-se que:

$$dE_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \left[\frac{\partial^2 \Psi(z, z')}{\partial z^2} + \beta^2 \Psi(z, z') \right] Jdv' \quad (5.6)$$

onde $\Psi(z, z')$ é a Função de Green no espaço livre dada por

$$\Psi(z, z') = \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} \quad (5.7)$$

sendo R a distância entre o ponto de observação (x, y, z) e o ponto da fonte (x', y', z') , dada por

$$R = \sqrt{(x-x')^2 + (y-y')^2 + (z-z')^2} \quad (5.8)$$

A contribuição total para o campo elétrico é dada pela integral sobre o volume do EE:

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \iiint \left[\frac{\partial^2 \Psi(z, z')}{\partial z^2} + \beta^2 \Psi(z, z') \right] Jdv' \quad (5.9)$$

Assumindo-se que a condutividade do EE é infinita, então a corrente é limitada à superfície do cilindro e a expressão (5.9) reduz-se à

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \oint_c \int_{-L/2}^{L/2} \left[\frac{\partial^2 \Psi(z, z')}{\partial z'^2} + \beta^2 \Psi(z, z') \right] J_s dz' d\phi' \quad (5.10)$$

onde c é a curva que delimita a seção transversal do cilindro e L é o comprimento do condutor, conforme mostra a Figura 5.2a. Se observarmos a distribuição superficial da corrente a partir de um ponto no eixo do EE, como na Figura 5.2b, então temos

$$R = \sqrt{(z - z')^2 + a^2} \quad (5.11)$$

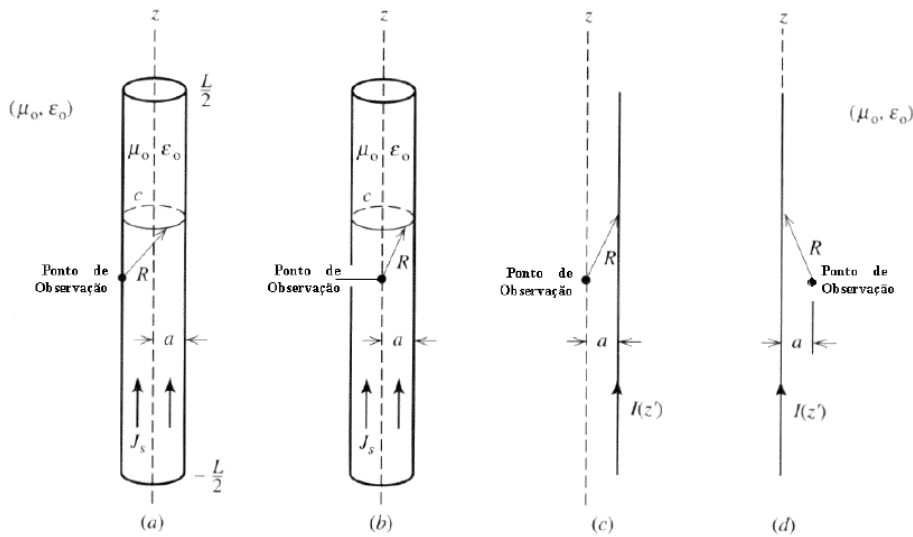


Figura 5.2: Modelos equivalentes para um EE cilíndrico com $a \ll \lambda$, sendo λ o comprimento de onda. (a) EE com densidade de corrente de superfície equivalente J_s observado de um ponto na superfície do EE. (b) EE com densidade de corrente de superfície equivalente J_s observado do eixo do cilindro. (c) linha de corrente filamentar equivalente à situação mostrada em (b). (d) representação alternativa e equivalente à situação mostrada em (c).

Para $a \ll \lambda$, a distribuição de corrente é aproximadamente uniforme com relação à ϕ e (5.10) reduz-se à integral

$$E_z = \frac{1}{j\omega\epsilon_0} \int_{-L/2}^{L/2} \left[\frac{\partial^2 \Psi(z, z')}{\partial z^2} + \beta^2 \Psi(z, z') \right] I(z') dz' \quad (5.12)$$

Note que a linha de corrente filamental equivalente da fonte $I(z')$ está localizada a uma distância radial “ a ” do ponto de observação como nas Figuras 5.2c e 5.2d. Note também que não é aqui assumido que o cilindro seja infinitamente fino, como seria admitido se fosse utilizado o conceito de dipolo fino [12].

O campo elétrico total E^T é igual a $E^s + E^i$, onde E^s é o campo elétrico espalhado pelo EE e E^i é o campo elétrico incidente no EE [13]. Na superfície de um condutor elétrico perfeito ($\sigma \rightarrow \infty$), o campo elétrico total é nulo, ou seja, $E^T = 0$. Conseqüentemente, $-E_z^s = +E_z^i$, onde o subscrito z indica a direção de interesse z . Usando a equação (5.12), que define E_z^s como resultante da corrente $I(z')$, temos como resultado a equação integral de Pocklington, que tem a forma genérica da equação (5.1):

$$E_z^i(z) = \frac{-1}{j\omega\epsilon_0} \int_{-L/2}^{L/2} I(z') \left[\frac{\partial^2 \Psi(z, z')}{\partial z^2} + \beta^2 \Psi(z, z') \right] dz' \quad (5.13)$$

A equação (5.13) é uma equação integral de primeira ordem porque a incógnita $I(z')$, aparece somente dentro da integral. Essa forma é conhecida como uma equação integral porque nela está implícita a seguinte condição de contorno: o campo elétrico incidente E_z^i , ao longo da direção z , é conhecido; e a incógnita a ser determinada, a partir desta condição conhecida, é a distribuição espacial de corrente $I(z')$.

Fazendo um breve resumo das implicações que resultam da suposição $a \ll \lambda$:

- Correntes circunferenciais no EE cilíndrico são desprezíveis.
- O uso da condição de contorno na superfície do EE (Figura 5.2a) pode ser realizada no eixo do EE (Figura 5.2b) e a corrente de superfície pode ser aproximada por um filamento de corrente (Figura 5.2c). Reciprocamente a corrente no filamento pode ser colocada no eixo do EE e o ponto de observação colocado a uma distância “a” distante do filamento (Figura 5.2d).

- A distância R dada por (5.11) conduz ao denominado Thin Wire Kernel ou Reduced Kernel [13][18]. Nesta situação, R nunca pode ser zero e conseqüentemente o Kernel nunca é singular, facilitando o procedimento de integração numérica. No entanto, é quase singular toda vez que $R \cong a$, o que pode eventualmente implicar em *overflow* numérico do procedimento.

5.2. Equação integral de Pocklington e as equações de malha de Kirchhoff

O MoM é uma técnica de elementos finitos que consiste em decompor o EE em N elementos, sendo cada elemento um cilindro de raio “a” e comprimento muito menor que um comprimento de onda λ . Assume-se que o n -ésimo elemento seja percorrido por uma corrente I_n e que haja uma impedância mútua Z_{mn} entre cada dois elementos m e n do conjunto de N elementos. Neste contexto, o problema de determinar o conjunto de todas as N correntes I_n (a corrente I_n percorre o n -ésimo elemento do conjunto) torna-se muito semelhante à solução das equações de malha de Kirchhoff de um circuito elétrico com N impedâncias:

$$\sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n = V_m, \text{ para } m = 1, 2, 3, \dots, N \quad (5.14)$$

onde V_m é a tensão **aplicada** nos terminais do m -ésimo elemento.

Portanto, a solução da equação integral de Pocklington para a corrente $I(z')$ pode ser efetuada decompondo-se o EE em N elementos finitos e resolvendo-se um sistema de N equações e N incógnitas, sendo cada incógnita uma das N correntes I_n .

Seja (5.13) re-escrita na forma

$$E_z^i(z) = - \int_{-L/2}^{L/2} I(z') K(z, z') dz' \quad (5.15)$$

Vamos aproximar a incógnita $I(z')$ em (5.15) através da expansão de $I(z')$ em uma série de funções $F(n)$ tal que

$$I(z') = \sum_{n=1}^N I_n F_n(z') \quad (5.16)$$

onde os coeficientes I_n da expansão são números complexos e constituem as incógnitas a serem determinadas. Neste trabalho, assume-se que a expansão de $I(z)$ em funções $F(n)$ sejam pulsos ortogonais dados por

$$F_n(z') = \begin{cases} 1 \rightarrow \text{para } z' \text{ em } \Delta z'_n \\ 0 \rightarrow \text{caso contrário} \end{cases} \quad (5.17)$$

de modo que a expansão define uma aproximação “em escada” da distribuição de corrente no EE cilíndrico, sendo o EE dividido em N segmentos de comprimento $\Delta z'_n$, conforme mostra a Figura 5.3.

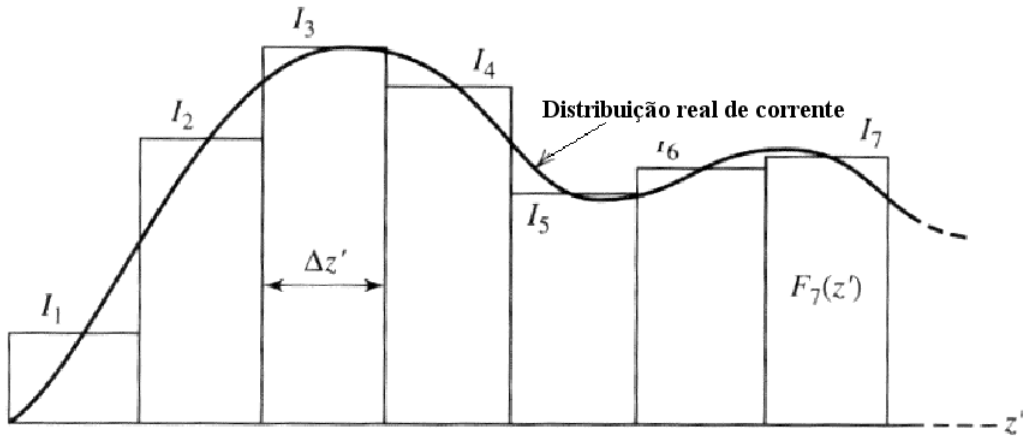


Figura 5. 3: Aproximação “em escada” da distribuição de corrente no EE.

Substituindo (5.16) em (5.15) tem-se:

$$- \int_{-L/2}^{L/2} \sum_{n=1}^N I_n F_n(z') K(z_m, z') dz' \approx E_z^i(z_m) \quad (5.18)$$

Note que m em z_m indica que a integral no termo à esquerda em (5.18) está sendo igualada ao campo elétrico aplicado sobre o segmento m . Note também que a integral é efetuada sobre o segmento n . Note ainda que o lado esquerdo da equação (5.18) é apenas aproximadamente igual ao lado direito porque substitui-se a distribuição real de corrente por uma distribuição aproximada (pulsos).

Substituindo (5.17) em (5.18) pode-se escrever:

$$- \sum_{n=1}^N I_n \int_{\Delta z'_n} K(z_m, z') dz' \approx E_z^i(z_m) \quad (5.19)$$

Por conveniência façamos

$$f(z_m, z'_n) = - \int_{\Delta z'_n} K(z_m, z') dz' \quad (5.20)$$

Daí, substituindo-se as equações (5.16) e (5.17) em (5.15) e usando (5.20) resulta em (vide Figura 5.3):

$$-\int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} I(z') K(z_m, z') dz' \approx I_1 f(z_m, z_1') + I_2 f(z_m, z_2') + \dots + I_n f(z_m, z_n') + \dots + I_N f(z_m, z_N') \approx E_z^i(z_m) \quad (5.21)$$

A equação (5.21) pode ser interpretada da seguinte maneira: O EE cilíndrico é dividido em N elementos finitos (segmentos cilíndricos), cada segmento tendo um tamanho $\Delta z'_n = \Delta z'$. A corrente I_n no n -ésimo segmento é uma incógnita a ser determinada. No centro do m -ésimo segmento, o recíproco do somatório dos campos espalhados por todos os N segmentos (inclusive pelo próprio segmento m) é igual ao campo elétrico incidente $E_z^i(z_m)$ no ponto z_m . O campo elétrico incidente $E_z^i(z_m)$ no m -ésimo segmento é um campo conhecido que é originado por uma fonte localizada no EE (este é o caso quando, por exemplo, o EE é uma antena transmissora e o segmento m é atingido pelo campo elétrico gerado pelo excitador da antena) ou de uma fonte localizada a uma grande distância (este é o caso quando, por exemplo, o EE é uma antena receptora e o segmento m é atingido pelo campo elétrico de uma frente de onda plana gerada à grande distância e que chega na antena receptora). Note que quanto maior for N menores serão os elementos de tamanho $\Delta z'_n = \Delta z'$, e, portanto, maior a precisão da discretização espacial.

A equação (5.21) pode ser escrita como

$$\sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n = V_m \quad (5.22)$$

onde

$$\begin{bmatrix} f(z_1, z'_1)f(z_1, z'_2) & \dots & f(z_1, z'_N) \\ f(z_2, z'_1)f(z_2, z'_2) & \dots & f(z_2, z'_N) \\ \vdots & \vdots & \\ f(z_N, z'_1)f(z_N, z'_2) & \dots & f(z_N, z'_N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_z^i(z_1) \\ E_z^i(z_2) \\ \vdots \\ E_z^i(z_N) \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

ou em notação compacta

$$[Z_{mn}][I_n] = [V_m] \quad (5.27)$$

sendo Z_{mn} e V_m dados por (5.23) e (5.24).

O índice n em (5.27) refere-se a corrente I_n no n -ésimo segmento, e o vetor $[I_n]$ é um vetor de incógnitas a ser determinado. Cada segmento percorrido por uma corrente I_n gera um campo elétrico espalhado sobre todos os demais segmentos em que foi decomposto o EE. O índice m em (5.27) refere-se ao m -ésimo segmento – segmento onde é efetuado o *point-matching* – no qual o recíproco do somatório dos campos espalhados por todos os N segmentos n é igual ao campo elétrico incidente $E_z^i(z_m)$ aplicado no ponto z_m (tensão V_m resultante aplicada – ver equação (5.24)). Portanto, o índice m refere-se ao segmento onde é calculada a m -ésima equação do sistema de equações definido por (5.27).

Devido à analogia com as equações de malha de Kirchhoff, as matrizes $[Z_{mn}]$, $[I_n]$ e $[V_m]$ são conhecidas como matrizes generalizadas de impedância, corrente e tensão respectivamente. Esta é somente uma analogia. No contexto do MoM, as unidades de $[Z_{mn}]$, $[I_n]$ e $[V_m]$ necessariamente não precisam ser Ohms, Amperes e Volts, respectivamente. Esta analogia, no entanto, não é restrita a segmentos colineares, mas se aplica bem às configurações arbitrárias de fios [18].

A solução de (5.27) é, portanto:

$$[I_n] = [Z_{mn}]^{-1} [V_m] \quad (5.28)$$

Uma vez obtido de (5.28) o vetor $[I_n]$ que define a distribuição espacial de corrente, é imediata a obtenção da impedância de entrada Z_i do EE ou o seu diagrama de irradiação.

Observe que (5.28) determina o vetor $[I_n]$ através da solução de um sistema de N equações na forma de (5.15), com o termo à esquerda de cada uma delas definido pelo campo elétrico incidente $E_z^i(z_m)$ ou equivalentemente pela tensão V_m aplicada. Assim, (5.28) é uma solução numérica precisa e eficiente para a equação integral dada por (5.15), desde que N seja suficientemente grande.

5.3. Modelos para a Fonte de Excitação do EE

Três modelos de fontes de excitação são comumente usados quando o MoM é aplicado no contexto de antenas transmissoras e receptoras. Para antenas transmissoras, a fonte tipo *delta gap* e tipo *frill* produzem o campo elétrico incidente (campo gerado pelo excitador da antena). Para uma antena receptora, o campo elétrico incidente é usualmente uma onda plana.

O modelo de gerador mais usado na Teoria de Antenas Cilíndricas [12] é o modelo *delta gap* [13], mostrado na Figura 5.4. Este modelo de fonte assume que uma tensão é aplicada transversalmente ao *gap*, dando origem a um campo elétrico incidente $E^i = V/\delta$ totalmente contido no interior do *gap*. Na Figura 5.4, a tensão no *gap* é determinada pela integral de linha do campo elétrico transversal ao *gap*. O resultado é $V_A = +E^i * \delta$. A tensão V_A aplicada transversalmente ao *gap* não corresponde necessariamente aos elementos V_m da

matriz de tensão generalizada $[V_m]$. Para um modelo de fonte *delta gap*, $V_m = E^i = V_A/\delta$ quando a técnica do *point-matching* é usada [13].

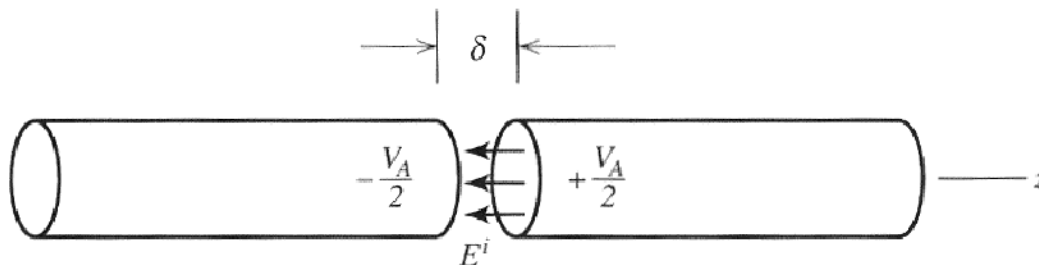


Figura 5. 4: Modelo da fonte de excitação *delta gap*.

O segundo modelo de gerador de significância prática é denominado gerador tipo *frill*.

A Figura 5.5a mostra uma linha coaxial alimentando um monopólio em um plano de terra.

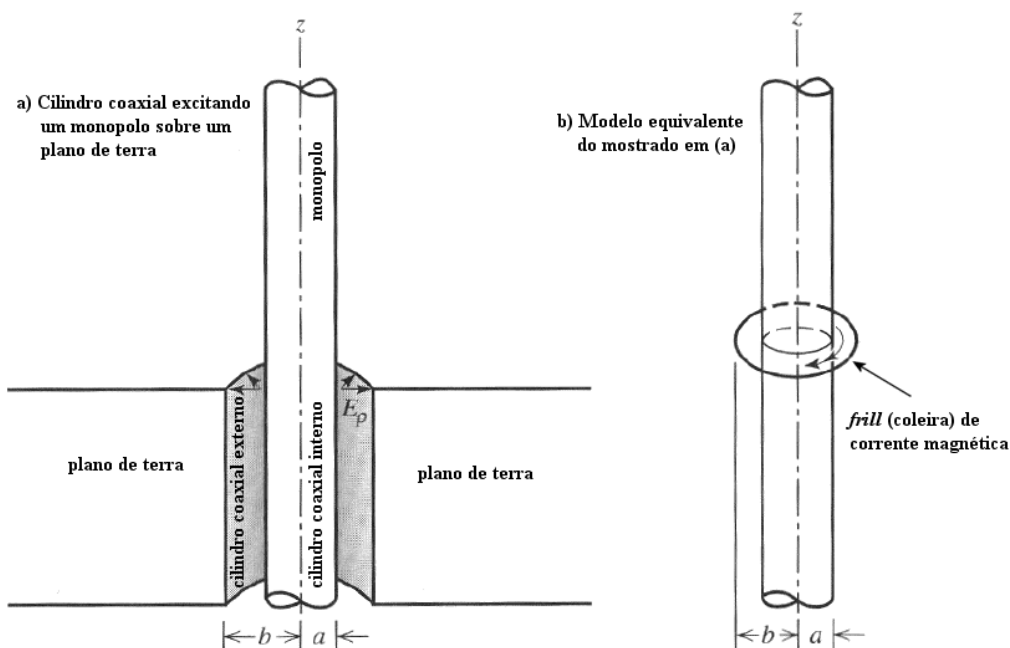


Figura 5. 5: Modelo da fonte de excitação *frill*.

É possível mostrar que se o centro do *frill* está na origem das coordenadas, o campo elétrico no eixo do monopolo é [13]:

$$E_z^i(0, z) = \frac{1}{2 \ln(b/a)} \left(\frac{e^{-j\beta R_1}}{R_1} - \frac{e^{-j\beta R_2}}{R_2} \right) \quad (5.29)$$

onde

$$R_1 = \sqrt{z^2 + a^2} \quad (5.30)$$

$$R_2 = \sqrt{z^2 + b^2} \quad (5.31)$$

A terceira fonte de significância prática é uma onda plana incidente. Neste caso, os elementos da matriz generalizada de tensão são obtidos a partir da componente tangencial do campo elétrico incidente em cada ponto do EE em que se efetua o *point-matching*.

Para o dipolo dirigido na direção z da Figura 5.2 tem-se:

$$E_{\tan}^i = \hat{z} E e^{j\beta z \cos \theta} \quad (5.32)$$

onde \hat{z} é o vetor unitário na direção z .

Por exemplo, para uma onda plana de amplitude unitária incidindo normalmente ao dipolo dirigido na direção z , os elementos da matriz generalizada de tensão são todos $(1 + j0)$.

5.4. O Método dos Resíduos Ponderados

O Método dos Resíduos Ponderados (MRP) é uma extensão do MoM que objetiva aumentar a precisão do processo de *point-matching*.

Seja o processo de *point-matching* aplicado a um EE cilíndrico, conforme discutido anteriormente. Define-se resíduo R como a soma das componentes tangenciais do campo elétrico espalhado E^S e do campo elétrico incidente E^i no EE:

$$R = E_{\tan}^i + E_{\tan}^s \quad (5.33)$$

Idealmente R deve ser nulo de forma que a condição de contorno $-E_{\tan}^s = +E_{\tan}^i$ seja atendida ao longo dos segmentos em que o *point-matching* é efetuado. Assim, a partir de (5.19) e (5.33) o resíduo R é obtido como sendo:

$$R(z) = -\sum_{n=1}^N I_n f(z, z'_n) + E_z^i(z) \quad (5.34)$$

O ponto $z = z_m$ para o qual a equação (5.34) é calculada denomina-se *match point*. Ou seja, um *match point* é o ponto do m -ésimo segmento onde é efetuado o processo de *point-matching*. O resíduo do m -ésimo *match point* deve ser obrigatoriamente ser zero uma vez que a solução para as correntes I_n foi obtida através da condição de contorno $E_{\tan}^i + E_{\tan}^s = 0$ para os N *match points*. Porém, para pontos diferentes do *match point* ao longo de cada segmento m , o campo elétrico tangencial total geralmente não será nulo ($E_{\tan}^i + E_{\tan}^s \neq 0$), como mostrado na Figura 5.6.

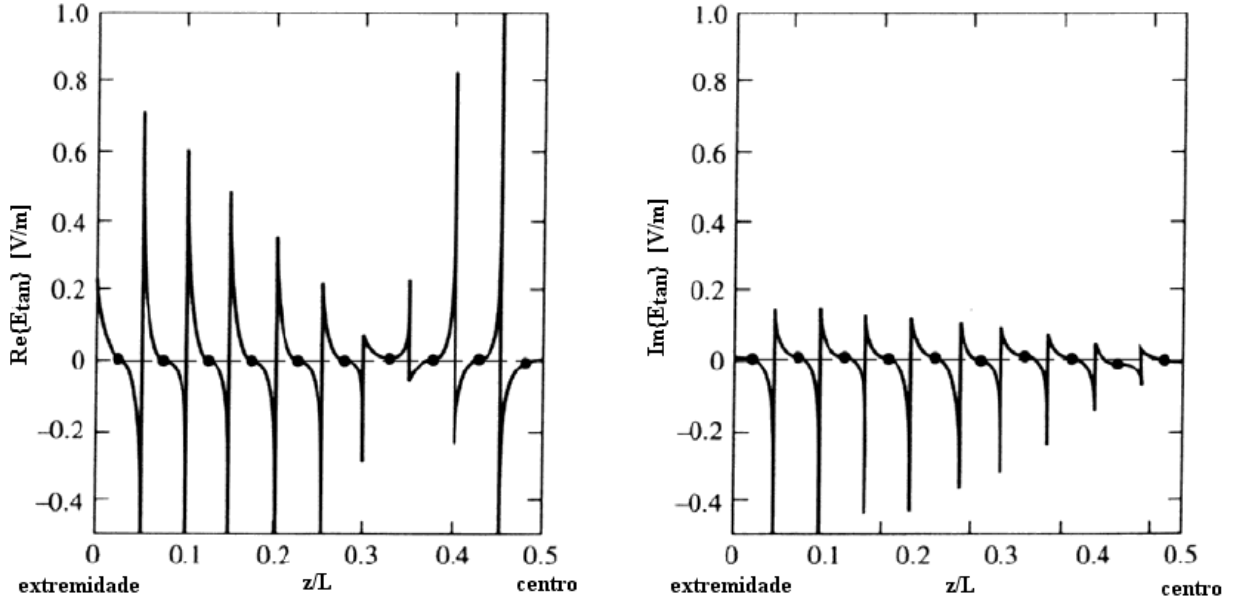


Figura 5. 6: Campo elétrico tangencial total normalizado $E_{\text{tan}} = E_{\text{tan}}^i + E_{\text{tan}}^s$ (resíduo R) ao longo de um dipolo de meia onda com a condição de contorno $-E_{\text{tan}}^s = +E_{\text{tan}}^i$ sendo atendida via *point-matching* (isto é, a função de expansão da corrente é a função pulso retangular e a função de ponderação é a função Delta de Dirac). Os pontos • próximos à ordenada zero indicam a localização $z = z_m$ dos *match points*.

Portanto, o resíduo R para $z \neq z_m$, sendo $m = 1, 2, 3, \dots, N$, não será zero também.

Assim, o processo de *point-matching* pode ser interpretado como um relaxamento da condição de contorno $-E_{\text{tan}}^s = +E_{\text{tan}}^i$ tal que ela é somente satisfeita para um único ponto específico $z = z_m$ em cada segmento m em que o *point-matching* é efetuado. Entre os pontos $z = z_m$ a condição de contorno não é idealmente obedecida de modo que solução é algo imprecisa. Por isto, à medida que N é aumentado dentro de certos limites, a solução tende a melhorar porque a distância entre os *match points* tende a diminuir.

Para minimizar esta imprecisão da solução pelo *point-matching* simples, o MRP obtém as correntes I_n tal que a média do resíduo R ao longo de cada segmento m é forçada à zero. Assim, a solução via MRP do problema do EE apresentado na Figura 5.1, consiste em efetuar a média ponderada do resíduo R tal que esta média seja nula:

$$\int W_m(z)R(z)dz = 0, \quad m = 1,2,3,\dots,N \quad (5.35)$$

onde $W_m(z)$ é chamada de função de ponderação ou função de teste. Substituindo-se (5.34) em (5.35) obtém-se:

$$-\int_{-L/2}^{L/2} W_m(z) \sum_{n=1}^N I_n f(z, z'_n) dz + \int_{-L/2}^{L/2} W_m(z) E_z^i(z) dz = 0, \quad m = 1,2,3,\dots,N \quad (5.36)$$

Para o caso em que a função de teste é a função Delta de Dirac (impulso unitário) $\delta(z)$, então o MRP reduz-se ao *point-matching* simples:

$$W_m(z) = \delta(z - z_m) \quad (5.37)$$

e, portanto, a equação (5.36) se reduz à equação (5.21).

Para o caso em que a função de teste é um pulso retangular, isto é

$$W_m(z) = \begin{cases} 1, & \text{p/ } z \text{ dentro de } \Delta z_m \\ 0, & \text{p/ os demais casos} \end{cases} \quad (5.38)$$

Portanto a equação (5.36) torna-se

$$-\sum_{n=1}^N I_n \int_{\Delta z_m} f(z, z'_n) dz + \int_{\Delta z_m} E_z^i(z) dz = 0 \quad (5.39)$$

sendo

$$Z_{mn} = \int_{\Delta z_m} f(z, z'_n) dz \quad (5.40)$$

e

$$V_m = \int_{\Delta z_m} E_z^i(z) dz \quad (5.41)$$

As correntes I_n obtidas da solução de (5.39) não serão necessariamente tais que o somatório dos campos espalhado e incidente (isto é, o resíduo R) seja nulo em todos os pontos ao longo da superfície do EE. No entanto, o MRP garante que a média de R sobre a superfície do EE tenderá a ser zero, resultando em valores de correntes I_n mais precisos para um determinado número N de elementos do que para o *point-matching* simples (*point-matching* é um caso particular do MRP quando a função de teste é a função Delta de Dirac $\delta(z)$). No entanto, a precisão da solução pelo MRP é dependente do tipo de função adotada para a expansão da corrente e do tipo de função adotada para a função de teste (função de ponderação). Embora não exista regra definida para a adoção destas funções, é usual escolher funções de expansão de corrente que se assemelhem à forma da distribuição espacial da corrente no EE e usar as mesmas funções para as funções de ponderação. Quando a função de expansão e a função de teste são as mesmas, o procedimento é chamado de Método de Galerkin [12][13]. No entanto, várias heurísticas são possíveis. Por exemplo, uma heurística bastante popular é adotar a função pulso triangular para a expansão de corrente e a função pulso retangular para a função de teste [18].

Seja um EE definido por um dipolo curto com comprimento de $L = 0.1\lambda$ e raio $a = 0.005\lambda$, excitado em seu centro. Vamos decompor este EE em $N = 5$ elementos finitos (segmentos), conforme mostra a Figura 5.7 a seguir.

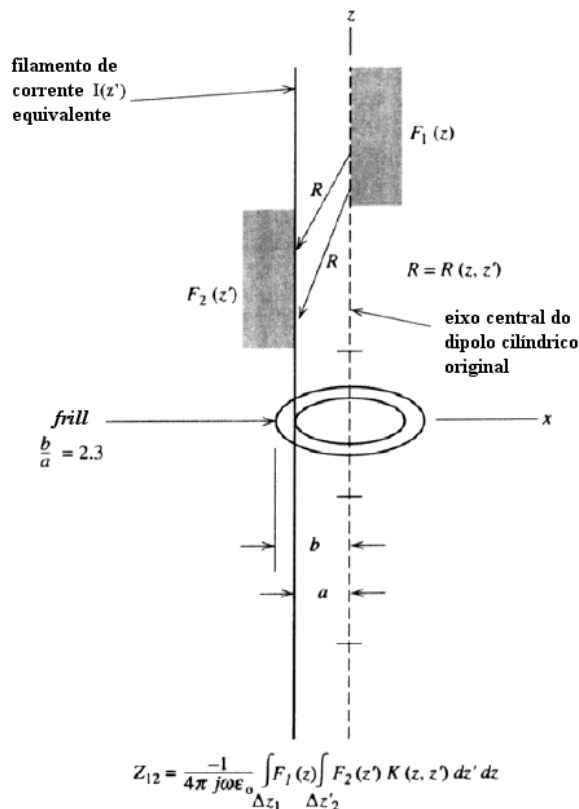


Figura 5. 7: Cálculo do elemento $Z_{mn} = Z_{12}$ da matriz $[Z_{mn}]$ para o dipolo curto de comprimento 0.1λ e raio $a = 0.005\lambda$ do exemplo em questão. $F_2(z')$ é a função de expansão da corrente e $F_1(z)$ é a função de teste. No caso, uma vez que estamos utilizando o Método de Galerkin com função pulso retangular, $F_2(z')$ é dada por (5.17) e $F_1(z)$ é dada por (5.38). $K(z, z')$ é obtida da comparação de (.13) com (5.1). $R(z, z')$ é dado por (5.8) com $x = x'$ e $y = y'$.

Utilizando o Método de Galerkin com função pulso retangular, obtemos os seguintes resultados a partir de (5.40), (5.41) e (5.39):

$$[Z_{mn}] = 10^2 \begin{bmatrix} 14.397 \angle -89.987^\circ & 6.1414 \angle 89.971^\circ & 0.7592 \angle 89.763^\circ & 0.2063 \angle 89.136^\circ & 0.0875 \angle 87.984^\circ \\ 6.1414 \angle 89.971^\circ & 14.397 \angle -89.987^\circ & 6.1414 \angle 89.971^\circ & 0.7592 \angle 89.763^\circ & 0.2063 \angle 89.136^\circ \\ 0.7592 \angle 89.763^\circ & 6.1414 \angle 89.971^\circ & 14.397 \angle -89.987^\circ & 6.1414 \angle 89.971^\circ & 0.7592 \angle 89.763^\circ \\ 0.2063 \angle 89.136^\circ & 0.7592 \angle 89.763^\circ & 6.1414 \angle 89.971^\circ & 14.397 \angle -89.987^\circ & 6.1414 \angle 89.971^\circ \\ 0.0875 \angle 87.984^\circ & 0.2063 \angle 89.136^\circ & 0.7592 \angle 89.763^\circ & 6.1414 \angle 89.971^\circ & 14.397 \angle -89.987^\circ \end{bmatrix} [\Omega]$$

Utilizando uma fonte *frill* de 1 Volt localizada no centro do dipolo, o vetor tensão aplicada $[V_m]$ e o vetor solução $[I_n]$ são respectivamente:

$$[V_m] = \begin{bmatrix} 0.01082 \angle -0.2799^\circ \\ 0.08907 \angle -0.0342^\circ \\ 0.79076 \angle -0.0038^\circ \\ 0.08907 \angle -0.0342^\circ \\ 0.01082 \angle -0.2799^\circ \end{bmatrix} \text{ [V]} \quad [I_n] = 10^{-3} \cdot \begin{bmatrix} 0.48519 \angle 89.57^\circ \\ 0.91184 \angle 89.66^\circ \\ 1.37831 \angle 89.75^\circ \\ 0.91184 \angle 89.66^\circ \\ 0.48519 \angle 89.57^\circ \end{bmatrix} \text{ [A]}$$

Utilizando uma fonte *delta gap* de 1 Volt localizada no centro do dipolo, o vetor tensão aplicada $[V_m]$ e o vetor solução $[I_n]$ são respectivamente:

$$[V_m] = \begin{bmatrix} 0 \angle 0^\circ \\ 0 \angle 0^\circ \\ 1 \angle 0^\circ \\ 0 \angle 0^\circ \\ 0 \angle 0^\circ \end{bmatrix} \text{ [V]} \quad [I_n] = 10^{-3} \cdot \begin{bmatrix} 0.48561 \angle 89.57^\circ \\ 0.91239 \angle 89.67^\circ \\ 1.52418 \angle 89.78^\circ \\ 0.91238 \angle 89.67^\circ \\ 0.48559 \angle 89.57^\circ \end{bmatrix} \text{ [A]}$$

A impedância de entrada Z_A do dipolo curto pode ser obtida a partir da razão entre a tensão e corrente no segmento onde o dipolo recebe excitação (segmento central). Para a fonte *frill* $Z_A = 3.10386 - j725.519\Omega$ e para a fonte *delta gap* $Z_A = 2.52526 - j656.084\Omega$. Apesar de o dipolo curto ter sido decomposto em apenas $N = 5$ elementos finitos (segmentos), ambos valores de impedância de entrada podem ser considerados uma boa aproximação da impedância de entrada de um dipolo curto obtida a partir da Teoria de Antenas Cilíndricas [12].

A Figura 5.8 mostra a convergência da impedância de entrada para um dipolo de comprimento $L = 0.47\lambda$ e raio $a = 0.005\lambda$ utilizando o Método de Galerkin com função pulso retangular.

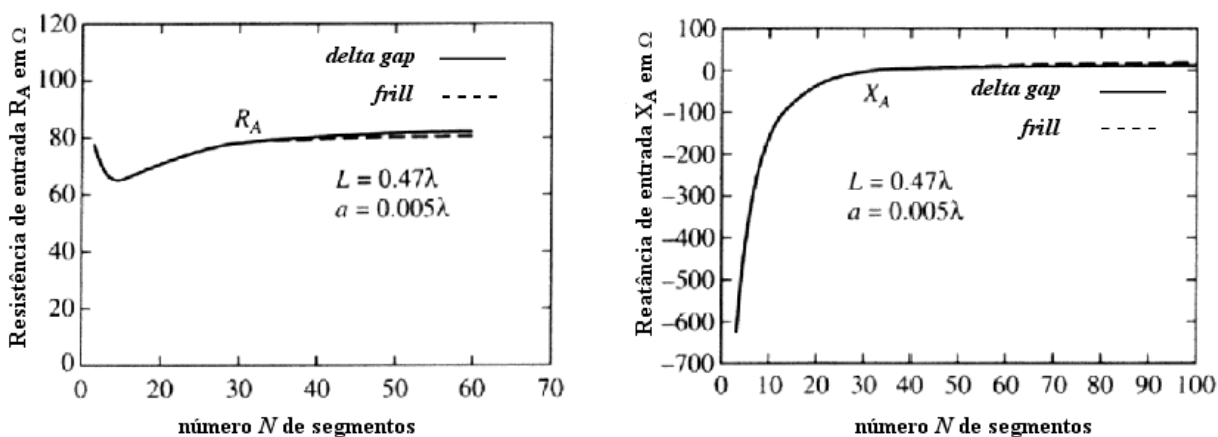


Figura 5.8: Curvas mostrando a convergência da impedância de entrada $Z_A = R_A + jX_A$ para o Método de Galerkin com função pulso retangular a medida em que o número N de elementos finitos (segmentos) é aumentado. Para cada gráfico são mostradas duas curvas: uma para fonte *delta gap* e outra para fonte *frill*. O EE é um dipolo de comprimento $L = 0.47\lambda$ e raio $a = 0.005\lambda$.

Note que no caso da Figura 5.8, para $N > 40$ o valor da impedância de entrada $Z_A = R_A + jX_A$ atinge a convergência para todos os fins práticos. Portanto, o uso de um valor de N muito maior do que o valor mínimo para a convergência resulta em um desnecessário aumento do custo computacional na inversão da matriz $[Z_{mn}]_{N \times N}$ na equação (5.28).

6. O PROCESSO DE DESCONVOLUÇÃO CONCORRENTE (PDAC)

Este processo de desconvolução foi proposto por De Castro [3] no contexto de equalização autodidata de canais, isto é, no contexto de desconvolução temporal. O presente trabalho estende e aplica o PDAC ao contexto da desconvolução espacial. Sendo assim, torna-se crucial entendermos o princípio de operação do PDAC, o qual baseia-se na utilização de um equalizador LMS (Least Mean Square) operando cooperativamente com um equalizador CMA, controlado através de um elo não-linear que depende do estado a priori do sistema. A Figura 6.1 detalha essa arquitetura.

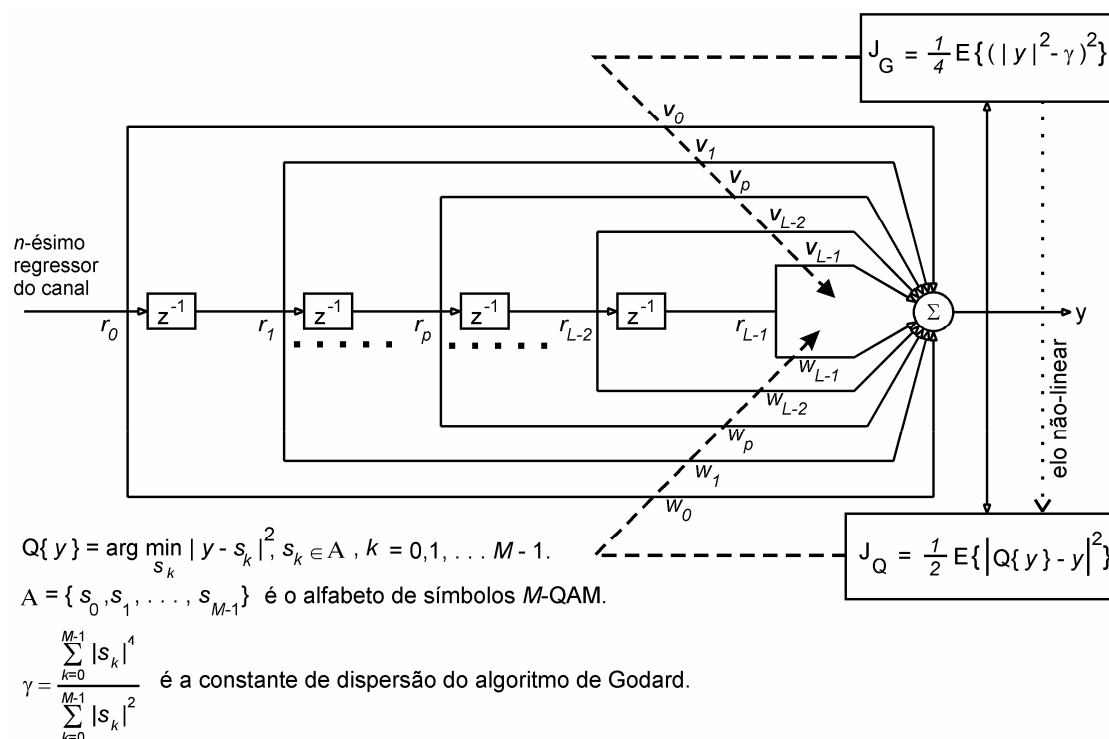


Figura 6. 1: Diagrama do Equalizador Concorrente.

O algoritmo de equalização adaptativa autodidata conhecido como CMA (*Constant Modulus Algorithm*) foi desenvolvido independentemente por Godard [8] e Treichler [9], e

baseia-se na minimização de uma função de custo J_{CM} que objetiva ajustar uma potência P inteira do conjunto de saídas do equalizador a uma constante real e positiva R_p . Esta constante é escolhida de modo a projetar sobre um círculo todos os pontos da constelação de saída do equalizador. Em [8] J_{CM} é definida como

$$J_{CM} = \frac{1}{4} \mathbf{E} \left\{ \left(|y|^P - R_p \right)^2 \right\} \quad (6.1)$$

para algum inteiro P . Note que J_{CM} é uma dispersão estatística de ordem P [20] e que inerentemente utiliza estatísticas de ordem superior do conjunto de saídas y do equalizador.

Embora P possa teoricamente assumir qualquer valor inteiro, a suprema maioria das implementações de equalizadores autodidatas atuais aplica o algoritmo CMA com a função de custo J_{CM} para $P=2$, minimizada pelo Gradiente Estocástico [10][21][22]. Assim, adotaremos, a função J_{CM} para $P=2$ sendo referida como Função de Custo CMA ou Função de Custo de Godard, representada por J_G , e dada por

$$J_G = \frac{1}{4} \mathbf{E} \left\{ \left(|y|^2 - \gamma_{CMA} \right)^2 \right\} \quad (6.2)$$

onde γ_{CMA} é a constante de dispersão do algoritmo CMA definida por

$$\gamma_{CMA} = \frac{\mathbf{E} \left\{ |A|^4 \right\}}{\mathbf{E} \left\{ |A|^2 \right\}} \quad (6.3)$$

sendo $A = \{s_0, s_1, \dots, s_{M-1}\}$ o conjunto de M possíveis símbolos, ou alfabeto, referente ao tipo de modulação utilizada. Godard mostra em [8] que γ_{CMA} , assim definido, minimiza J_G .

A partir de sua inicialização, o vetor de pesos $\underline{V} = [V_0 \ V_1 \ \dots \ V_{L-1}]^T$ é atualizado pelo algoritmo Gradiente Estocástico [22] objetivando minimizar a função de custo de Godard J_G . Da mesma forma, a partir de sua inicialização, o vetor de pesos $\underline{W} = [W_0 \ W_1 \ \dots \ W_{L-1}]^T$ é atualizado pelo Gradiente Estocástico, visando minimizar a função de custo J_Q , onde J_Q mede o quadrado da norma Euclidiana entre a saída do equalizador e o símbolo do alfabeto mais próximo. Pela definição das funções de custo, se J_Q é minimizada, obrigatoriamente J_G também o será. No entanto, a recíproca não é verdadeira.

Para que o processo de minimização de J_Q não destrua a estabilidade da delicada dinâmica do processo de minimização de J_G , pois ambos compartilham a mesma saída comum y , é estabelecido um elo entre eles, conforme mostrado na Figura 6.1. Este elo permite que o processo de J_G informe quão equilibrado ele se encontra ao processo de J_Q . O equilíbrio do processo de J_G deve ser entendido não somente associado ao conceito de estabilidade, mas também associado ao grau do efeito resultante desta estabilidade, isto é, ao grau em que o processo de minimização de J_G simultaneamente minimiza J_Q , já que o equalizador é concebido para operar de modo concorrente. Este critério é crucial, visto que a minimização de J_G , por definição, não necessariamente minimiza J_Q . Este elo consiste em um operador não-linear que inibe o processo de J_Q quando o processo de minimização de J_G simultaneamente não minimiza J_Q . Assim, embora compartilhem a saída comum y – o que torna os processos concorrentes devido à arquitetura resultante, ao processo de J_Q somente é permitido interferir de modo cooperativo no processo de minimização de J_G .

O equacionamento descrito a seguir é baseado no trabalho de De Castro [3].

Seja o n -ésimo regressor do canal $\underline{r}(n)$, $n = 0, 1, \dots, N_r - 1$, definido por

$$r_k(n) = u(L-1-k+i), \quad k = 0, 1, \dots, L-1 \quad (6.4)$$

onde:

L é a dimensão do equalizador,

u é a seqüência de amostras recebida por amostragem fracionária $\frac{T}{2}$ do canal, com

$i = 1, 3, \dots, N_a - 1$ variando na medida em que $n = 0, 1, \dots, N_r - 1$ tal que $i = 2n + 1$,

N_a é o número total de amostras a serem recebidos por amostragem fracionária do canal,

$N_r = \left\lfloor \frac{N_a - L - 1}{2} \right\rfloor + 1$ é o número total de regressores a serem obtidos do canal ,

T é o intervalo entre os símbolos gerados no transmissor,

$\lfloor \cdot \rfloor$ é o operador que resulta no inteiro mais próximo e menor que o argumento.

A saída do equalizador no instante n é dada por

$$y(n) = \underline{W}^T(n) \cdot \underline{r}(n) + \underline{V}^T(n) \cdot \underline{r}(n) \quad (6.5)$$

A minimização da função de custo J_G é feita através de sucessivos ajustes do vetor \underline{V} pelo algoritmo Gradiente Estocástico, à medida que n é incrementado:

$$J_G = \frac{1}{4} E \left\{ \left(|y|^2 - \gamma \right)^2 \right\} = \lim_{n \rightarrow \infty} J_G(n) \quad (6.6)$$

$$J_G(n) = \frac{1}{4} \left\{ \left(|y(n)|^2 - \gamma \right)^2 \right\} \quad (6.7)$$

$$\underline{V}(n+1) = \underline{V}(n) + \eta_v \cdot y(n) \left(\gamma - |y(n)|^2 \right) \cdot \underline{r}^*(n) \quad (6.8)$$

onde η_v é o passo de adaptação, $\eta_v > 0$

Com o vetor \underline{V} atualizado, é obtido a saída perturbada que será utilizada para avaliar o estado atual do sistema, a partir de

$$\tilde{y}(n) = \underline{V}^T(n+1) \cdot \underline{r}(n) + \underline{W}^T(n) \cdot \underline{r}(n) \quad (6.9)$$

Uma vez definida a saída perturbada $\tilde{y}(n)$ resultante da perturbação $\Delta \underline{V}(n)$, é necessário avaliar quantitativamente se $y(n)$ e $\tilde{y}(n)$. Sendo s_i e s_j os símbolos QAM tal que $y(n) = s_i + \delta$ e $\tilde{y}(n) = s_j + \varepsilon$, onde δ e ε são números complexos distintos de módulo arbitrariamente pequeno, com $i, j = 0, 1, \dots, M-1$, sendo M o número de símbolos presentes no alfabeto M -QAM. Tão mais próximos $y(n)$ e $\tilde{y}(n)$ estarão respectivamente de s_i e s_j quanto mais efetiva tenha sido a minimização concorrente e simultânea das funções de custo J_G e J_Q até o instante arbitrário n .

Sendo assim, de modo semelhante à função J_G , a minimização da função de custo J_Q é feita através de sucessivos ajustes do vetor \underline{W} pelo algoritmo Gradiente Estocástico, à medida que n é incrementado:

$$J_Q = \frac{1}{2} E\{ |Q\{y\} - y|^2 \} = \lim_{n \rightarrow \infty} J_Q(n) \quad (6.10)$$

$$J_Q(n) = \frac{1}{2} \{ |Q\{y(n)\} - y(n)|^2 \} \quad (6.11)$$

$$\underline{W}(n+1) = \underline{W}(n) + \eta_w [1 - D_Q(n)] [Q\{y(n)\} - y(n)] \underline{r}^*(n) \quad (6.12)$$

onde o operador $Q\{\cdot\}$ retorna o símbolo IQ da modulação digital que apresenta menor distância euclidiana ao argumento $\{\cdot\}$ e η_w é o passo de adaptação, $\eta_w > 0$ e $D_Q(n)$ dado por:

$$D_Q(n) = \begin{cases} 0, & Q\{y(n)\} = Q\{\tilde{y}(n)\} \\ 1, & Q\{y(n)\} \neq Q\{\tilde{y}(n)\} \end{cases} \quad (6.13)$$

Note, de (6.12) e (6.13), que o fator $[1 - D_Q]$ atua como uma chave controlada pelo estado *a priori* do sistema, chave esta que permite a atualização de \underline{W} em função da atualização de \underline{V} . O fator $[1 - D_Q]$ gera um comportamento semelhante ao algoritmo *stop-and-go* de Picchi e Prati [11]: \underline{W} somente é atualizado se, ao se atualizar \underline{V} , a saída y permanece no mesmo nível de quantização Q . No entanto, o algoritmo *stop-and-go* não é concorrente e possui um limiar constante que não segue a dinâmica dos estados *a priori* do sistema. Uma atualização em \underline{V} que não altere o nível de quantização Q implicitamente significa uma atualização provavelmente correta, já que esta é a condição esperada após a convergência do equalizador. Portanto, o fator $[1 - D_Q]$ controla a atualização de \underline{W} em concordância com a operação concorrente do sistema: O processo de minimização de J_Q somente é ativado quando o processo de minimização de J_G simultaneamente minimiza J_Q . Como os filtros \underline{W} e \underline{V} compartilham a mesma saída y , o fator $[1 - D_Q]$ evita qualquer interferência não cooperativa do processo de minimização de J_Q que possa desequilibrar o processo de minimização de J_G .

7. DESCRIÇÃO DO ALGORITMO INTELIGENTE

A técnica de minimização por gradiente adotada no novo *beamformer* proposto neste trabalho segue a heurística apresentada em [1], a qual consiste em perturbar individualmente a reatância no centro de cada dipolo, obtendo-se com isto o gradiente da função de custo.

O vetor de reatâncias é inicializado com o valor $\underline{X}(n=0) = [50 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T [\Omega]$ e, a partir deste ponto, perturba-se o vetor de reatâncias a fim de executar o procedimento de otimização. Sejam os vetores de reatâncias perturbados $\underline{X}_{\text{up}}$ e $\underline{X}_{\text{down}}$ dados por

$$\underline{X}_{\text{up}}(n) = \underline{X}(n) + c(n)\underline{\Delta}(n) \quad (7.1)$$

$$\underline{X}_{\text{down}}(n) = \underline{X}(n) - c(n)\underline{\Delta}(n) \quad (7.2)$$

onde $c(n)$ é a variável que controla a parcela da perturbação aplicada no instante discreto n dada por:

$$c(n) = \frac{C}{(n+1)^\gamma} \quad (7.3)$$

onde C é uma constante e γ é um coeficiente não-negativo, cujos valores escolhidos são um compromisso entre a velocidade de convergência e o erro em regime permanente.

$\underline{\Delta} = [0 \ \delta_1 \ \delta_2 \ \delta_3 \ \delta_4 \ \delta_5 \ \delta_6]^T$ é um vetor cujos componentes δ_i , $i = 1, 2, \dots, 6$, assumem valores do conjunto $\{1, -1\}$ de maneira aleatória e com distribuição probalística uniforme.

A função de custo a ser minimizada no contexto do algoritmo adaptativo MMC [2] é

$$L = 1 - |MMC(\underline{r}(n), Na)|^2 \quad (7.4)$$

e no contexto do algoritmo original do PDAC [3], que utiliza o CMA é

$$L = |CMA(\underline{r}(n), Na, \gamma_{CMA})| \quad (7.5)$$

onde $\underline{r}(n) = [r(n - N_L + 1) \ \dots \ r(n - 1) \ r(n)]^T$ é o vetor que armazena as últimas $N_L \geq Na$ amostras $r(n - k)$ na saída da antena, $k = 0, 1, \dots, N_L - 1$. Note que a amostra atual $r(n)$ é obtida em função do atual vetor de reatâncias $\underline{X}(n)$.

O MMC (*Maximum Moment Criterion*) foi proposto por Ohira [2] no contexto de *beamforming blind* para a antena ESPAR. Seu princípio baseia-se na utilização dos momentos estatísticos de primeira e segunda ordem das amplitudes dos sinais recebidos. Busca minimizar o desvio nas amplitudes do sinal recebido. Diferentemente do CMA que usa uma função de custo que tende a ser minimizada, o MMC é uma função objetivo que tende a ser maximizada ao longo do tempo e é dada por:

$$MMC = \frac{\{E|y(t)|\}^2}{E|y(t)|^2} \quad (7.6)$$

Reescrevendo a Equação (7.6), temos que $MMC(\underline{r}(n), Na)$ é dado por

$$MMC(\underline{r}(n), Na) = \frac{\left(\frac{1}{Na} \sum_{k=0}^{Na-1} |r(n-k)| \right)^2}{\frac{1}{Na} \sum_{k=0}^{Na-1} (|r(n-k)|)^2} \quad (7.7)$$

e reescrevendo a Equação (6.2), temos que $CMA(\underline{r}(n), Na, \gamma_{CMA})$ é dada por:

$$CMA(\underline{r}(n), Na, \gamma_{CMA}) = \frac{1}{4.Na} \sum_{k=0}^{Na-1} \left((|r(n-k)|)^2 - \gamma_{CMA} \right)^2 \quad (7.8)$$

onde Na é o número de amostras utilizadas para o cômputo das médias implícitas em (7.7) e (7.8) e γ_{CMA} é a constante de dispersão do algoritmo CMA definida em (6.3).

Visto L ser uma função de \underline{X} , então, a partir de (7.1) (7.2) e (7.4) (7.5) pode-se definir

$$L_{\text{up}} = L(\underline{X}_{\text{up}}) \quad (7.9)$$

$$L_{\text{down}} = L(\underline{X}_{\text{down}}) \quad (7.10)$$

Desta forma os componentes g_i , $i = 1, 2, \dots, 6$ do vetor gradiente

$$\underline{\nabla}_L = \frac{\Delta L}{\Delta \underline{X}} = [0 \quad g_1 \quad g_2 \quad g_3 \quad g_4 \quad g_5 \quad g_6]^T \quad (7.11)$$

podem ser obtidos no instante discreto n através de

$$g_i = \frac{(L_{\text{up}} - L_{\text{down}})}{2c\delta_i} \quad (7.12)$$

sendo $c = c(n)$, conforme (7.3).

Uma vez obtido o gradiente $\underline{\nabla}_L$, o primeiro ajuste \underline{X}^I do vetor de reatâncias \underline{X} no instante discreto n pode ser efetuado por

$$\underline{X}^I(n) = \underline{X}(n) - a(n)\underline{\nabla}_L(n) \quad (7.13)$$

onde $a(n)$ é o tamanho do passo de adaptação das reatâncias, dado por (7.14). Os parâmetros a e A são constantes, e α é um coeficiente não-negativo, cujos valores escolhidos são um compromisso entre a velocidade de convergência e o erro em regime permanente.

$$a(n) = \frac{a}{(A + n + 1)^\alpha} \quad (7.14)$$

O segundo ajuste \underline{X}^{II} do vetor de reatâncias \underline{X} no instante discreto n é condicionado ao processo de decisão intrínseco ao PDAC [3]. A decisão consiste em proceder ou não a minimização da função de custo J_Q que mede o erro médio quadrático entre as últimas $Nb \leq N_L$ amostras armazenadas no vetor $\underline{r}(n)$ e os símbolos IQ com menor distância euclidiana aos respectivos componentes de $\underline{r}(n)$. Especificamente, J_Q é dado por

$$J_Q(\underline{r}(n), Nb) = \frac{1}{Nb} \sum_{j=0}^{Nb-1} (\|Q\{r(n-j)\} - r(n-j)\|)^2 \quad (7.15)$$

onde o operador $Q\{\cdot\}$ retorna o símbolo IQ da modulação digital que apresenta menor distância euclidiana ao argumento $\{\cdot\}$ e $Nb \leq N_L$ é o número de amostras utilizadas para o cômputo da média em (7.15).

Este processo de minimização condicional [3] de (7.15) é efetuado através de

$$\underline{X}(n+1) = \underline{X}^n = \underline{X}^1(n) - (1-D)b(n)\underline{\nabla}J(n) \quad (7.16)$$

sendo $D=0$ se $Q\{r(n)\} = Q\{r^1(n)\}$ e $D=1$ se $Q\{r(n)\} \neq Q\{r^1(n)\}$, onde $r(n)$ é a saída da AI para o vetor de reatâncias $\underline{X}(n)$ e $r^1(n)$ é a saída da AI para o vetor de reatâncias $\underline{X}^1(n)$. $b(n)$ é o passo de adaptação das reatâncias, dado por (7.17). Os parâmetros b e B são constantes, e β é um coeficiente não-negativo, cujos valores escolhidos são um compromisso entre a velocidade de convergência e o erro em regime permanente.

$$b(n) = \frac{b}{(B+n+1)^\beta} \quad (7.17)$$

O cálculo do gradiente $\underline{\nabla}J$ é dado por (7.18).

$$\underline{\nabla}J = \frac{\Delta J_\varrho}{\Delta \underline{X}} = \frac{J_\varrho(\underline{X}) - J_\varrho(\underline{X}^1)}{\underline{X} - \underline{X}^1} \quad (7.18)$$

A Tabela 1 apresenta o procedimento passo a passo adotado para execução do algoritmo.

Etapa	Procedimento
1	Inicializar o vetor de reatâncias:

	$\underline{X} = [50 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$ Inicializar contador de símbolos IQ: $n = 0$
2	Obter $\underline{w} = (Z + \underline{X})^{-1}\underline{U}$ através de (4.8).
3	Inicializar o vetor regressor de canal $\underline{r}(n)$ com N_L amostras $\underline{r}(n)$ iniciais obtidas a partir de (4.1)-(4.4), com $n = 0, 1, \dots, N_L - 1$, sendo $N_L \geq Na$ e $N_L \geq Nb$.
4	Gerar a seqüência de valores aleatórios $\underline{\Delta} = [0 \ \delta_1 \ \delta_2 \ \delta_3 \ \delta_4 \ \delta_5 \ \delta_6]^T$.
5	Determinar $a(n)$, $b(n)$ e $c(n)$ de acordo com (7.14), (7.17) e (7.3).
6	Obter as reatâncias perturbadas \underline{X}_{up} e \underline{X}_{down} de acordo com (7.1) e (7.2).
7	Calcular \underline{w}_{up} e \underline{w}_{down} a partir de (4.8) e de \underline{X}_{up} e \underline{X}_{down} .
8	Calcular $r_{up}(n)$ e $r_{down}(n)$ a partir de (4.1)-(4.4) e de \underline{w}_{up} e \underline{w}_{down} .
9	Atualizar regressores com $r_{up}(n)$ e $r_{down}(n)$: $\underline{r}_{up}(n) = [r(n - N_L + 1) \ \dots \ r(n - 1) \ r_{up}(n)]^T$ $\underline{r}_{down}(n) = [r(n - N_L + 1) \ \dots \ r(n - 1) \ r_{down}(n)]^T$
10	Calcular a função de custo L_{up} e L_{down} através de (7.4) para o caso MMC-DD ou (7.5) para o caso CMA-DD e de $\underline{r}_{up}(n)$, $\underline{r}_{down}(n)$
11	Calcular o gradiente $\underline{\nabla}_L$ através de (7.11) e (7.12).
12	Obter o vetor de reatâncias atualizadas $\underline{X}^I(n)$ através de (7.13).
13	Obter $\underline{w}^I = (Z + \underline{X}^I)^{-1}\underline{U}$ através de (4.8).
14	Obter $r^I(n)$ a partir de (4.1)-(4.4) e \underline{w}^I .
15	Avaliar o estado atual do sistema, quantizando a amostra do regressor $r(n)$ (com a reatância $\underline{X}(n)$) e a amostra do regressor $r^I(n)$ (com a reatância $\underline{X}^I(n)$). Se $Q\{r(n)\} = Q\{r^I(n)\}$, $D=0$, em caso contrário, $D=1$.

16	Calcular ∇J a partir de (7.18).
17	Obter o vetor de reatâncias atualizadas $\underline{X}^{\text{II}}(n)$ através de (7.16).
18	Mover uma posição à esquerda as amostras armazenadas na fila do regressor de canal $r(n)$.
19	Obter $\underline{w}^{\text{II}} = (Z + \underline{X}^{\text{II}})^{-1} \underline{U}$ através de (4.8).
20	Obter $r^{\text{II}}(n)$ a partir de (4.1)-(4.4) e $\underline{w}^{\text{II}}$.
21	Armazenar a saída $r^{\text{II}}(n)$ na última posição do regressor de canal $\underline{r}(n)$: $\underline{r}(n) = [r(n - N_L + 1) \quad \dots \quad r(n - 1) \quad r^{\text{II}}(n)]^T$
22	Incrementar indexador $n = n + 1$
23	Testar fim de loop: Se $J_Q < 0.001$ ou $n =$ número máximo de iterações predefinido (usualmente 8000) então FIM caso contrário ir para etapa 4.

Tabela 1: Procedimento passo a passo para execução do algoritmo Concorrente (MMC-DD e CMD-DD).

8. RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A avaliação do desempenho dos *beamformers* propostos foi feita mediante a comparação dos resultados experimentais entre os algoritmos baseados na arquitetura concorrente e o algoritmo original proposto por Ohira [2] quando submetidos às mesmas condições de operação.

Os critérios de desempenho adotados basearam-se nos seguintes resultados de simulação:

- Gráficos da constelação na saída r da antena após a convergência dos algoritmos.
- Gráficos comparativos das curvas MSE.

Para o caso dos algoritmos baseados na arquitetura concorrente considerou-se ter ocorrido convergência na n -ésima iteração quando a função de custo J_Q (7.15) tenha estabilizado em um valor abaixo de 0.001. O segundo critério de parada foi o número máximo de iterações. Esse valor pré-definido, para as simulações realizadas neste trabalho, foi de 10000 iterações.

A seqüência que representa a fonte de informação S a ser transmitida através do canal possui média zero, variância unitária, distribuição uniforme e apresenta independência estatísticas entre as amostras.

As modulações utilizadas nas simulações foram 16-QAM e 64-QAM. Foram simulados diferentes possíveis cenários de operação da antena. Por não existir um estudo que nos indique com precisão quais são os diferentes azimutes de chegada nos modelos de canais existentes, os mesmos foram escolhidos aleatoriamente, sujeito à condição de que os azimutes

de chegada estejam angularmente separados de no mínimo 30° . A razão para esta condição é o fato de que cada monopolo passivo do *array* está contido na bissetriz de um setor de 30° com vértice no monopolo ativo – condição física que dificulta a discriminação de duas frentes de onda que incidam com separação angular inferior a 30° . Cada cenário possui um número diferente de frentes de onda que chegam na antena bem como o ângulo de chegada dessa frente de onda no plano azimutal da mesma.

Para a modulação 16-QAM cada cenário foi simulado considerando SNR=35dB, 25dB e 15dB, com 2, 3 e 4 frentes de onda chegando na antena em azimutes distintos. Para a modulação 64-QAM foi considerado apenas duas frentes de onda chegando na antena em azimutes distintos e SNR= 35dB e 25dB.

Este capítulo apresenta apenas alguns exemplos que nos permitam estabelecer uma análise comparativa do desempenho entre os algoritmos MMC-DD e CMA-DD propostos neste trabalho e o algoritmo MMC [2]. Demais exemplos serão mostrados no Apêndice A.

Os parâmetros utilizados nas simulações são: $a = 4000000$, $b = 4000000$, $\alpha = 0.6$, $\beta = 0.6$, $\gamma = 0.15$, $A = 200$, $B = 250$, $C = 0.05$. Os tamanhos de N_a e N_b variam conforme o caso, N_a assume valores entre 25 e 40 e N_b valores entre 15 e 35. Na maioria dos casos $N_a = 35$ e $N_b = 20$.

O sistema considerado opera a um *symbol rate* de 10.2 Msímbolos/s.

As constelações abaixo nos dão uma idéia de como o sinal está chegando na antena. A Figura 8.1 mostra o sinal desejado sob ação do ruído gaussiano aditivo com SNR=35dB. Os sinais interferentes (ecos) possuem o mesmo comportamento, exceção feita à respectiva amplitude do sinal. Note que não existe influência de multipercurso e sim apenas ruído.

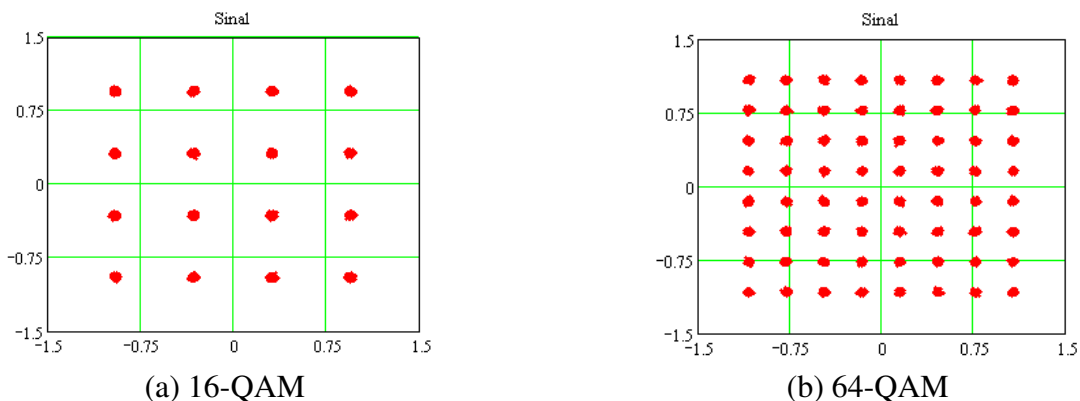


Figura 8. 1: Gráficos das Constelações: 16-QAM e 64-QAM, com SNR= 35dB

A Figura 8.2 mostra o sinal recebido, de uma modulação 16-QAM com SNR=35dB, sem a atuação da antena inteligente, cujos cenários de operação são constituídos de duas, três e quatro frentes de onda.

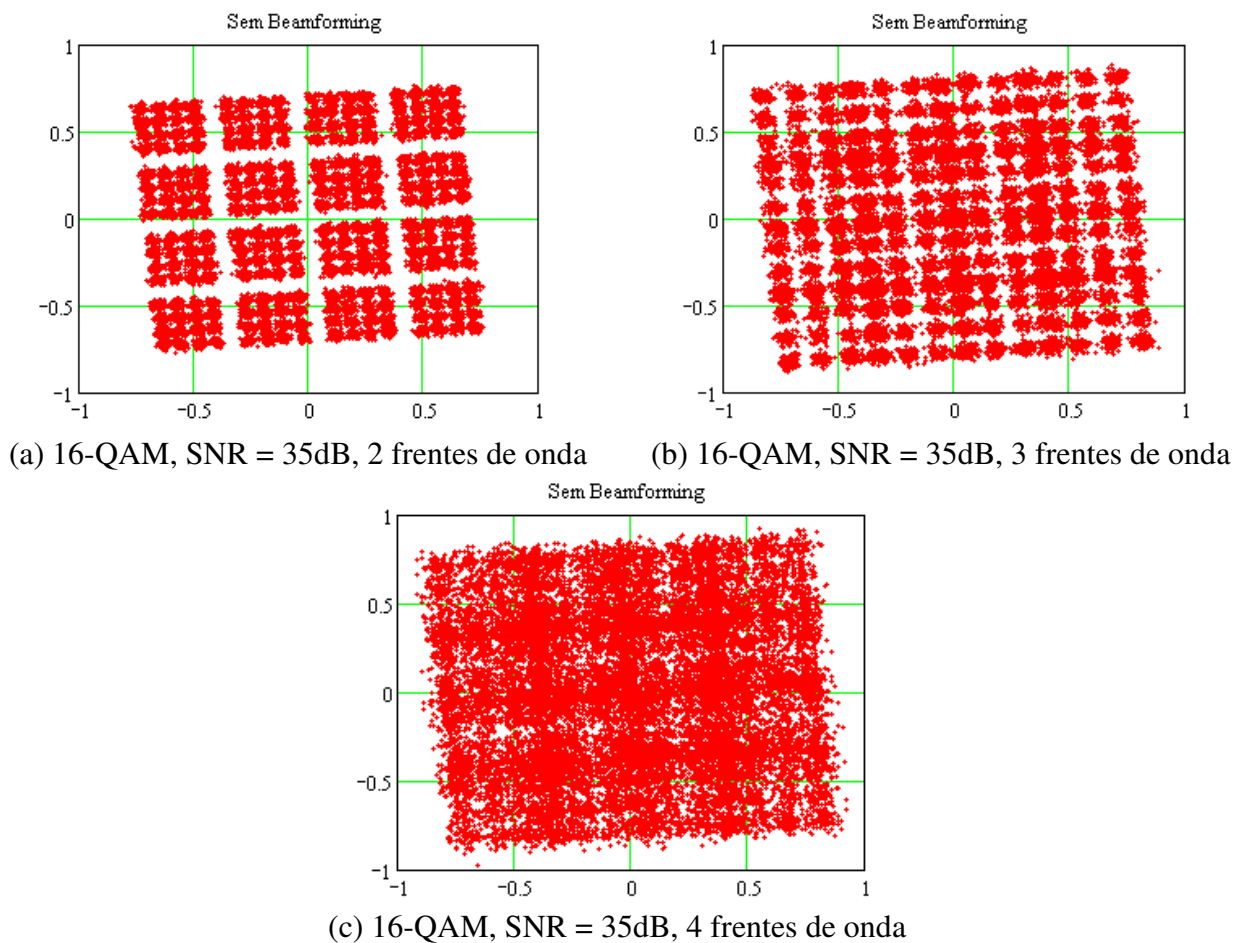
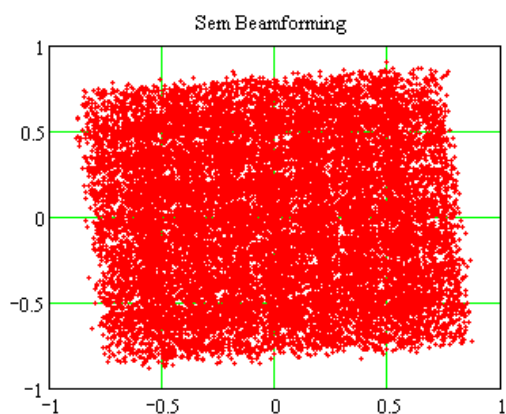


Figura 8. 2: Gráficos da Constelação 16-QAM, com SNR= 35dB, nos cenários de operação dos casos I, II e III.

A Figura 8.3 mostra o sinal recebido, de uma modulação 64-QAM com SNR=35dB, sem a atuação da antena inteligente, cujo cenário de operação é constituído de duas frentes de onda.



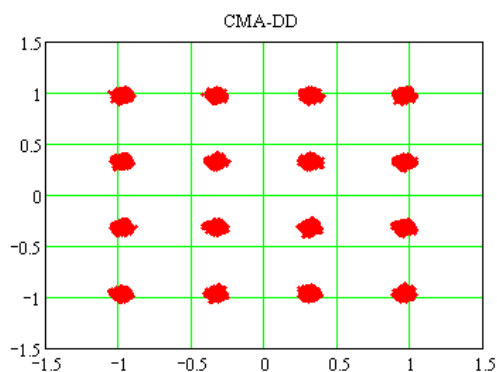
64-QAM, SNR = 35dB, 2 frentes de onda

Figura 8. 3: Gráficos da Constelação 64-QAM, com SNR= 35dB, no cenário de operação do caso IV.

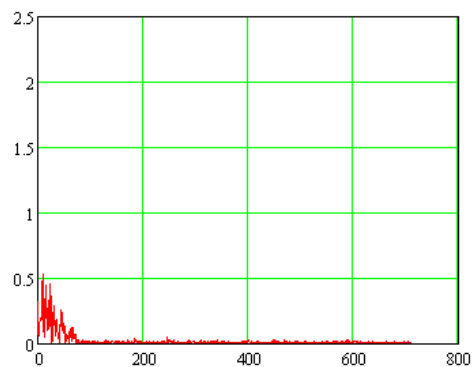
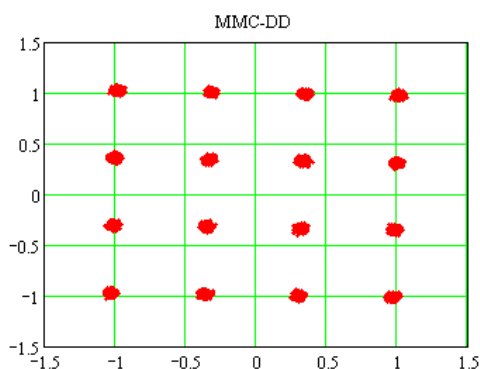
Com base nas Figuras 4.4 e 4.5, os sinais desejado e interferentes incidem na antena sob $\theta = 90^\circ$ e ϕ conforme Casos I, II, III e IV a seguir.

Caso I: Modulação 16-QAM, SNR=35dB, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=0^\circ$ e interferente incidindo a $\phi=90^\circ$. O sinal interferente constitui um eco do sinal desejado, atenuado de 13.8dB e atrasado $0.15 \mu\text{s}$, o que corresponde a 2 amostras no sistema em questão.

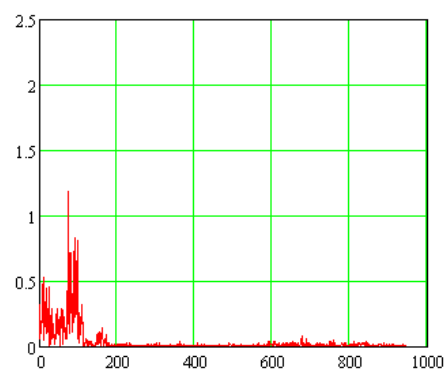
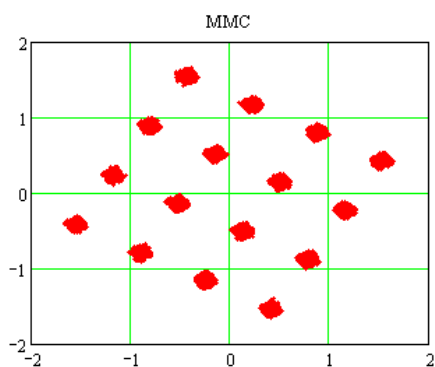
As figuras abaixo consideram que as condições de convergência ou limitação do número de iterações foram atingidas.



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

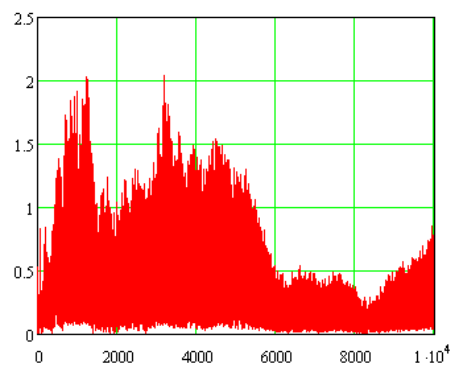
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura 8. 4: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso I, SNR = 35dB

Caso II: Modulação 16-QAM, SNR=35dB, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=0^\circ$ e interferentes incidindo a $\phi=90^\circ$ e $\phi=180^\circ$. Os sinais interferentes constituem ecos do sinal desejado, atenuados de 13.8dB e 16.2dB, atrasados 0.15 μ s e 2.22 μ s correspondendo a 2 e 23 amostras respectivamente, no sistema em questão.

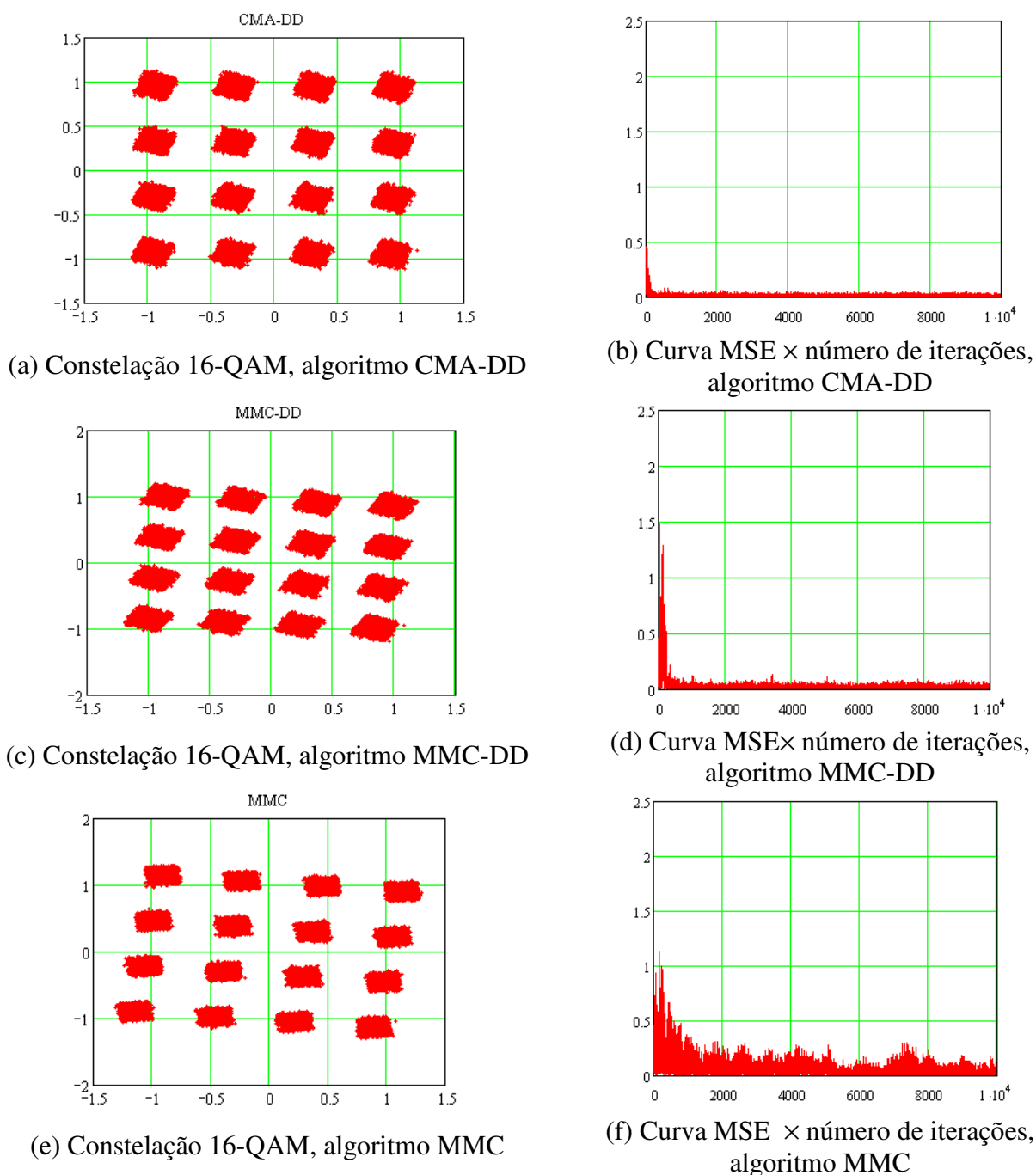


Figura 8. 5: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso II, SNR = 35dB

Caso III: Modulação 16-QAM, SNR=35dB, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=0^\circ$ e interferentes incidindo a $\phi=150^\circ$, $\phi=180^\circ$ e $\phi=200^\circ$. Os sinais interferentes constituem ecos do sinal desejado, atenuados de 13.8dB, 16.2dB e 14.9dB, atrasados 0.15 μ s, 2.22 μ s e 3.05 μ s correspondendo a 2, 23 e 31 amostras respectivamente, no sistema em questão.

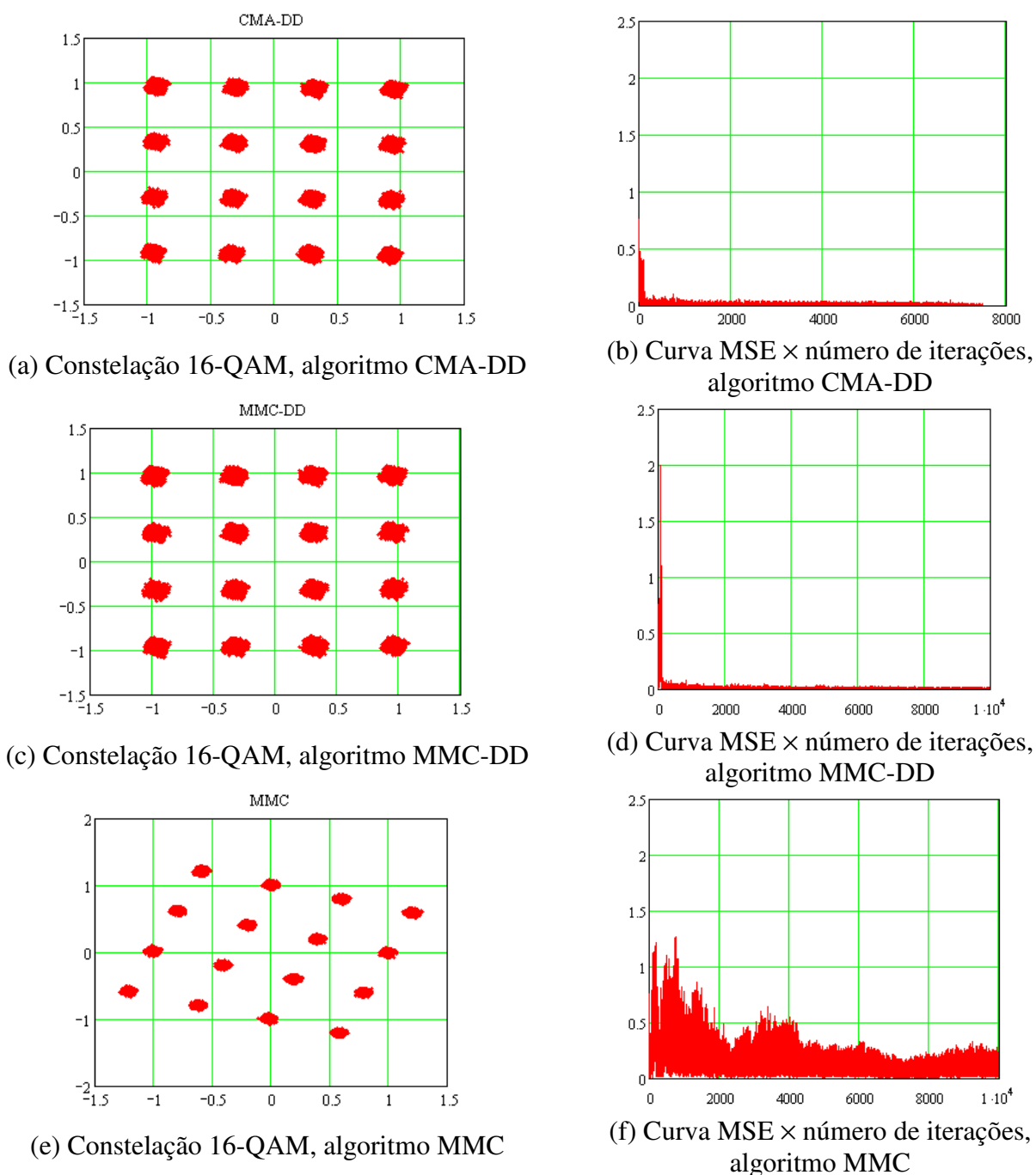
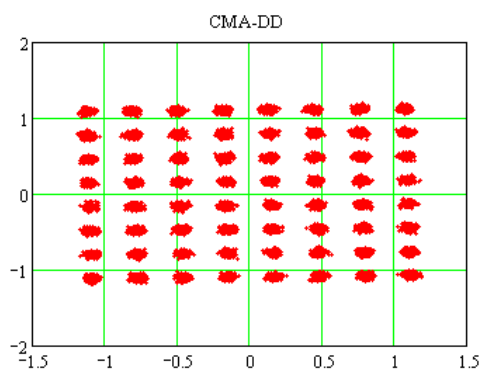
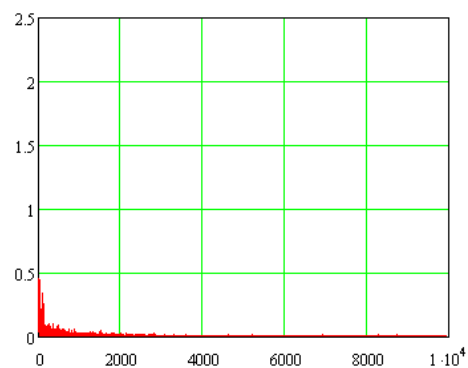


Figura 8. 6: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso III, SNR = 35dB

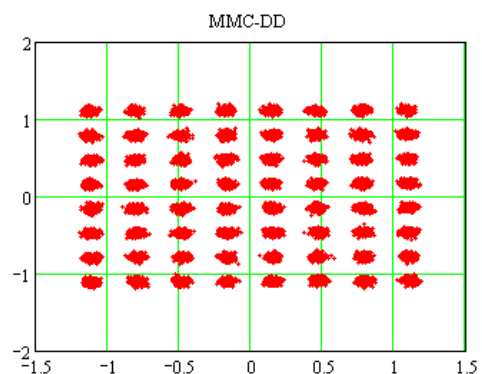
Caso IV: Modulação 64-QAM, SNR=35dB, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=0^\circ$ e interferente incidindo a $\phi=90^\circ$. O sinal interferente constitui um eco do sinal desejado, atenuado de 13.8dB e atrasado 0.15 μs , o que corresponde a 2 amostras no sistema em questão.



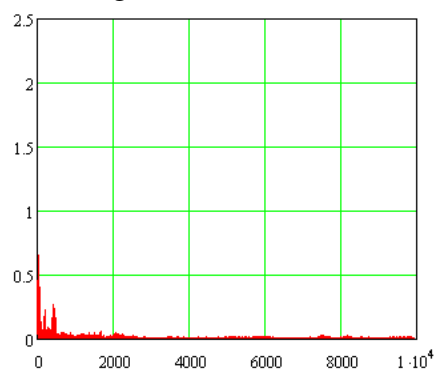
(a) Constelação 64-QAM, algoritmo CMA-DD



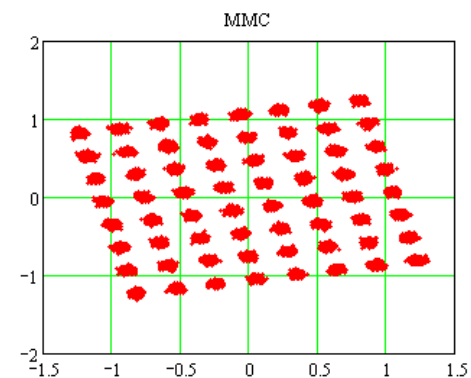
(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD



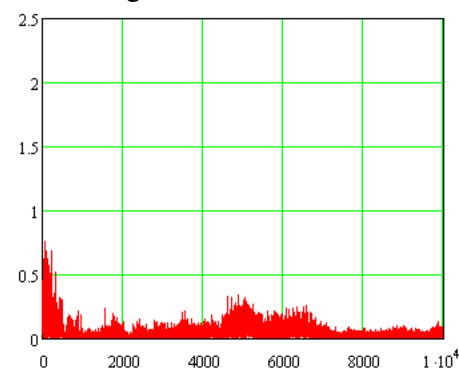
(c) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC-DD



(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD



(e) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC



(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura 8. 7: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso IV, SNR = 35dB

Nas Figuras acima são apresentados os resultados obtidos para os quatro casos exemplificados. Na coluna da esquerda são plotadas as constelações 16-QAM (casos I, II, III) e 64-QAM (caso IV), após a convergência dos algoritmos. Note que, ao contrário do MMC, os algoritmos baseados na arquitetura concorrente (CMA-DD e MMC-DD) corrigem inclusive a rotação de fase da constelação na saída r . Note que o sinal ainda não foi submetido a nenhum processo de desconvolução do canal de transmissão pelo receptor digital.

9. CONCLUSÕES

Este trabalho propôs uma modificação no algoritmo de *beamforming* para antenas controladas por reatâncias, como a ESPAR, proposta por Ohira [1][2], incorporando a esse algoritmo a arquitetura do Equalizador Concorrente, proposto por De Castro [3]. A proposta inicial era incorporar ao algoritmo MMC a etapa do equalizador concorrente que avalia a fase do sinal recebido, uma vez que o MMC original, por si só tem a capacidade de avaliar apenas a potência do sinal recebido. Porém no decorrer das simulações optou-se por incluir a arquitetura original do equalizador concorrente, o qual utiliza na etapa que avalia a potência do sinal recebido, o algoritmo CMA.

Os resultados mostraram que os algoritmos baseados na arquitetura concorrente (CMA-DD e MMC-DD) não só resultam em um menor erro médio quadrático em relação à constelação de referência da modulação digital, como também resultam em uma melhor relação sinal-interferência no diagrama de irradiação.

Além disto, a arquitetura concorrente converge em aproximadamente metade do número de iterações necessárias ao MMC.

Essa melhora no sinal resultante se deve ao fato de que a arquitetura Concorrente avalia não apenas a energia do sinal recebido – como é caso do MMC – mas leva em consideração também a fase da seqüência de símbolos IQ recebidos para efeito da Minimização do erro.

Embora não tenha sido objeto de estudo deste trabalho, observou-se que a antena adotada para efeito de prova de conceito possui uma banda passante relativamente estreita. Sugere-se, portanto, que em trabalhos futuros se estude uma maneira de aumentar essa banda passante.

Outro estudo necessário para viabilizar o uso deste tipo de antena na recepção de sinais de TV Digital é a concepção de um array com polarização horizontal. Uma possível solução seria a utilização de loops.

10. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] C. Sun, A. Hirata, T. Ohira and N. C. Karmakar, “Fast Beamforming of Electronically Steerable Parasitic Array Radiator Antennas: Theory and Experiment”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 7, July 2004.
- [2] T. Ohira, “Blind Adaptive Beamforming Electronically-Steerable Parasitic Array Radiator Antenna Based on Maximum Moment Criterion”, *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002 - IEEE*. Vol. 2, 16-21 June 2002
- [3] F. C. C. De Castro, M. C. F. De Castro and D. S. Arantes, “Concurrent Blind Deconvolution for Channel Equalization”, *IEEE International Conference on Communications - ICC 2001*, Helsinque, 2001.
- [4] K. Gyoda and T. Ohira, “Design of Electronically Steerable Parasitic Array Radiator (ESPAR) Antenna”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol 2, 16-21 July 2000
- [5] T. Ohira and K. Gyoda, “Electronically steerable passive array radiator antennas for low-cost analog adaptive beamforming”, *IEEE International Conference on Phased Array Systems and Technology - May 2000*
- [6] K. Yang, T. Ohira, “Realization of Space–Time Adaptive Filtering by Employing Electronically Steerable Passive Array Radiator Antennas”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, Nr. 7, July 2003
- [7] K.R. Dandekar, H. Ling, and G. Xu, “Experimental Study of Mutual Coupling Compensation in Smart Antenna Applications”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 1, No. 3, July 2002.
- [8] D. N. Godard, “Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communication Systems”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-28, no. 11, Novembro 1980.
- [9] J. R. Treichler, M. G. Agee, “A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals”, *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, Abril 1983.
- [10] J. R. Treichler, I. Fijalkow e C.R. Johnson Jr., “Fractionally-Spaced Equalizers: How Long Should They Really Be?”, *Signal Processing Magazine*, vol. 13, no. 3, pp. 65-81, Maio 1996.
- [11] G. Picchi e G. Prati, “Blind Equalization and Carrier Recovery Using a Stop-and-Go Decision-Directed Algorithm”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. COM-35, no. 9, pp. 877-887, Setembro 1987.
- [12] C.A. Balanis, *Antenna Theory – Analysis and Design*, 2nd, John Wiley & Sons,

- 1997.
- [13] W.L. Stutzman and G.A. Thiele, *Antenna Theory and Design*, 2nd, John Wiley & Sons, 1998
 - [14] R. T. Compton, Jr , *Adaptive Antenas – Concepts and Performance*, Prentice Hall
 - [15] Ahmed El Zooghby, *Smart Antenna Engineering*, Artech House, 2005
 - [16] R.C. Hansen, *Moment Methods in Antennas and Scattering*, Artech House, 1990.
 - [17] J. Jin, *The Finite Element Method in Electromagnetics*, 2nd, John Wiley & Sons, 2002.
 - [18] A.F. Peterson, S.L. Ray and R. Mittra, *Computational Methods for Electromagnetics*, IEEE Press, 1998.
 - [19] Ramo, S.; Whinnery, J.R. e Duzer, T.V., *Campos e Ondas em Eletrônica das Comunicações*, Rio de Janeiro, Guanabara Dois, 1983.
 - [20] Papoulis, *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, 1965.
 - [21] John G. Proakis, *Digital Communications*, 3rd ed., McGraw-Hill, 1995.
 - [22] Simon Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed., Prentice Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1996.
 - [23] SuperNec v2.7 – Programa para simulação de antenas utilizando o método dos momentos.
 - [24] Mathcad v13.0, Mathsoft Engineering & Education

Apêndice A

Abaixo são apresentados os resultados das simulações realizadas com o objetivo de avaliar a performance dos algoritmos propostos. Conforme citado no capítulo 8, o desempenho dos algoritmos baseados na arquitetura concorrente são confrontados com o desempenho do MMC.

Os parâmetros utilizados nas simulações são: $a = 4000000$, $b = 4000000$, $\alpha = 0.6$, $\beta = 0.6$, $\gamma = 0.15$, $A = 200$, $B = 250$, $C = 0.05$. Os tamanhos de N_a e N_b variam conforme o caso, N_a assume valores entre 25 e 40 e N_b valores entre 15 e 35. Na maioria dos casos $N_a = 35$ e $N_b = 20$.

O sistema considerado opera a um Symbol Rate de 10.2 Msímbolos/s. Com modulação 16-QAM a simulação considera SNR=15dB, 25dB e 35dB. Com modulação 64-QAM a simulação considera SNR=25 e 35dB.

Com base nas Figuras 4.4 e 4.5, os sinais desejado e interferentes incidem na antena sob $\theta = 90^\circ$ e ϕ conforme Casos a seguir.

Os sinais interferentes constituem ecos do sinal desejado, atenuados conforme a tabela abaixo:

Tabela 2: Características das frentes de onda que chegam na antena

Percurso	Atenuação (dB)	Atraso (μ s)
Principal	0.0	0.0
Eco 1	13.8	0.15
Eco 2	16.2	2.22
Eco 3	14.9	3.05

As constelações abaixo nos dão uma idéia de como o sinal desejado está chegando na antena devido à ação do ruído gaussiano aditivo. Os sinais interferentes (ecos) possuem o mesmo comportamento, exceção feita a respectiva amplitude do sinal. Note que não existe influência de multipercurso e sim apenas ruído.

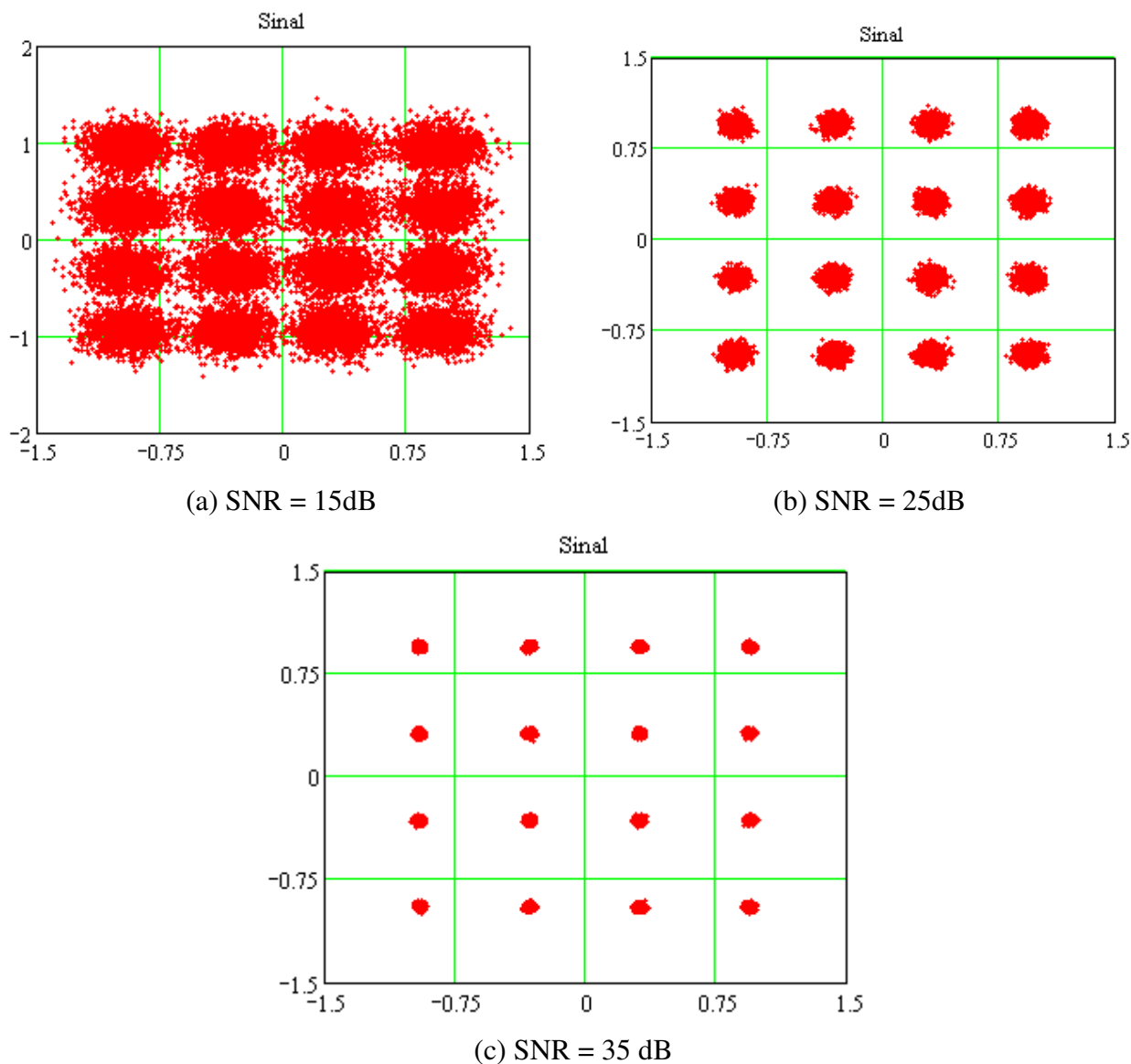


Figura A. 1: Constelação do sinal de referência sob efeito de ruído gaussiano

Os seis cenários de operação a seguir (Casos I, II, III, IV, V e VI) são constituídos de duas frentes de onda em direções distintas. As figuras abaixo nos dão uma idéia de como o sinal é recebido sem a atuação da antena inteligente.

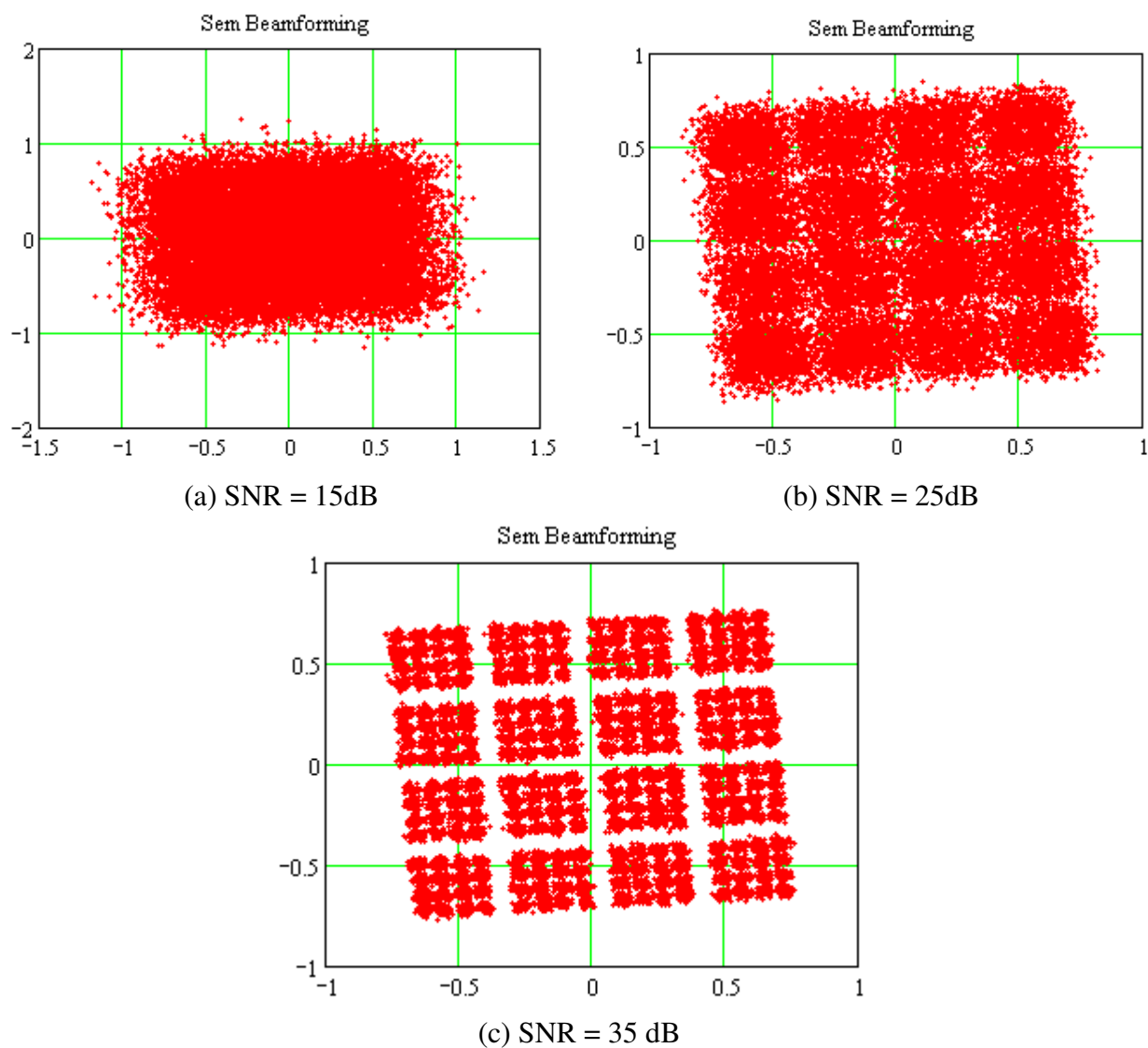
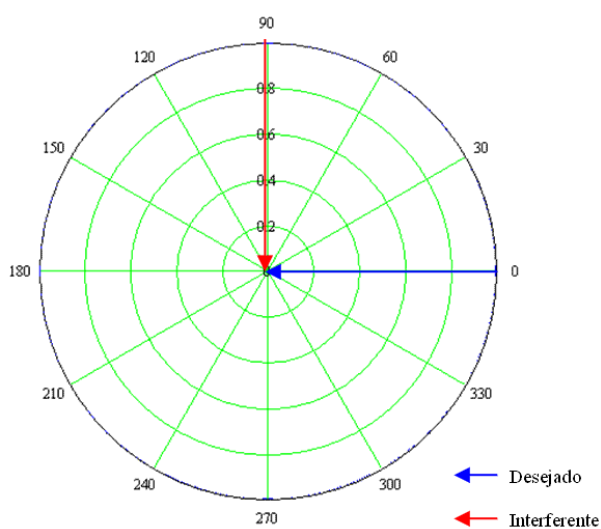
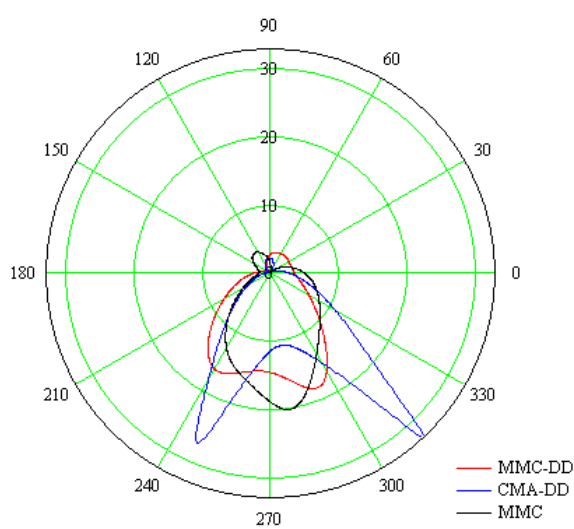


Figura A. 2: Constelação do sinal na saída da antena, com duas frentes de onda incidindo na mesma.

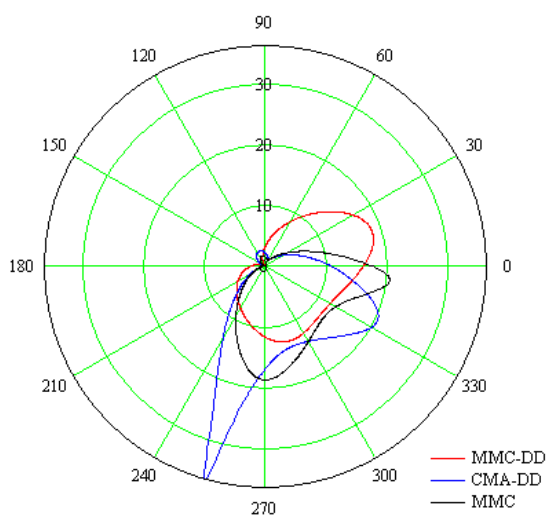
Caso I: Modulação 16-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=0^\circ$ e interferente incidindo a $\phi=90^\circ$. O sinal interferente constitui um eco do sinal desejado, atenuado de 13.8dB e atrasado 0.15 μs , o que corresponde a 2 amostras no sistema em questão.



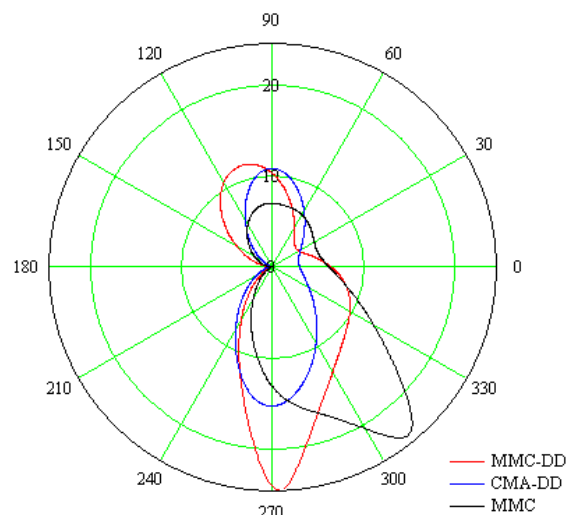
(a) Diagrama de irradiação inicial



(b) Diagrama de irradiação SNR=15dB

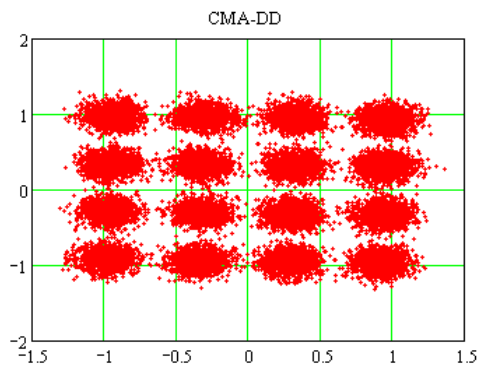


(c) Diagrama de irradiação SNR=25dB

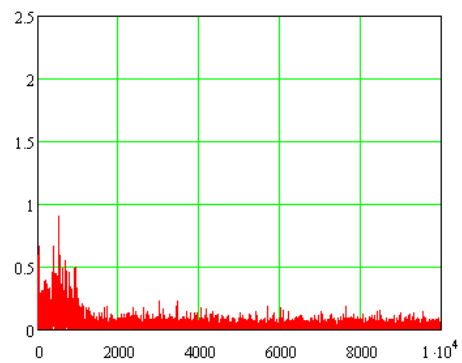
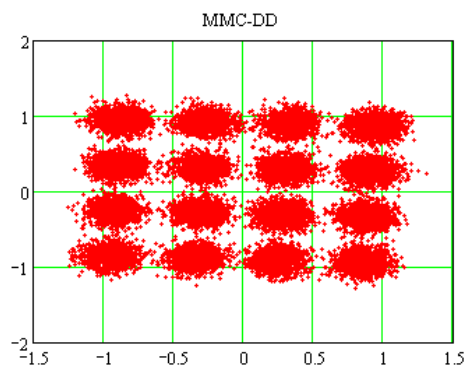


(d) Diagrama de irradiação SNR=35dB

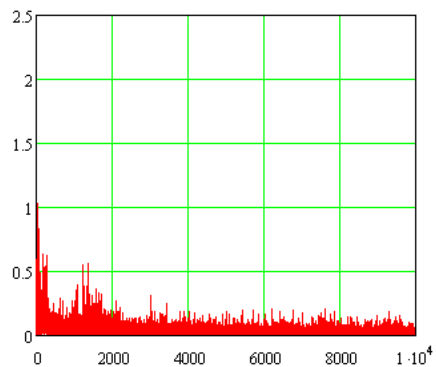
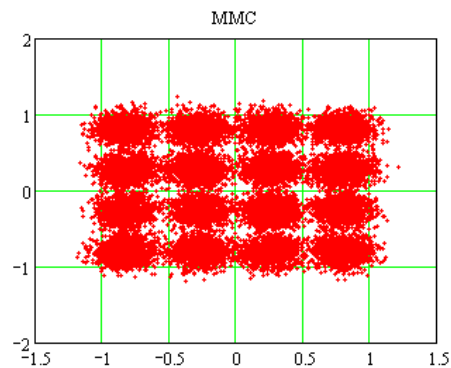
Figura A. 3: Diagramas de Irradiação Caso I



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

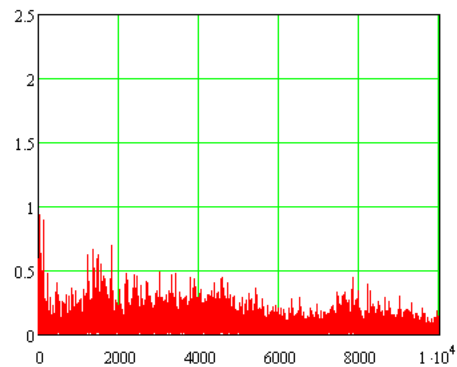
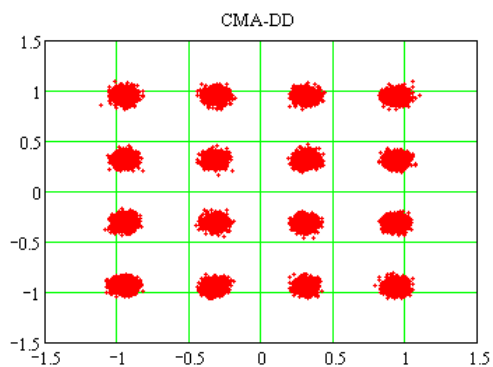
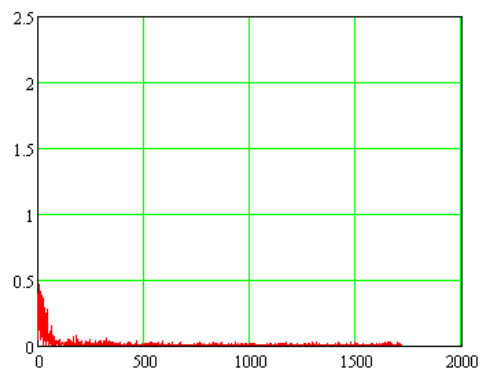
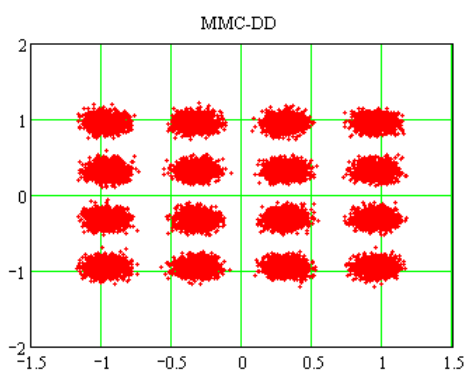
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

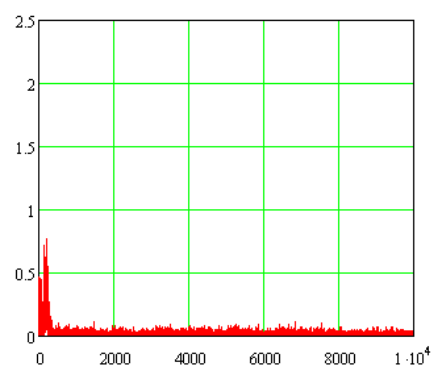
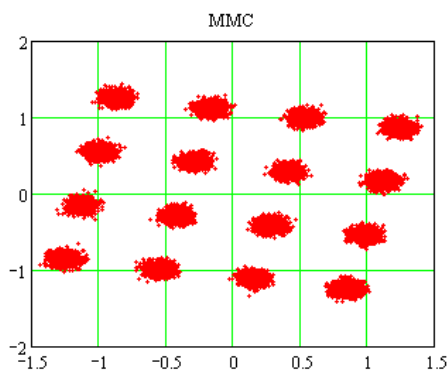
Figura A. 4: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso I, SNR = 15dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

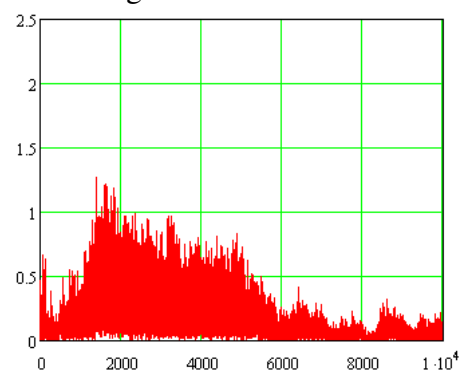
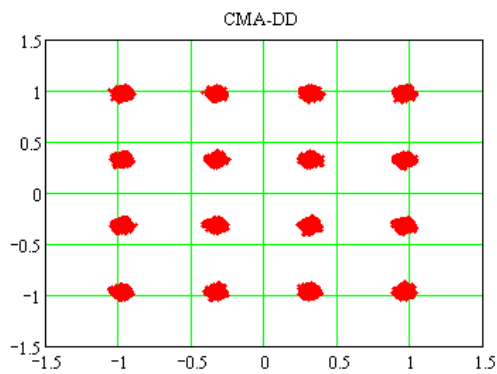
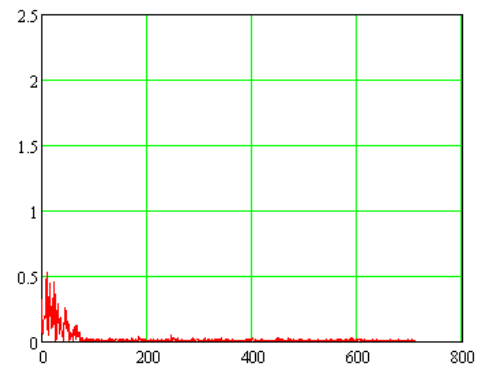
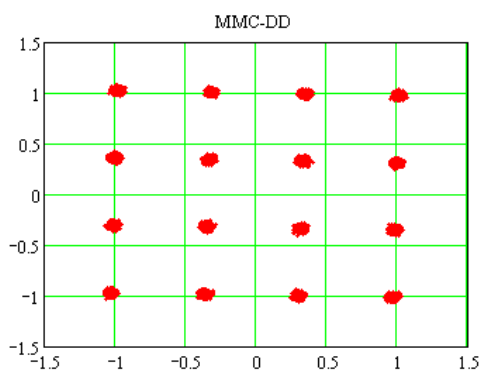
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

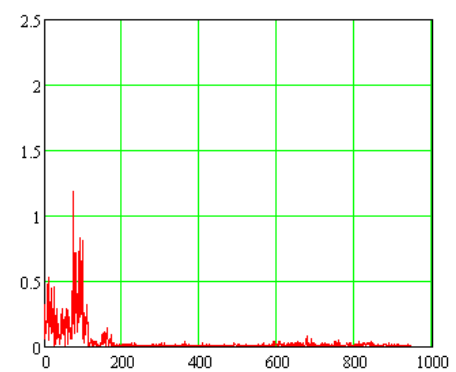
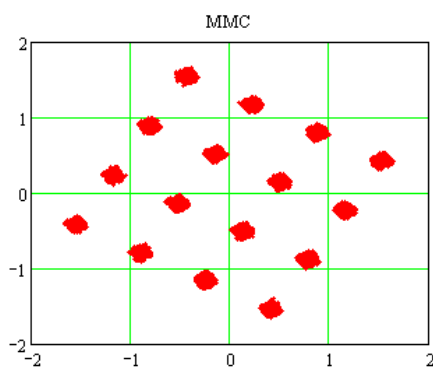
Figura A. 5: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso I, SNR = 25dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

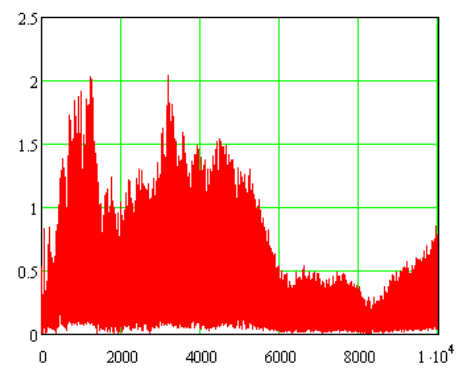
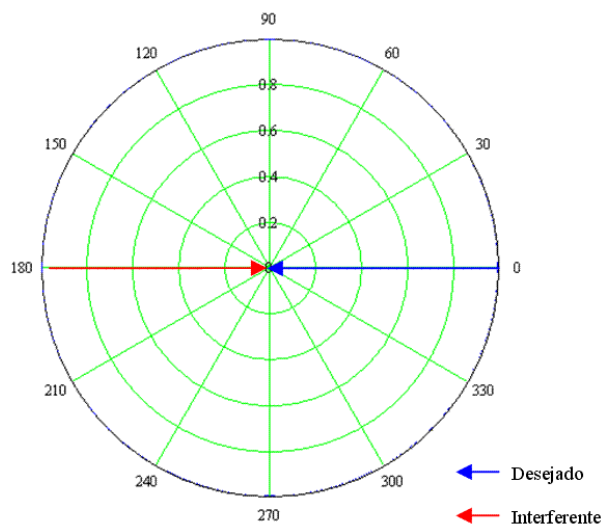
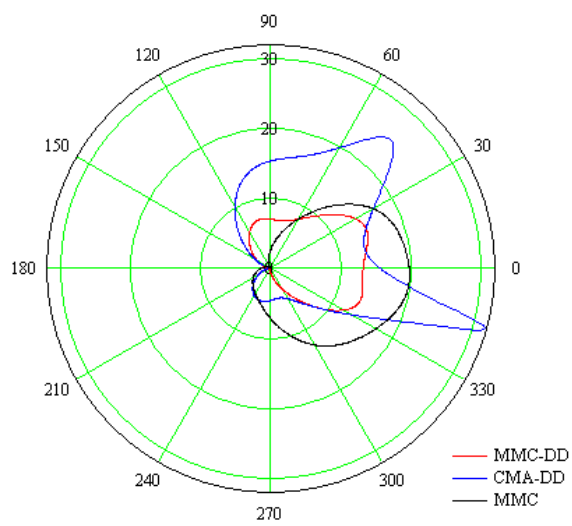
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 6: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso I, SNR = 35dB

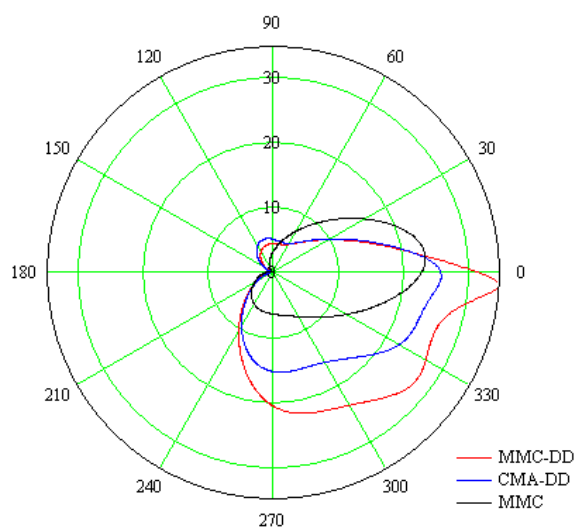
Caso II: Modulação 16-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=0^\circ$ e interferente incidindo a $\phi=180^\circ$. O sinal interferente constitui um eco do sinal desejado, atenuado de 13.8dB e atrasado 0.15 μ s, o que corresponde a 2 amostras no sistema em questão.



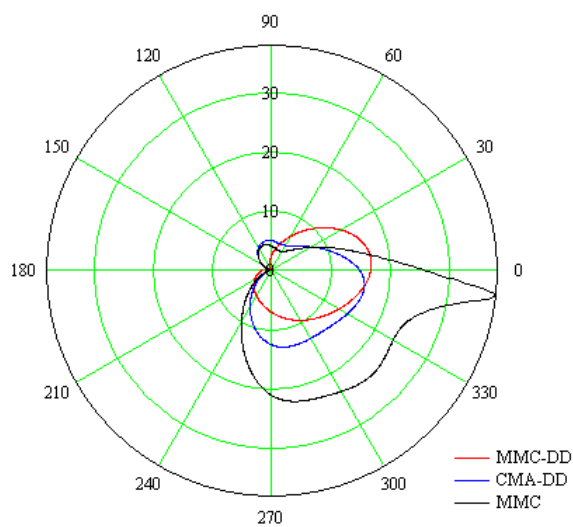
(a) Diagrama de irradiação inicial



(b) Diagrama de irradiação SNR=15dB



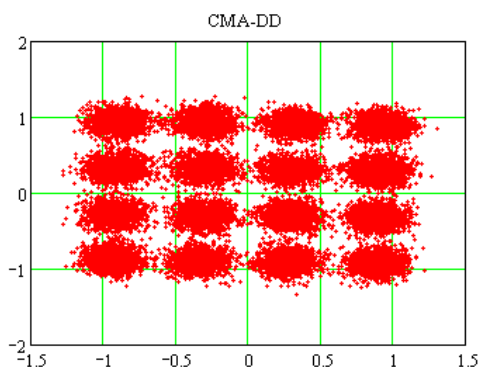
(c) Diagrama de irradiação SNR=25dB



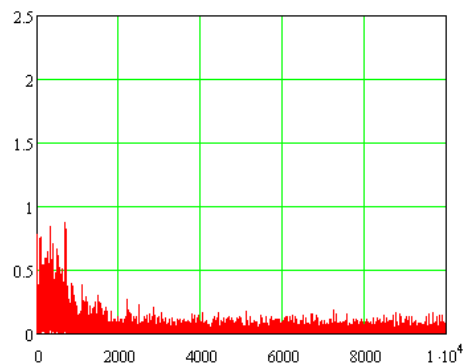
(d) Diagrama de irradiação SNR=35dB

Figura A. 7: Diagramas de Irradiação Caso II

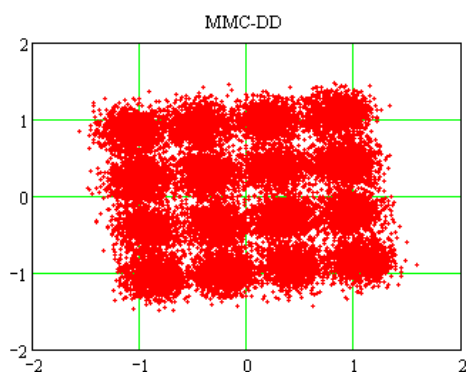
As figuras abaixo consideram que as condições de convergência ou limitação do número de iterações foram atingidas.



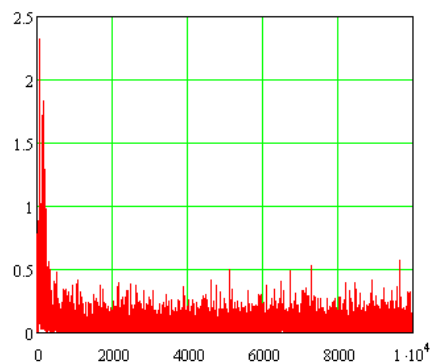
(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD



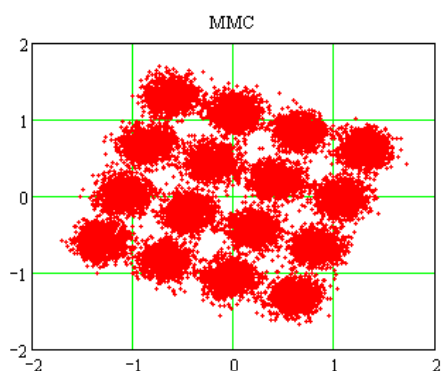
(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD



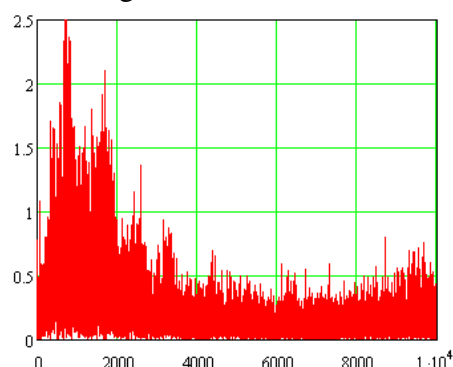
(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD



(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

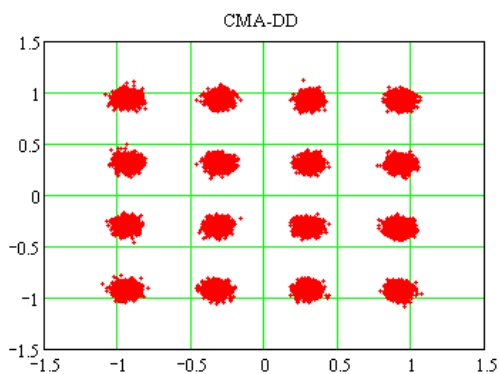


(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

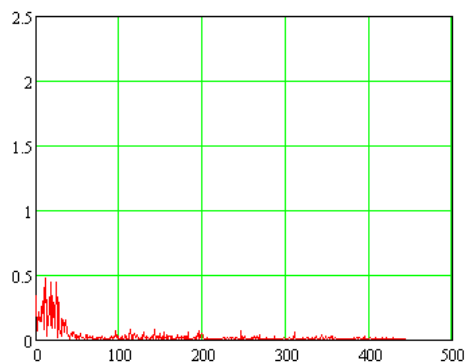
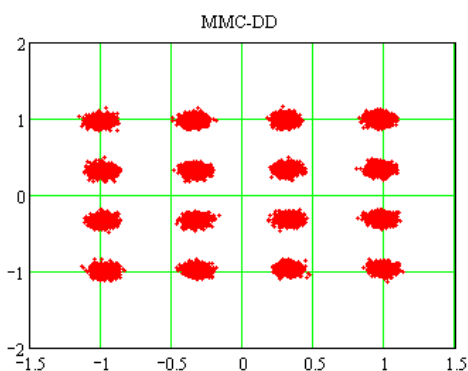


(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

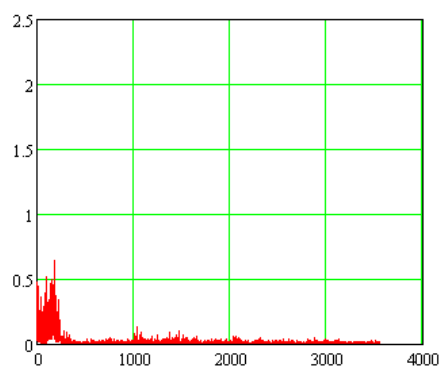
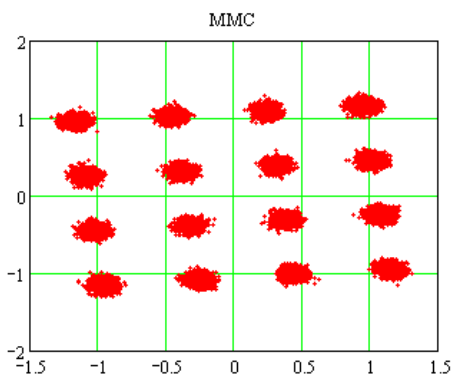
Figura A. 8: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso II, SNR = 15dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

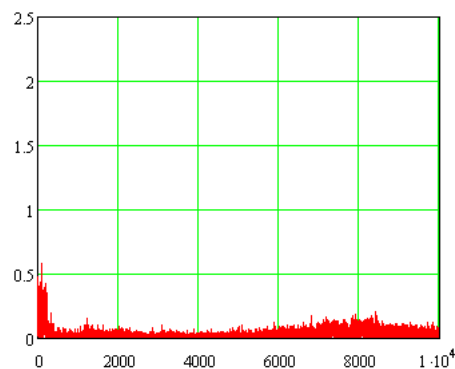
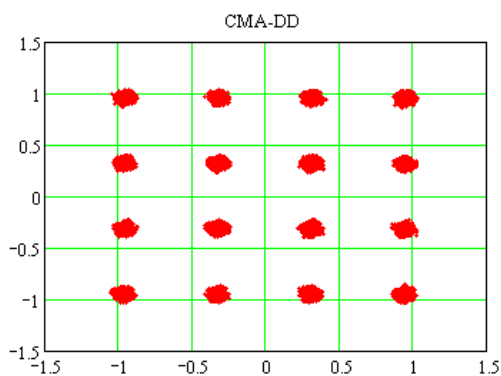
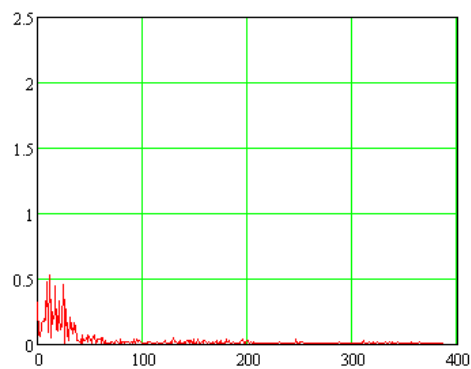
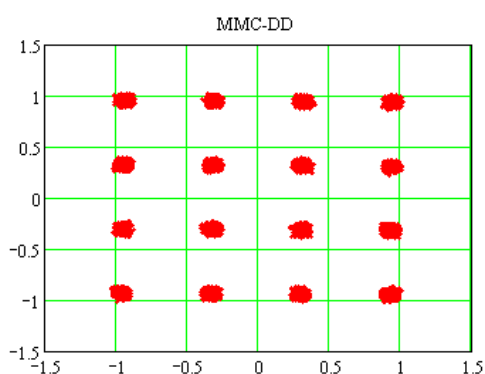
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

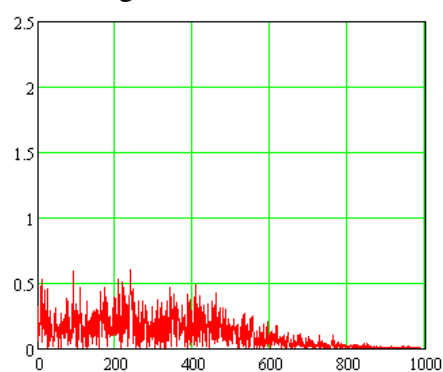
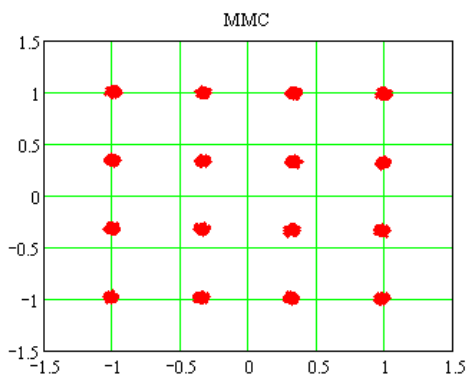
Figura A. 9: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso II, SNR = 25dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

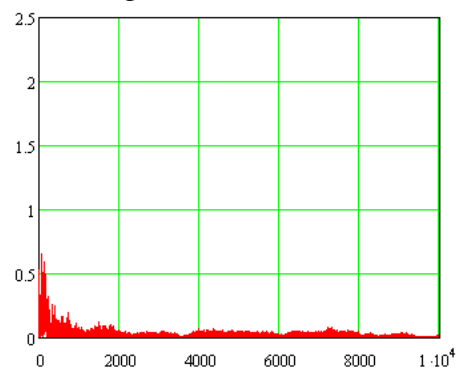
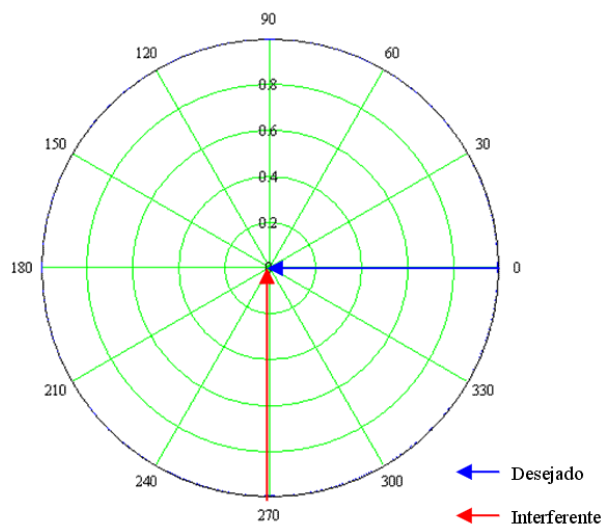
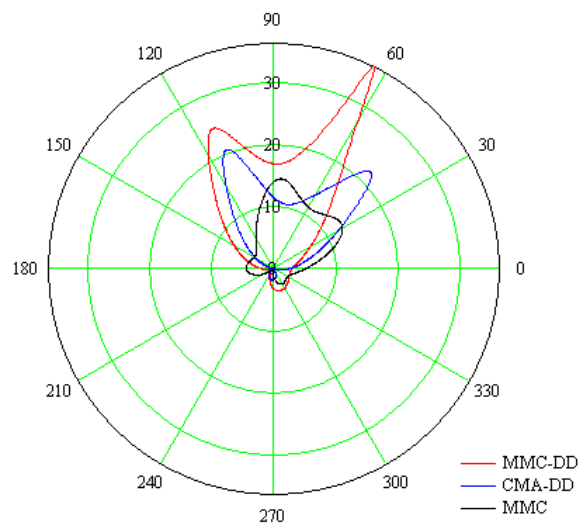
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 10: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso II, SNR = 35dB

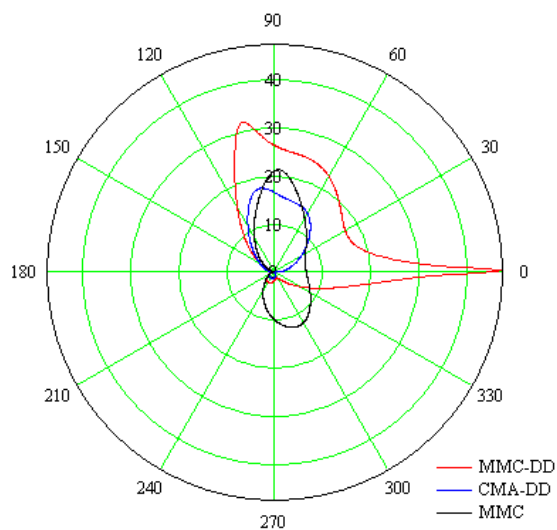
Caso III: Modulação 16-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=0^\circ$ e interferente incidindo a $\phi=270^\circ$. O sinal interferente constitui um eco do sinal desejado, atenuado de 13.8dB e atrasado 0.15 μs , o que corresponde a 2 amostras no sistema em questão.



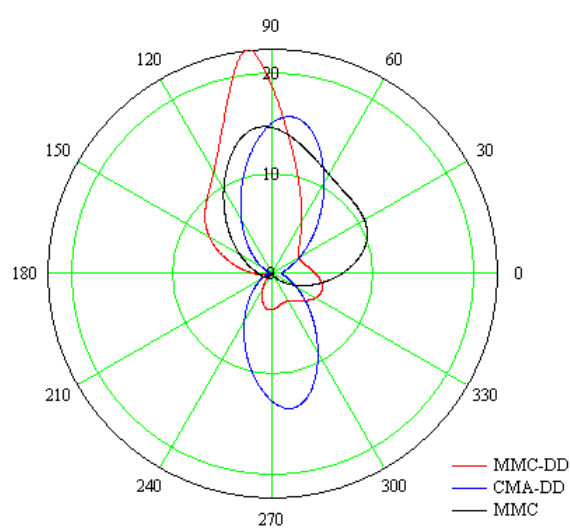
(a) Diagrama de irradiação inicial



(b) Diagrama de irradiação SNR=15dB



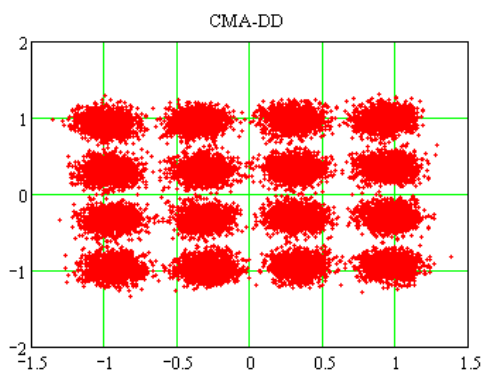
(c) Diagrama de irradiação SNR=25dB



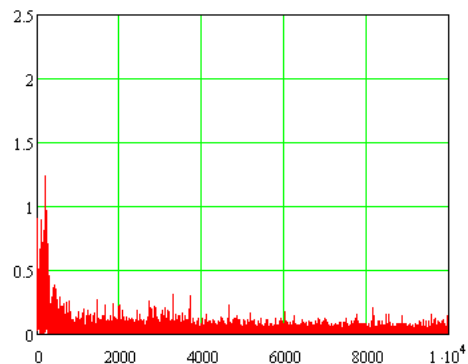
(d) Diagrama de irradiação SNR=35dB

Figura A. 11: Diagramas de Irradiação Caso III

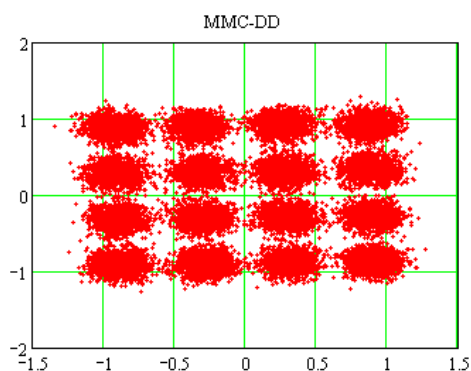
As figuras abaixo consideram que as condições de convergência ou limitação do número de iterações foram atingidas.



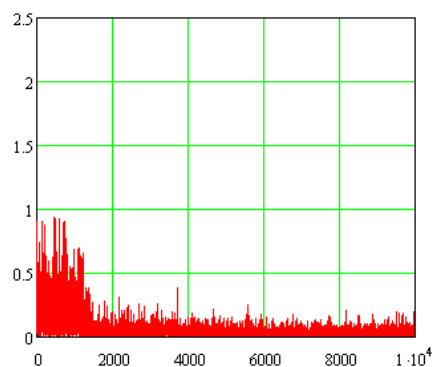
(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD



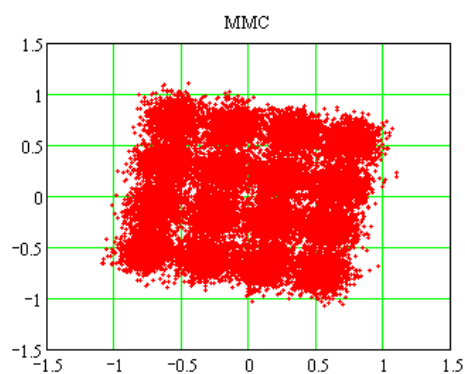
(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD



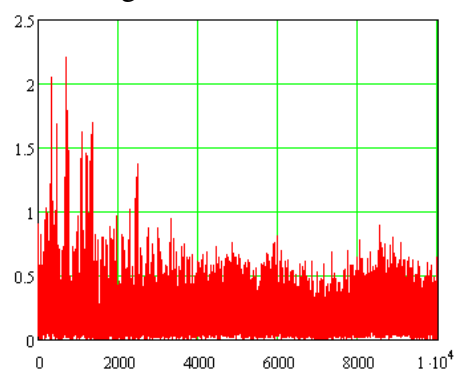
(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD



(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

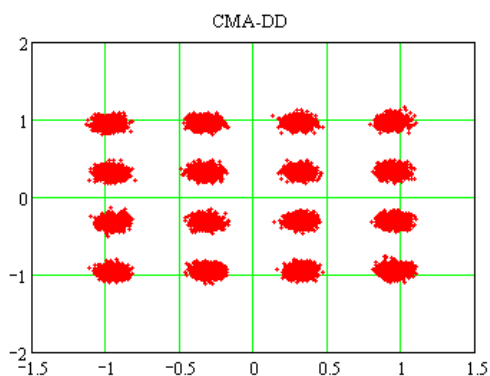


(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

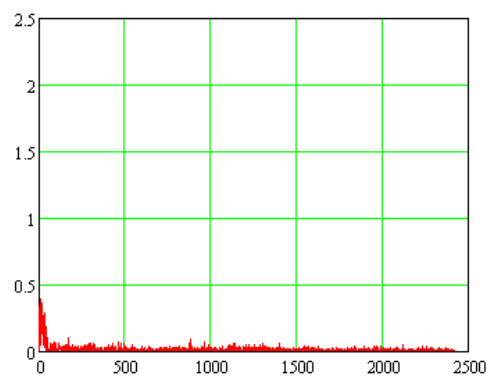
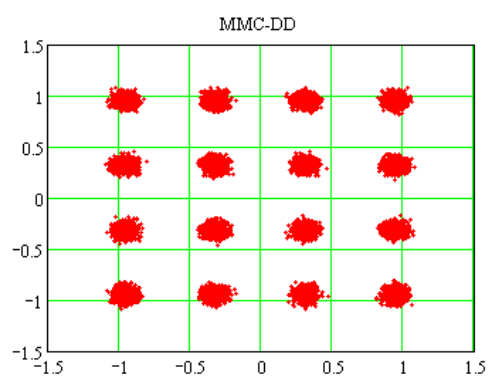


(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

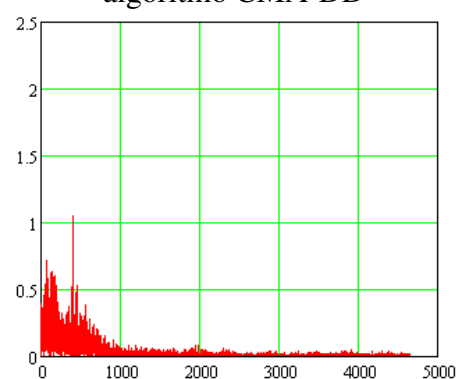
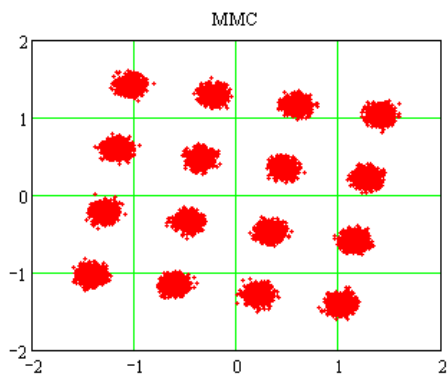
Figura A. 12: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso III, SNR = 15dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

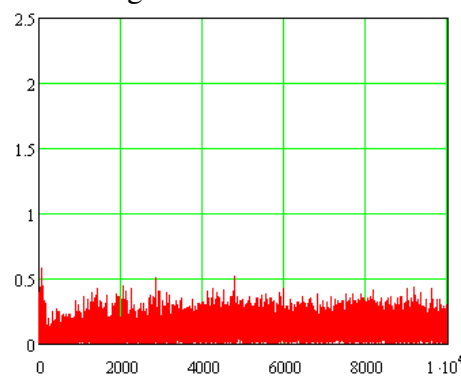
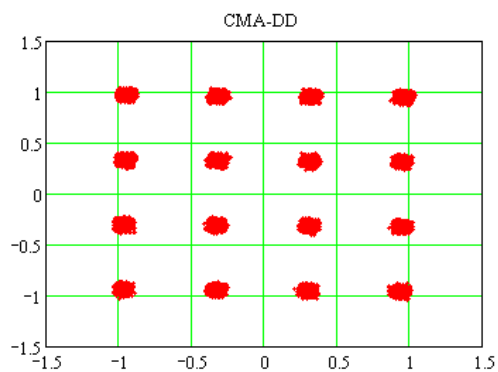
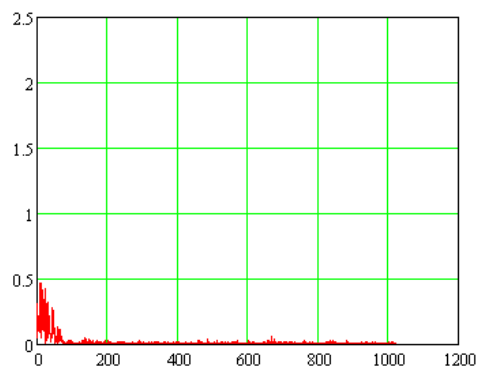
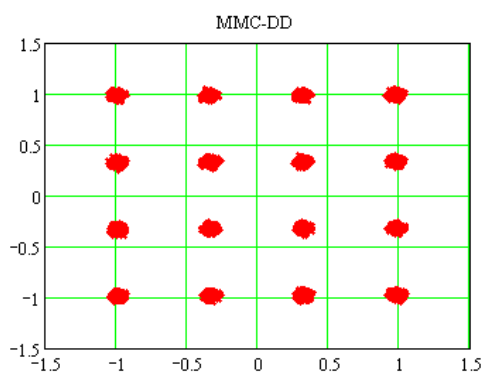
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

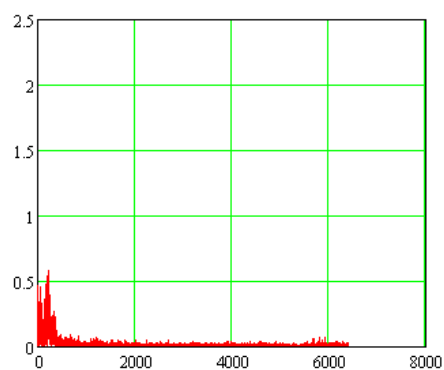
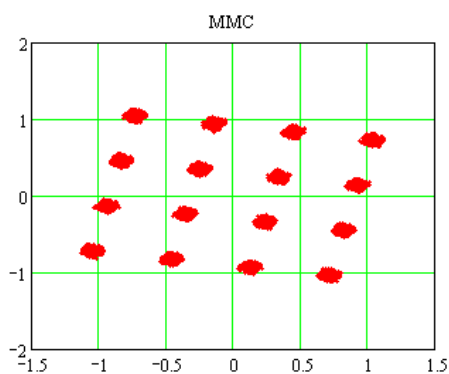
Figura A. 13: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso III, SNR = 25dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

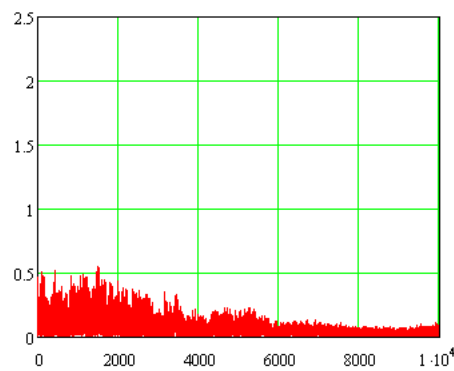
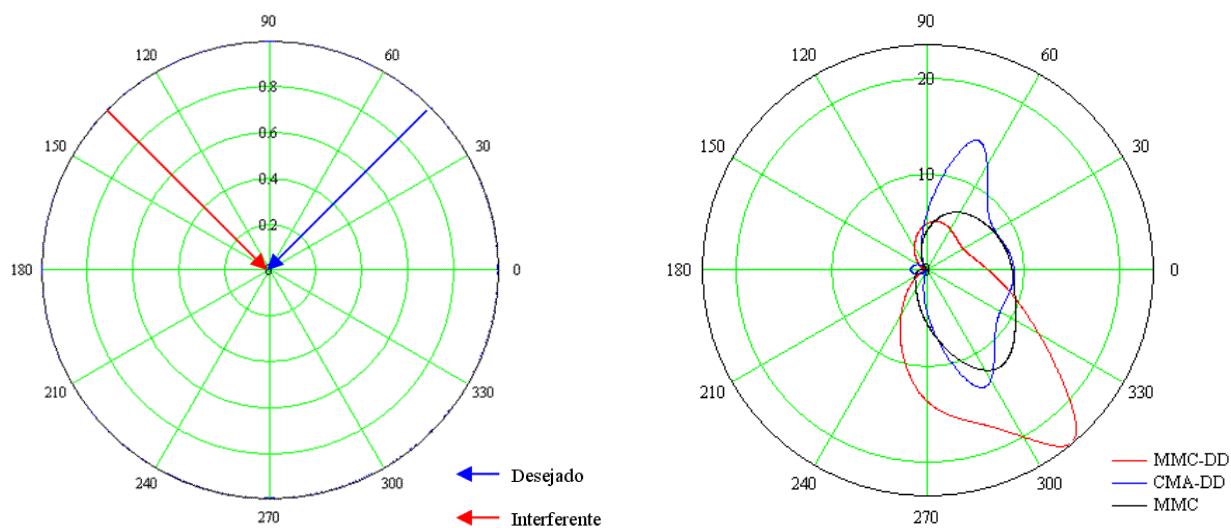
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

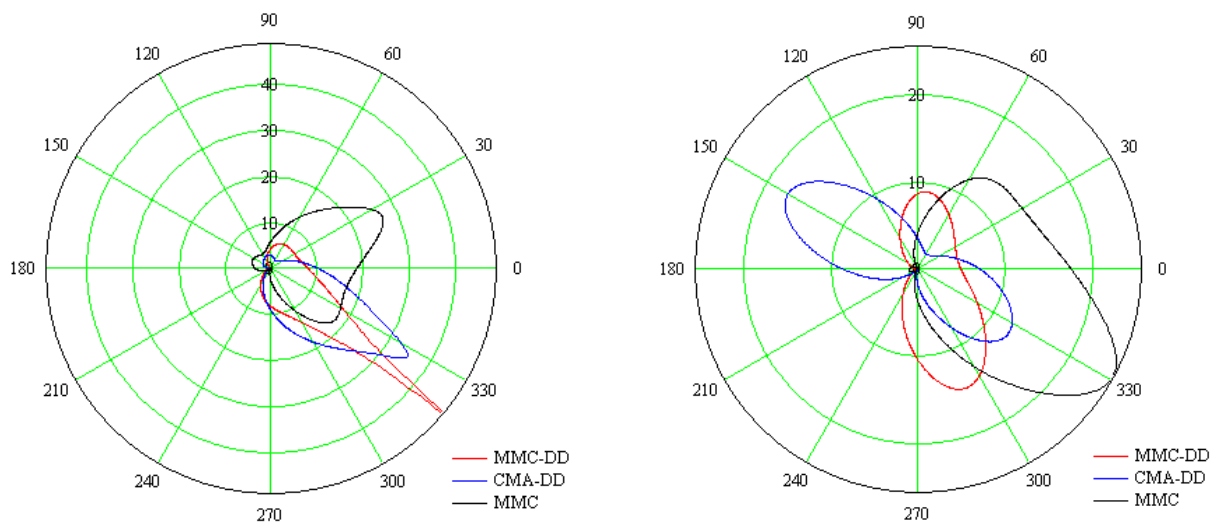
Figura A. 14: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso III, SNR = 35dB

Caso IV: Modulação 16-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=45^\circ$ e interferente incidindo a $\phi=135^\circ$. O sinal interferente constitui um eco do sinal desejado, atenuado de 13.8dB e atrasado 0.15 μs , o que corresponde a 2 amostras no sistema em questão.



(a) Diagrama de irradiação inicial

(b) Diagrama de irradiação SNR=15dB

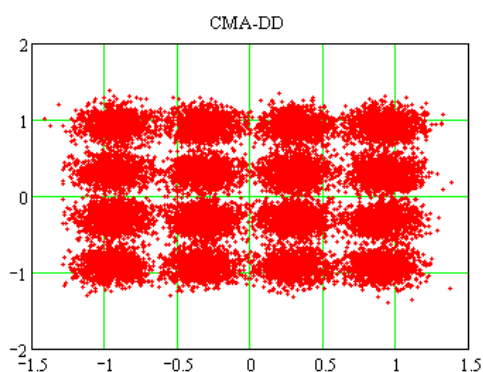


(c) Diagrama de irradiação SNR=25dB

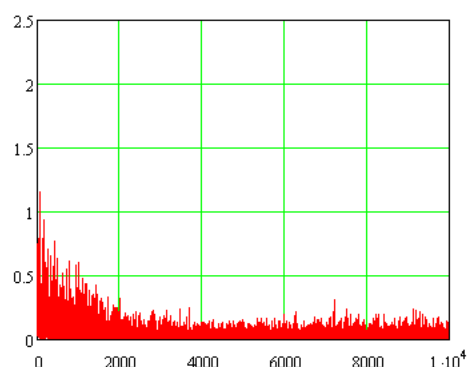
(d) Diagrama de irradiação SNR=35dB

Figura A. 15: Diagramas de Irradiação Caso IV

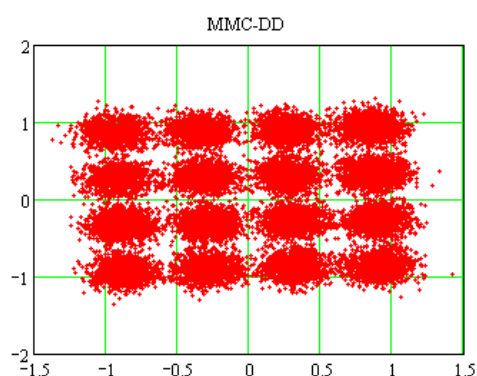
As figuras abaixo consideram que as condições de convergência ou limitação do número de iterações foram atingidas.



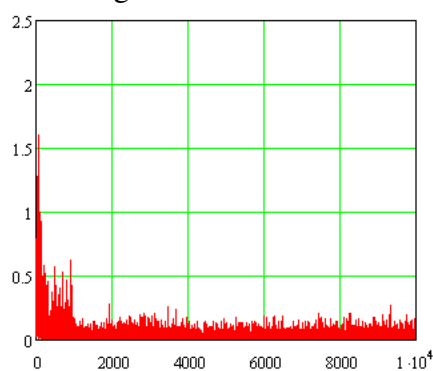
(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD



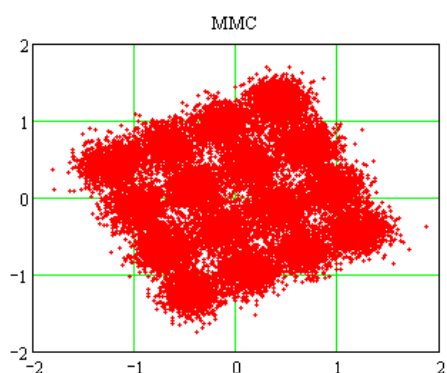
(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD



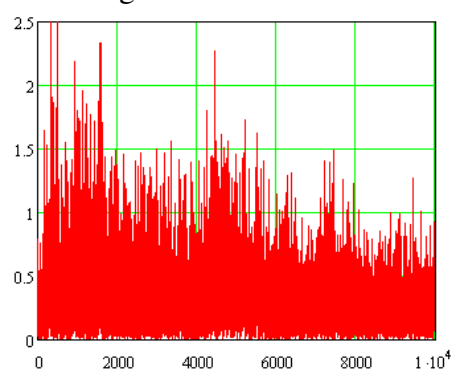
(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD



(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

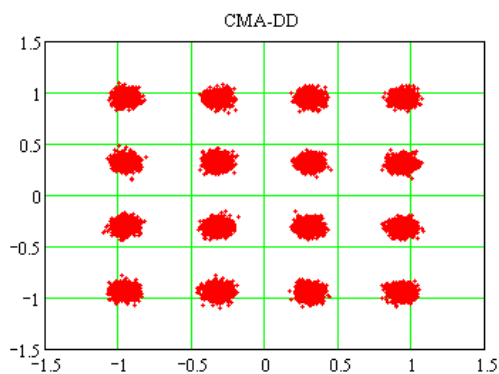


(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

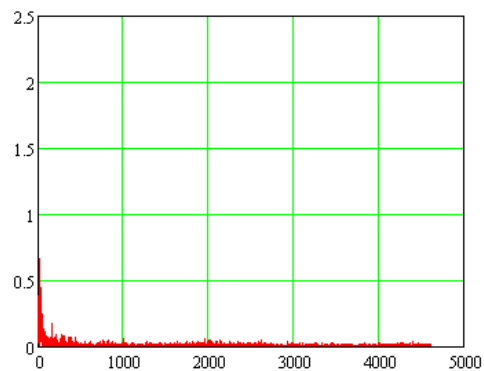
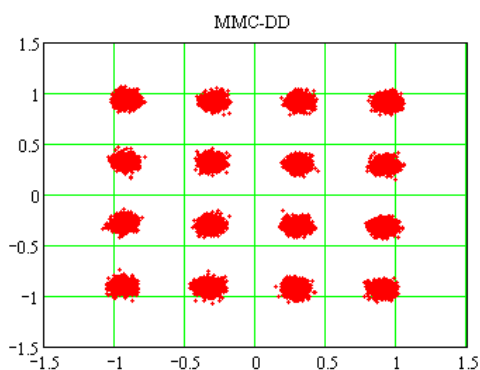


(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

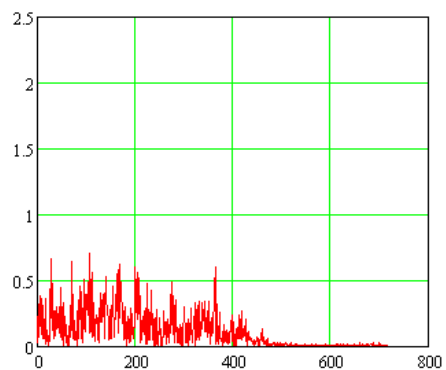
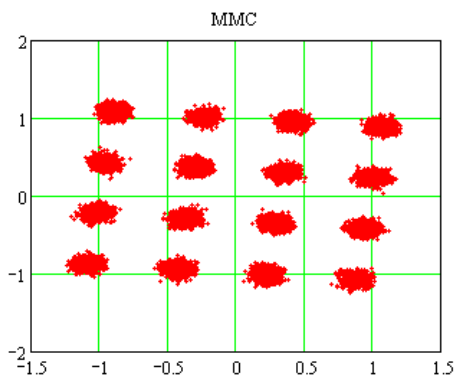
Figura A. 16: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso IV, SNR = 15dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

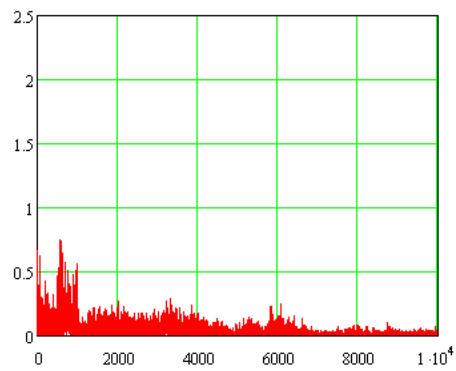
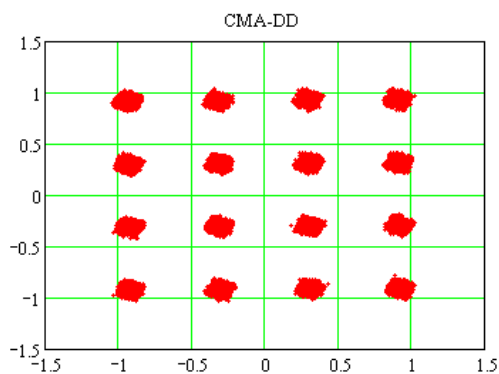
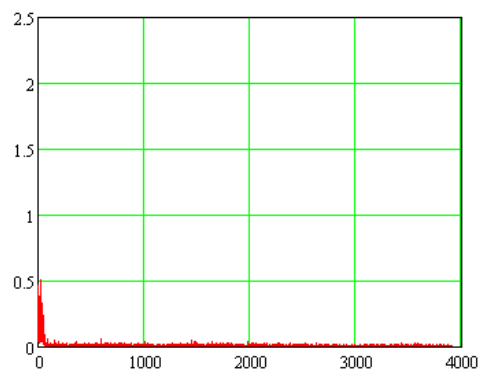
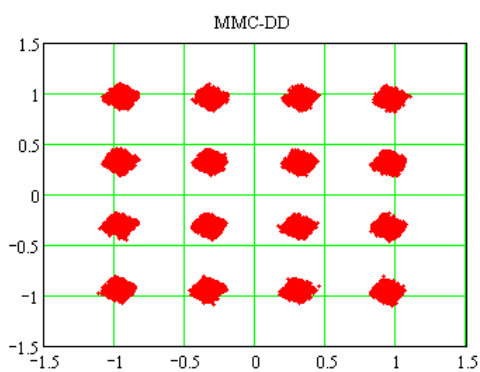
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

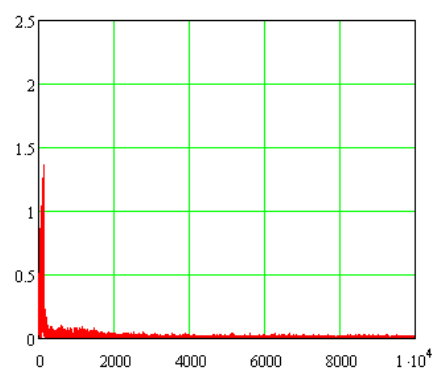
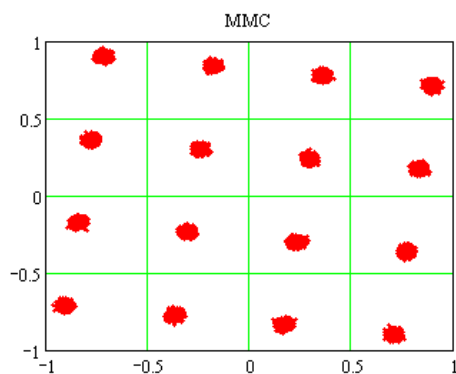
Figura A. 17: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso IV, SNR = 25dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

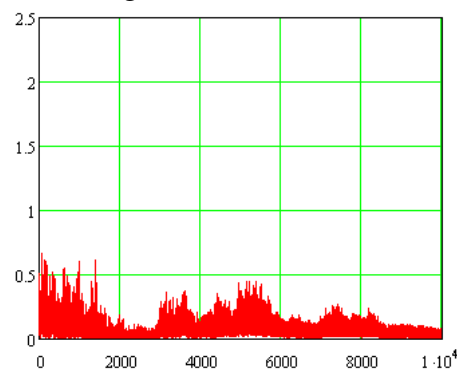
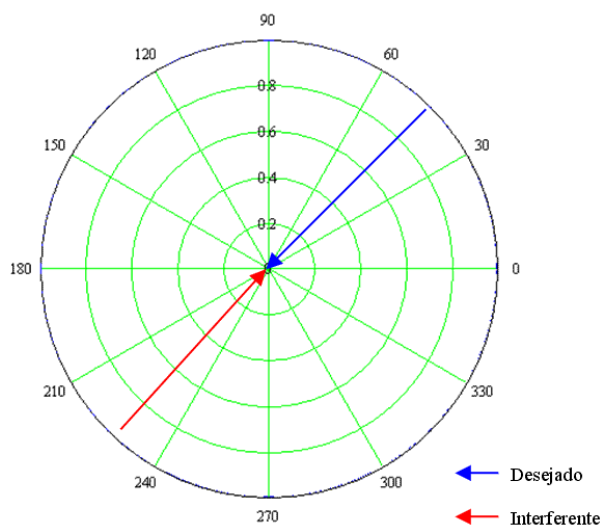
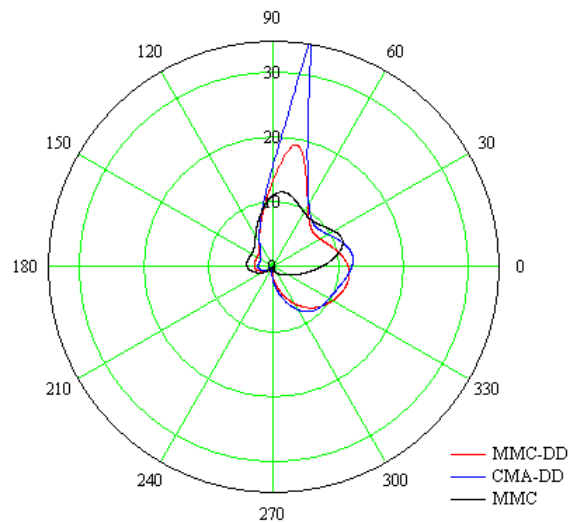
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 18: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso IV, SNR = 35dB

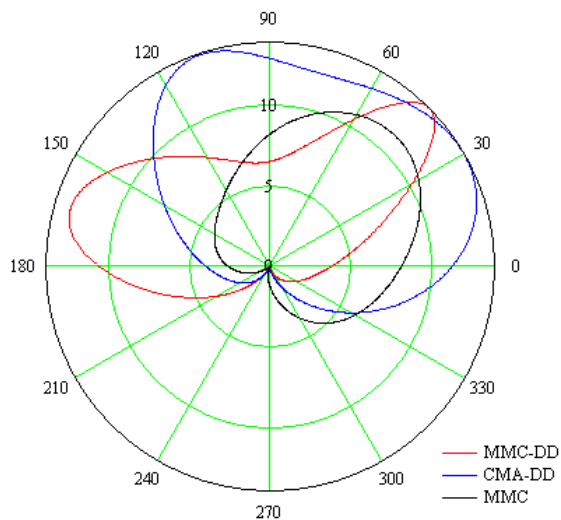
Caso V: Modulação 16-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=45^\circ$ e interferente incidindo a $\phi=225^\circ$. O sinal interferente constitui um eco do sinal desejado, atenuado de 13.8dB e atrasado 0.15 μs , o que corresponde a 2 amostras no sistema em questão.



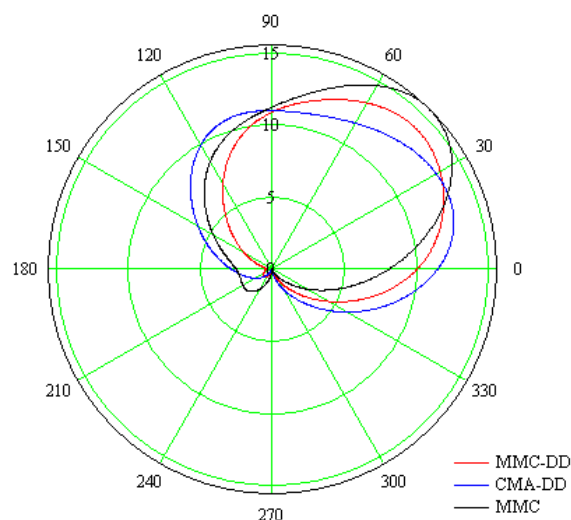
(a) Diagrama de irradiação inicial



(b) Diagrama de irradiação SNR=15dB



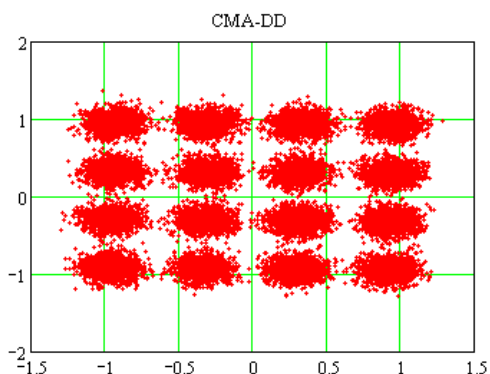
(c) Diagrama de irradiação SNR=25dB



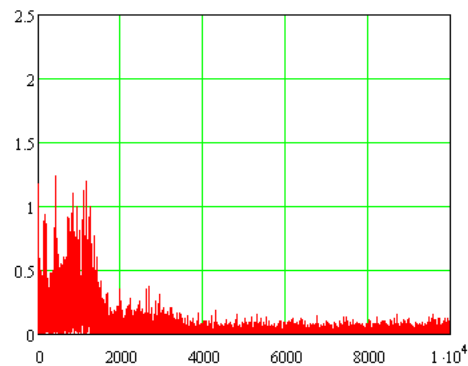
(d) Diagrama de irradiação SNR=35dB

Figura A. 19: Diagramas de Irradiação Caso V

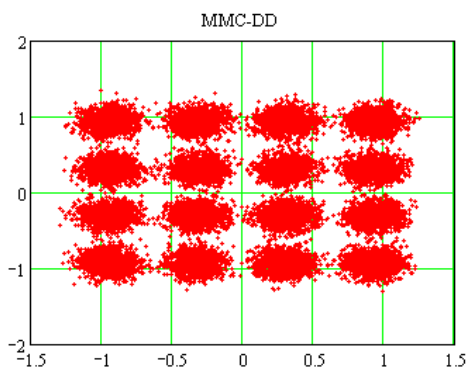
As figuras abaixo consideram que as condições de convergência ou limitação do número de iterações foram atingidas.



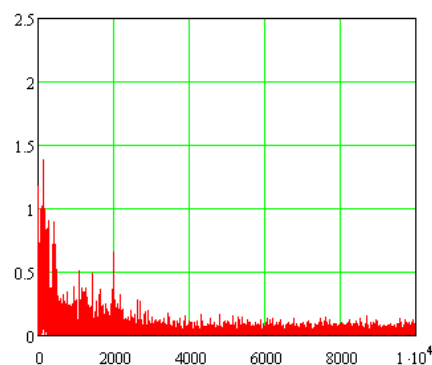
(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD



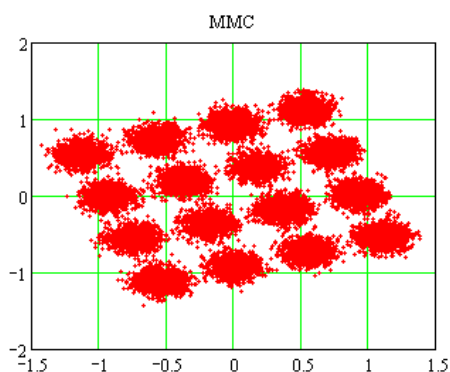
(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD



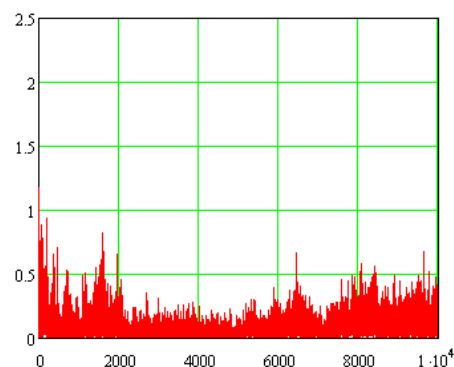
(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD



(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

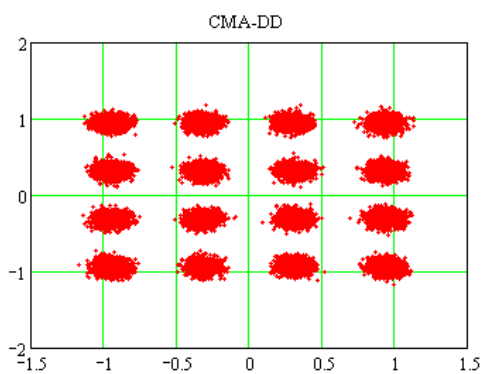


(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

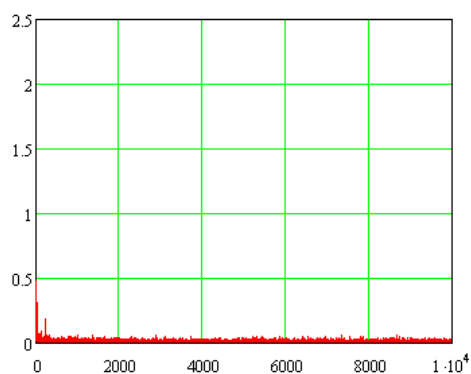
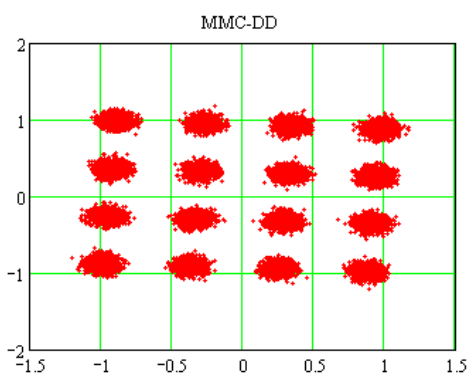


(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

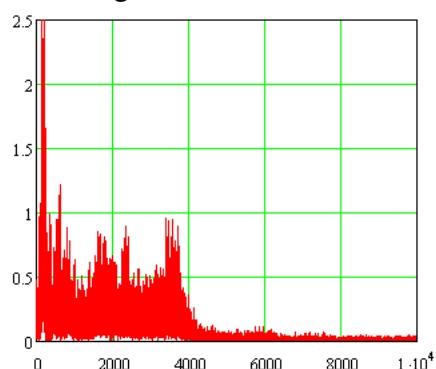
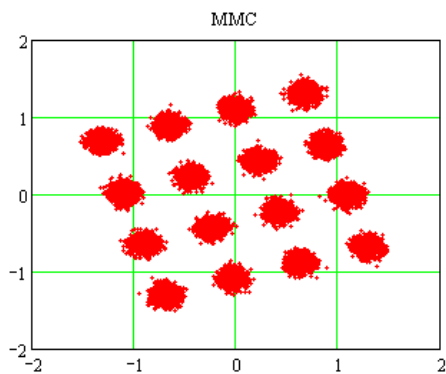
Figura A. 20: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso V, SNR = 15dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

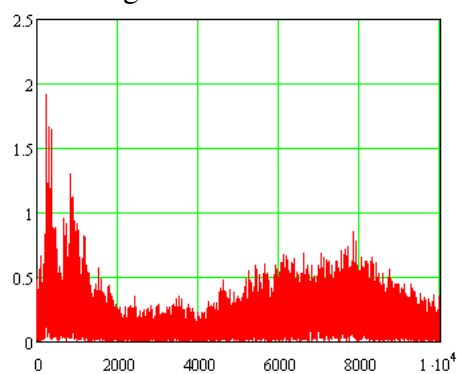
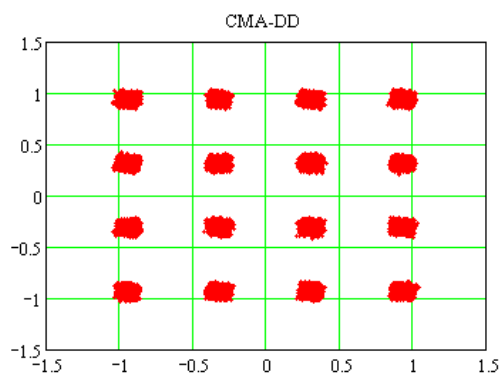
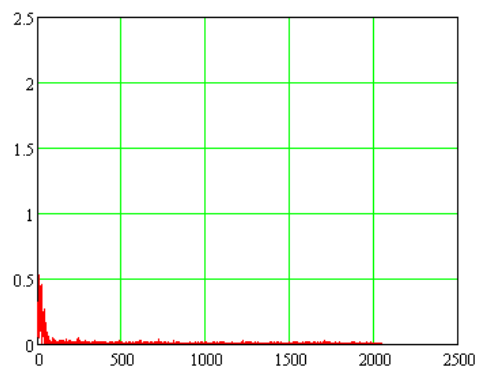
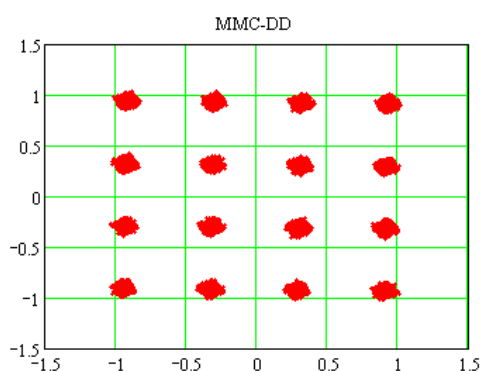
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

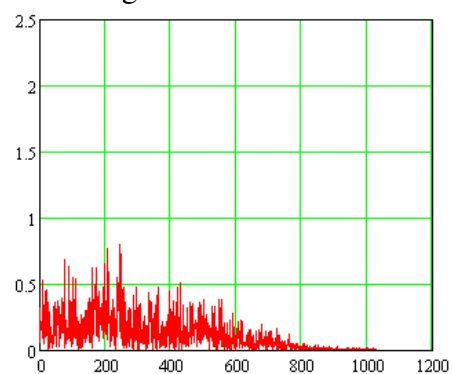
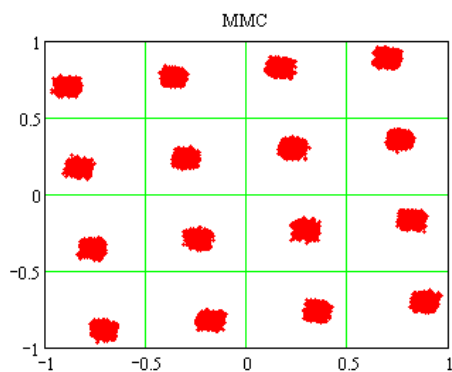
Figura A. 21: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso V, SNR = 25dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

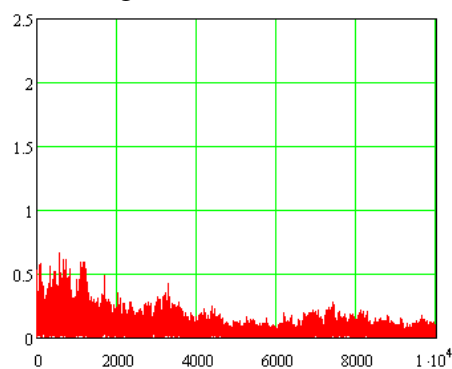
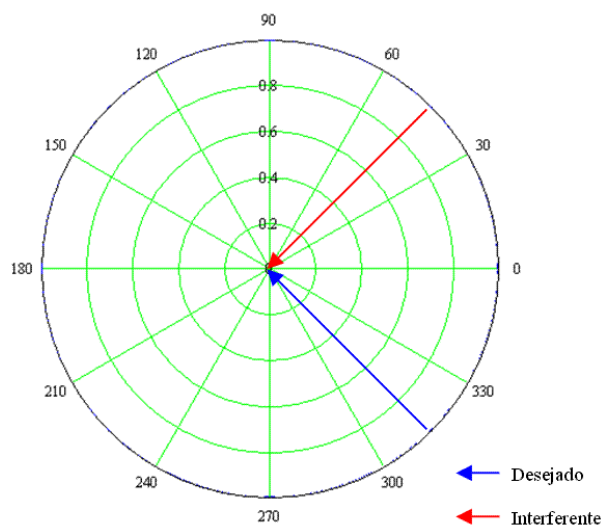
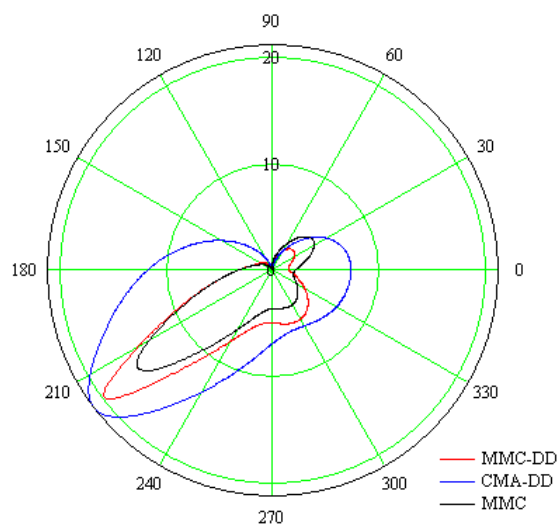
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 22: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso V, SNR = 35dB

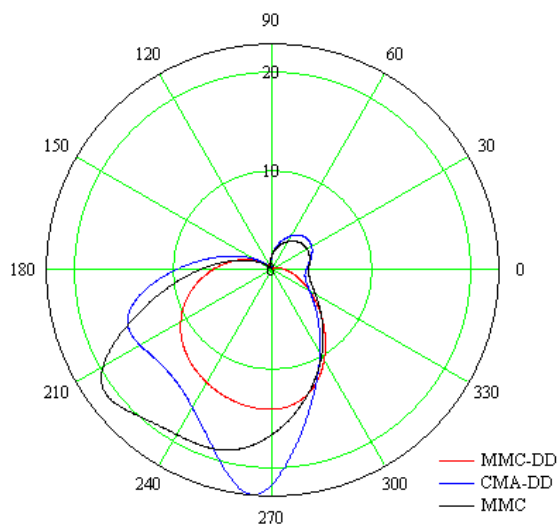
Caso VI: Modulação 16-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=315^\circ$ e interferente incidindo a $\phi=45^\circ$. O sinal interferente constitui um eco do sinal desejado, atenuado de 13.8dB e atrasado 0.15 μs , o que corresponde a 2 amostras no sistema em questão.



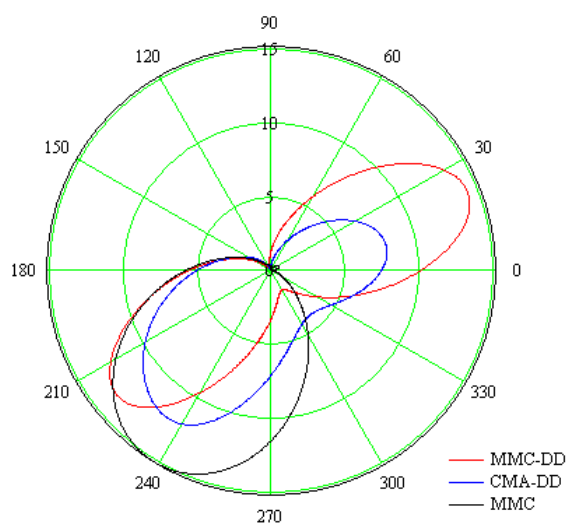
(a) Diagrama de irradiação inicial



(b) Diagrama de irradiação SNR=15dB



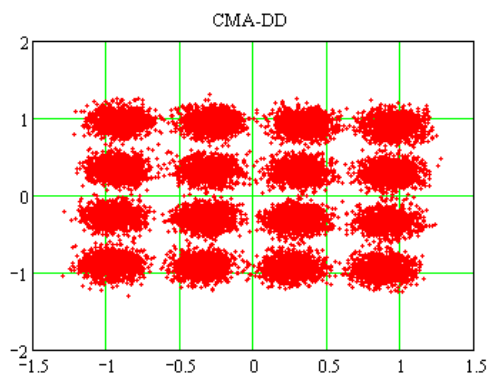
(c) Diagrama de irradiação SNR=25dB



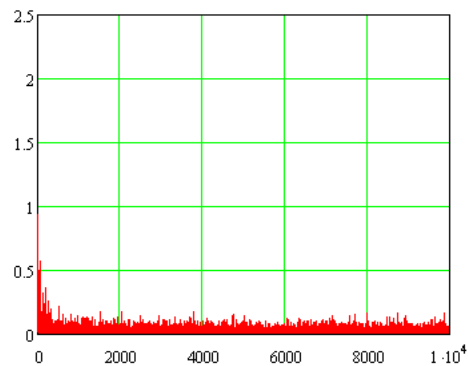
(d) Diagrama de irradiação SNR=35dB

Figura A. 23: Diagramas de Irradiação Caso VI

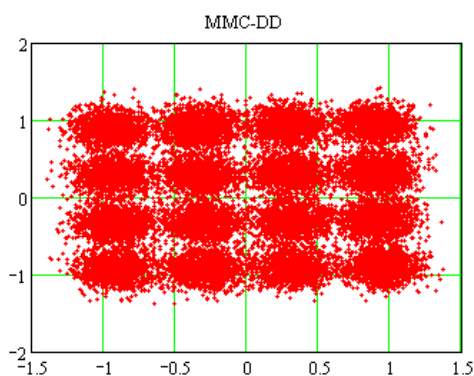
As figuras abaixo consideram que as condições de convergência ou limitação do número de iterações foram atingidas.



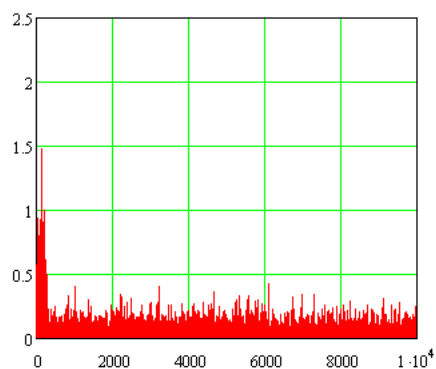
(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD



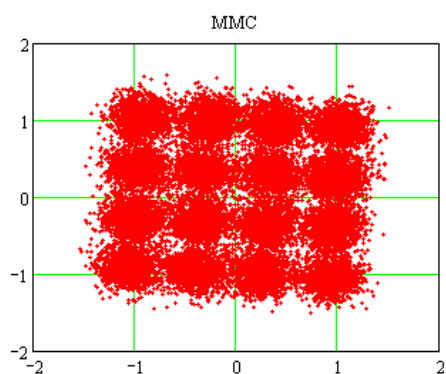
(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD



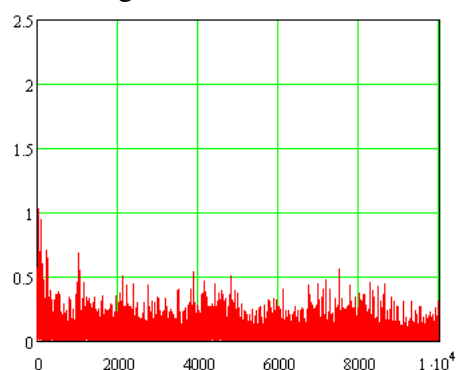
(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD



(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

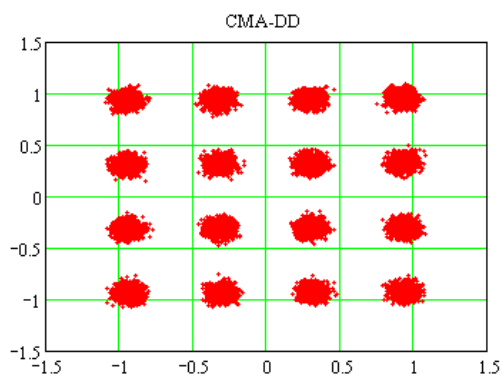


(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

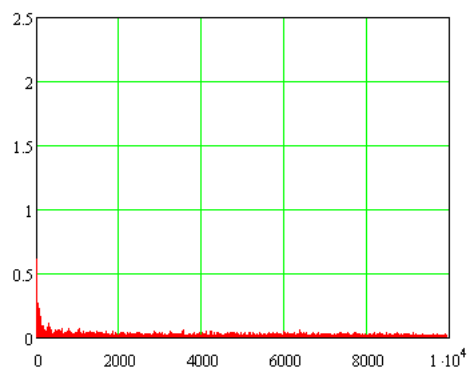
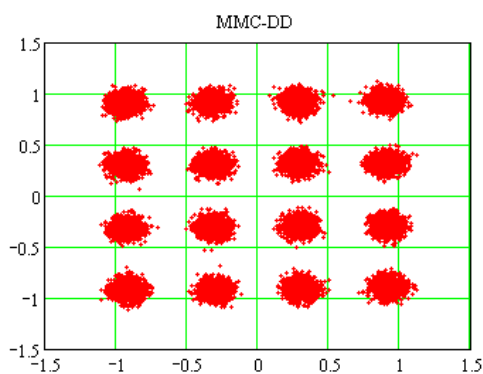


(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

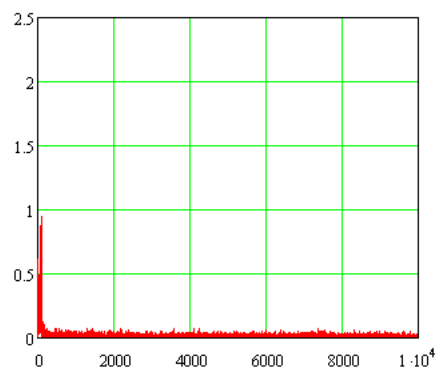
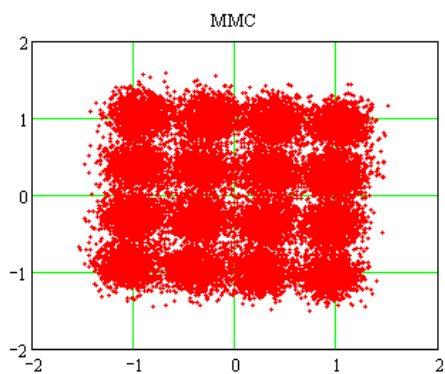
Figura A. 24: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VI, SNR = 15dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

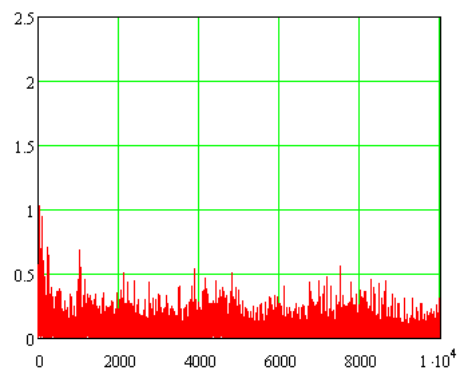
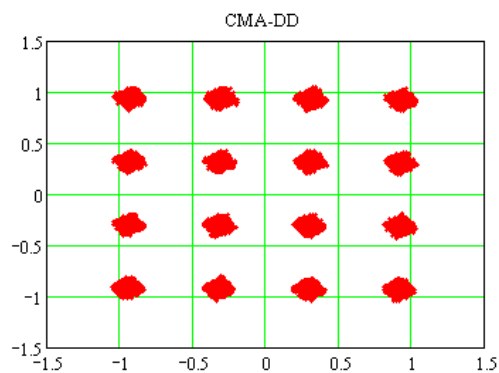
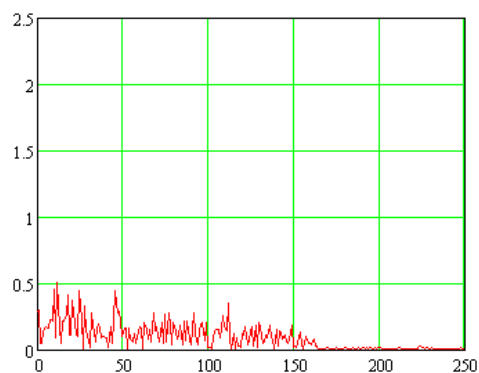
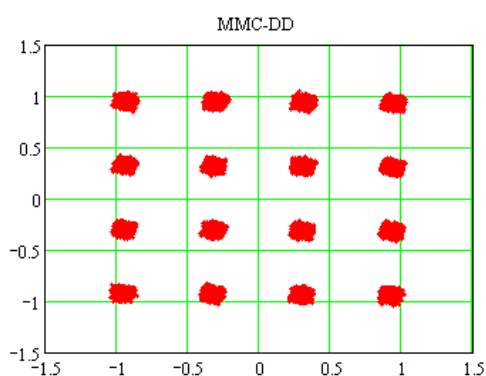
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

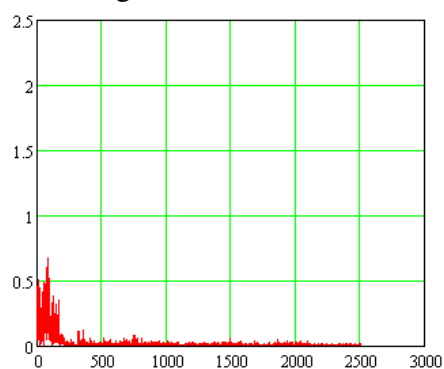
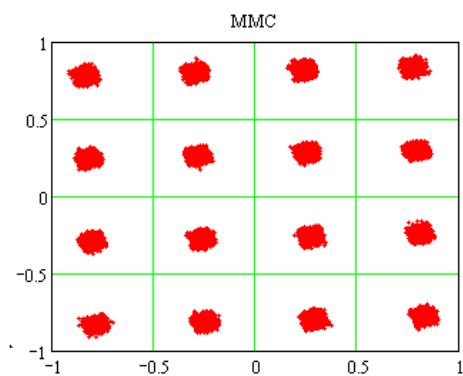
Figura A. 25: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VI, SNR = 25dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

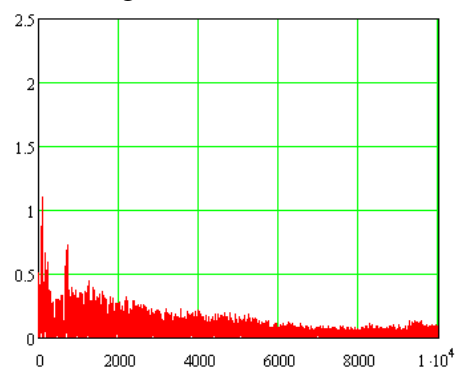
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 26: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VI, SNR = 35dB

Os quatro cenários de operação a seguir (Casos VII, VIII, IX e X) são constituídos de três frentes de onda em direções distintas. As figuras abaixo nos dão uma idéia de como o sinal seria recebido sem a atuação da antena inteligente.

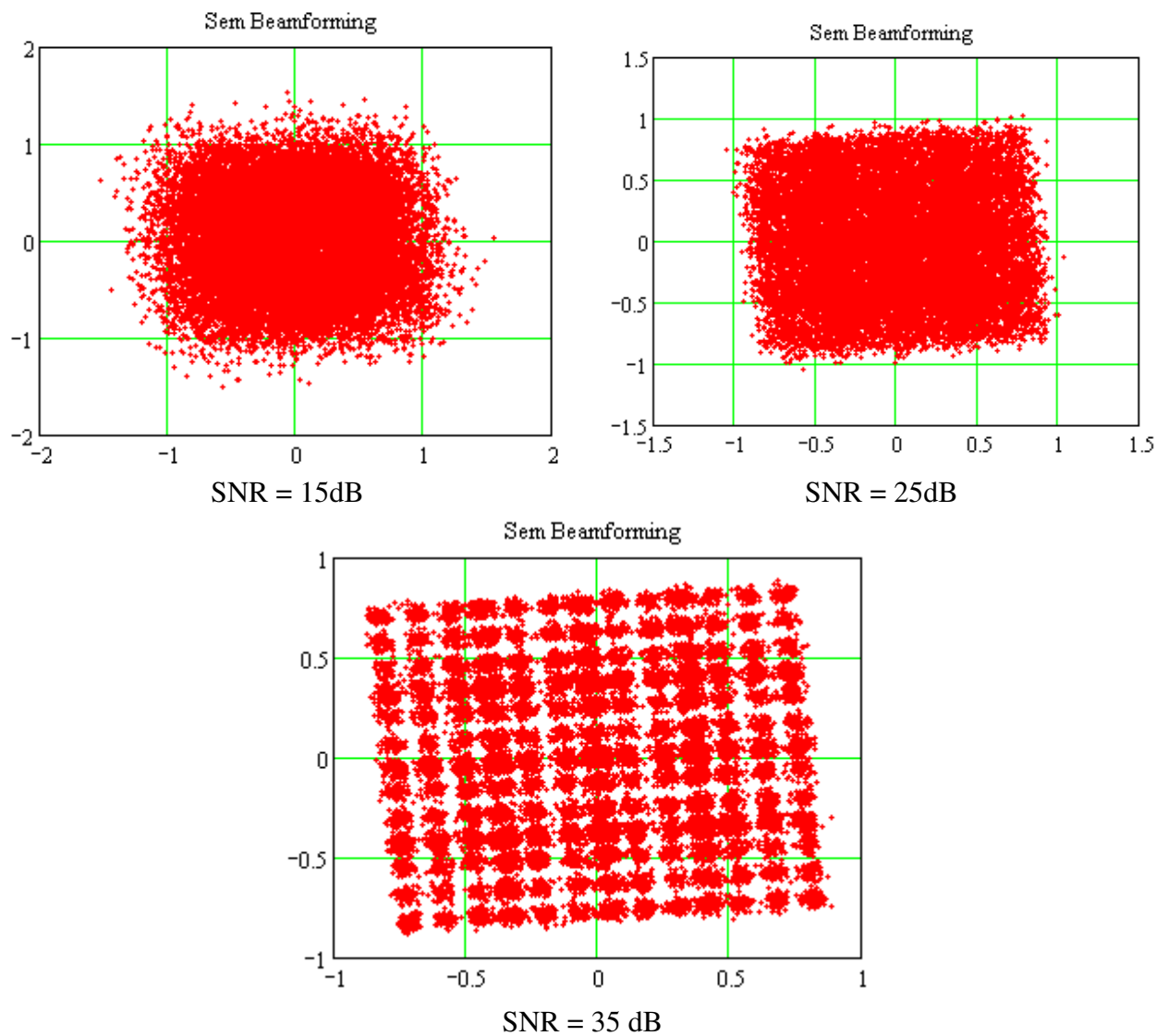
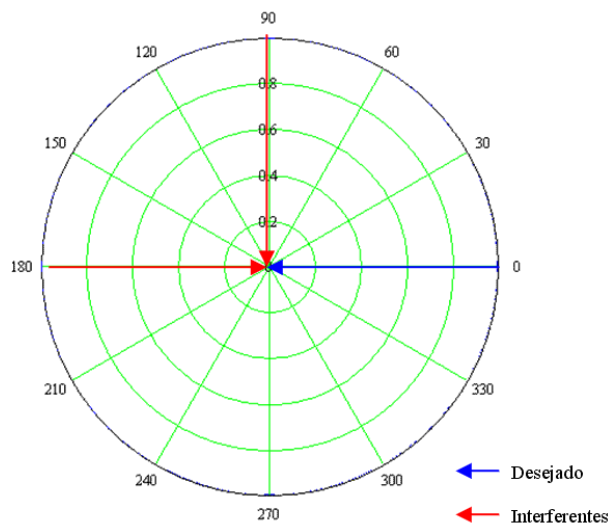
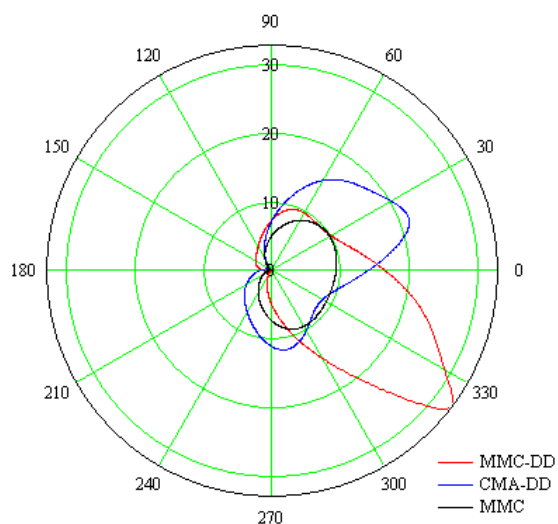


Figura A. 27: Constelação do sinal na saída da antena, com três frentes de onda incidindo na mesma

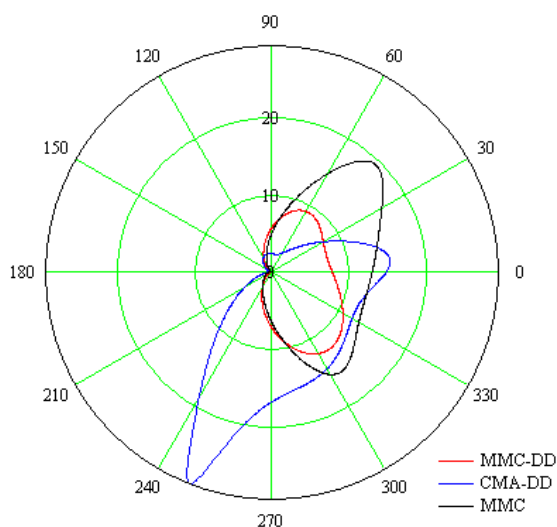
Caso VII: Modulação 16-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=0^\circ$ e interferentes incidindo a $\phi=90^\circ$ e $\phi=180^\circ$. Os sinais interferentes constituem ecos do sinal desejado, atenuados de 13.8dB e 16.2dB, atrasados 0.15 μ s e 2.22 μ s correspondendo a 2 e 23 amostras respectivamente, no sistema em questão.



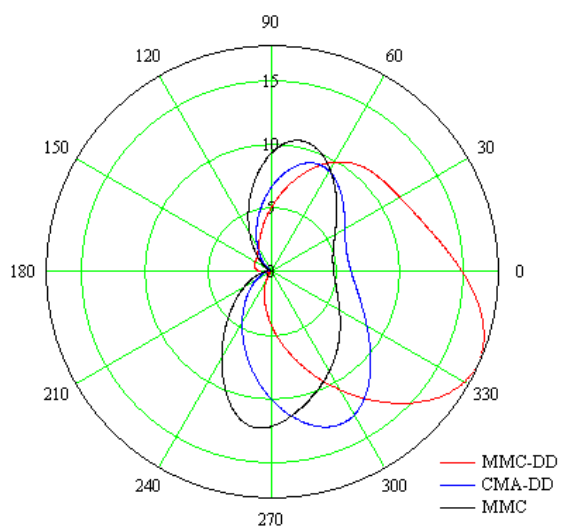
(a) Diagrama de irradiação inicial



(b) Diagrama de irradiação SNR=15dB

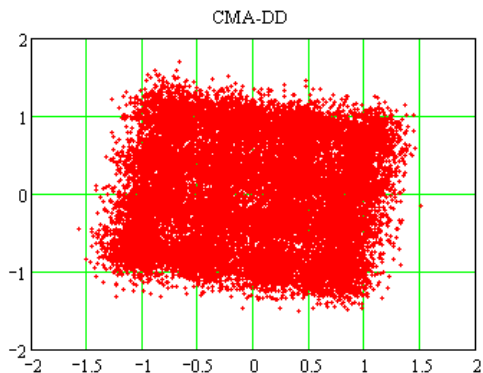


(c) Diagrama de irradiação SNR=25dB

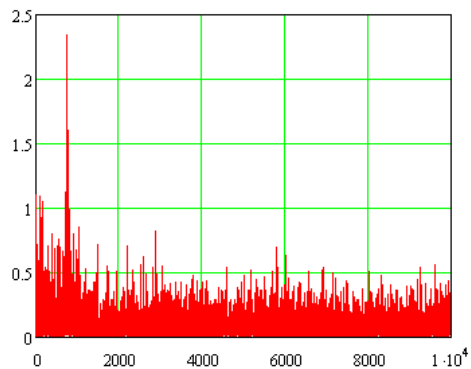
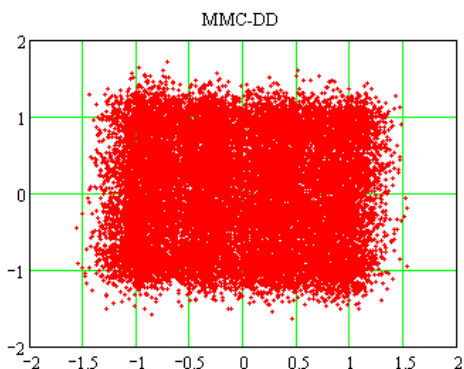


(d) Diagrama de irradiação SNR=35dB

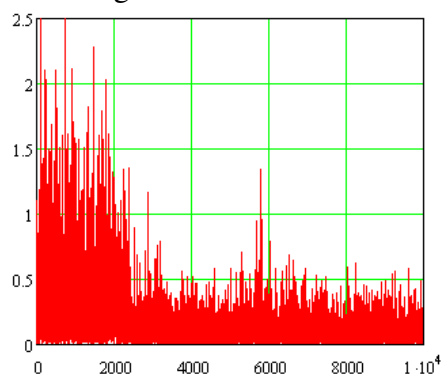
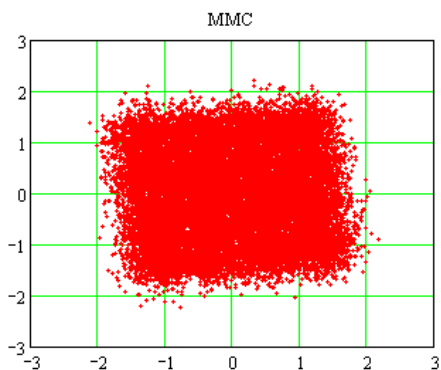
Figura A. 28: Diagramas de Irradiação Caso VII



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

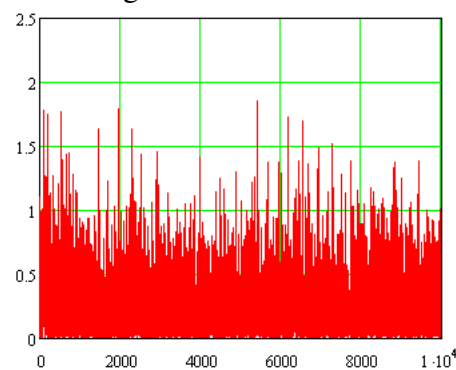
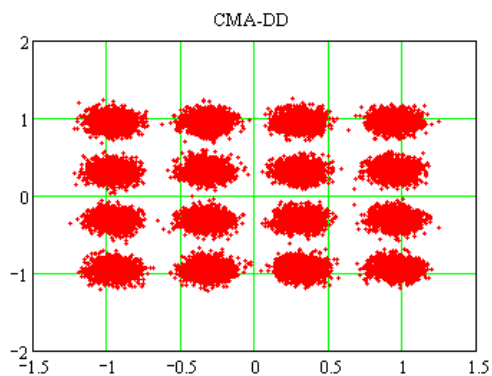
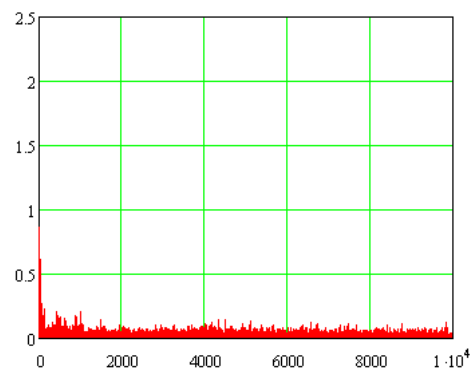
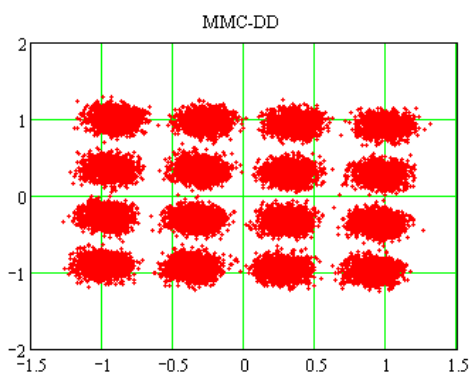
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

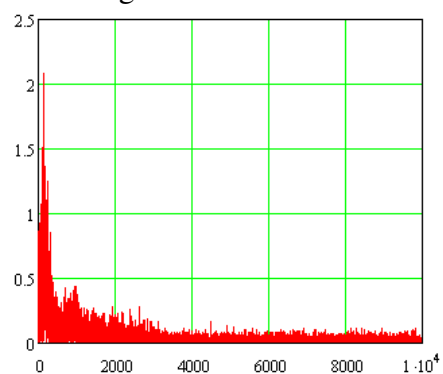
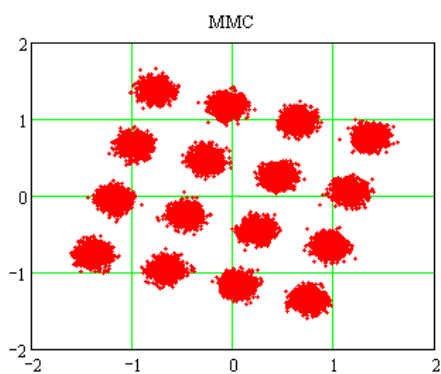
Figura A. 29: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VII, SNR = 15dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

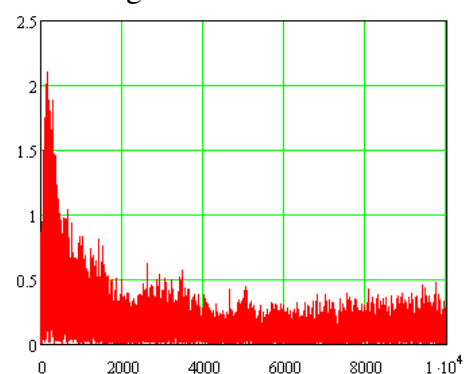
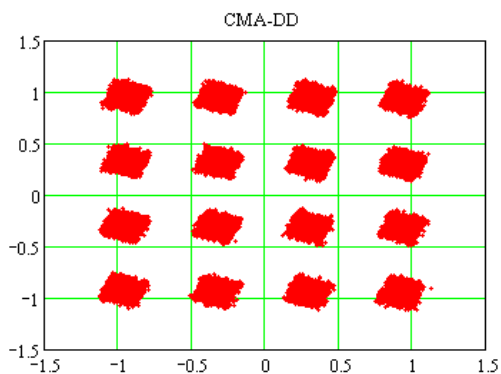
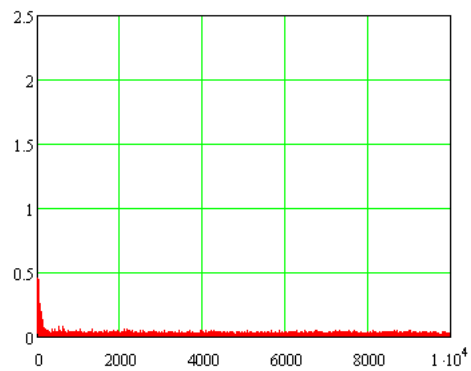
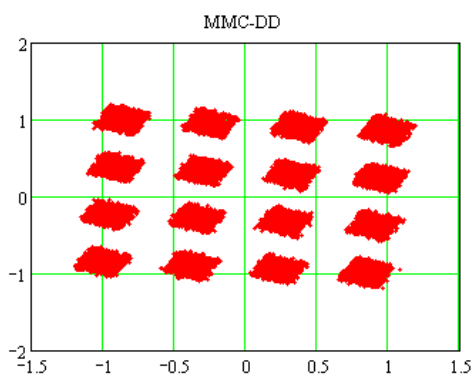
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

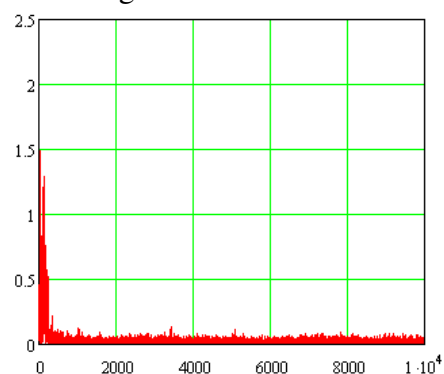
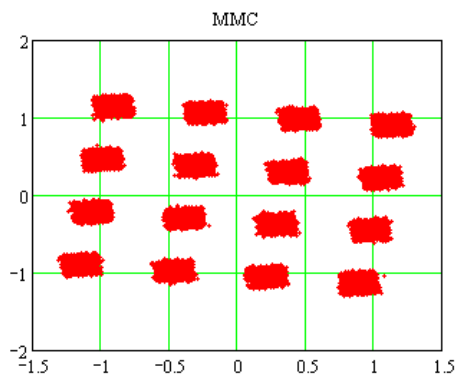
Figura A. 30: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VII, SNR = 25dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

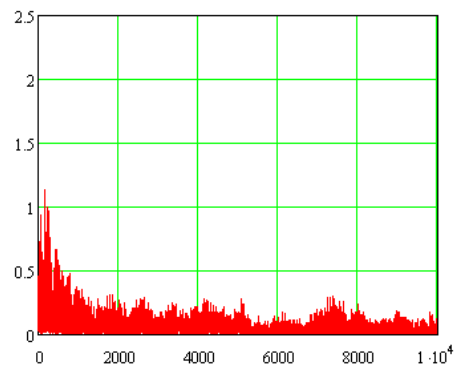
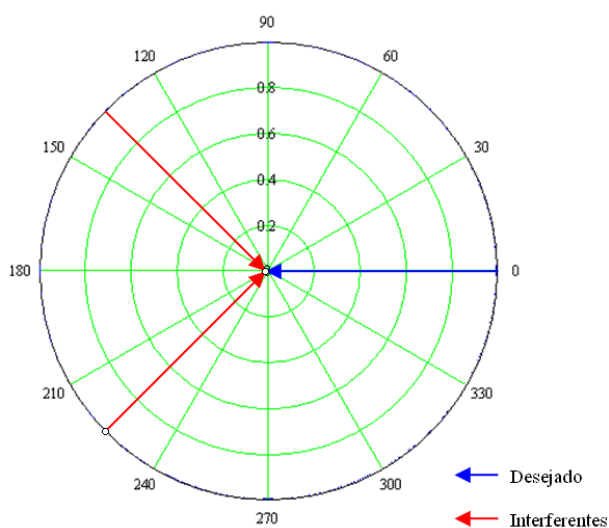
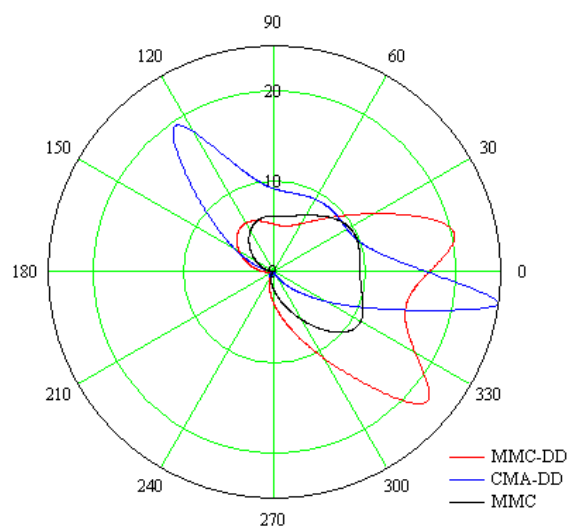
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 31: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VII, SNR = 35dB

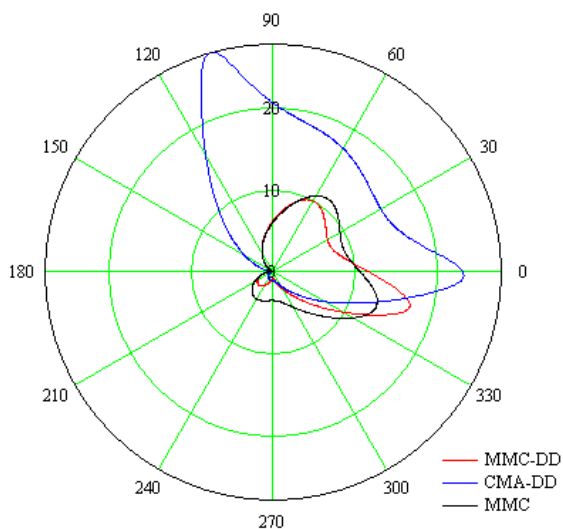
Caso VIII: Modulação 16-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=0^\circ$ e interferentes incidindo a $\phi=135^\circ$ e $\phi=225^\circ$. Os sinais interferentes constituem ecos do sinal desejado, atenuados de 13.8dB e 16.2dB, atrasados 0.15 μs e 2.22 μs correspondendo a 2 e 23 amostras respectivamente, no sistema em questão.



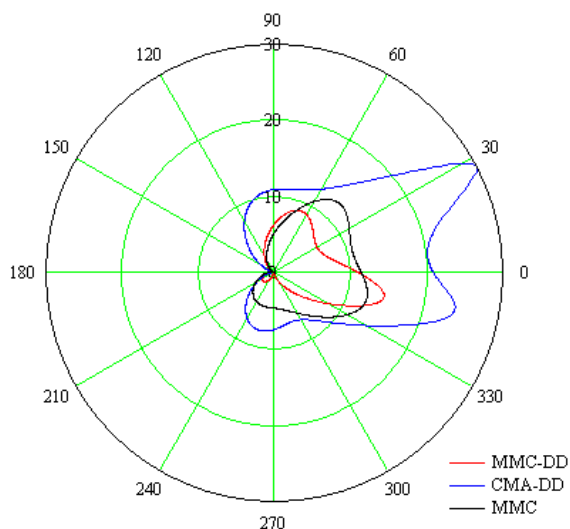
(a) Diagrama de irradiação inicial



(b) Diagrama de irradiação SNR=15dB

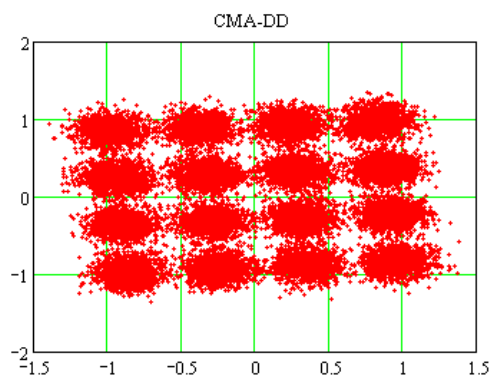


(c) Diagrama de irradiação SNR=25dB

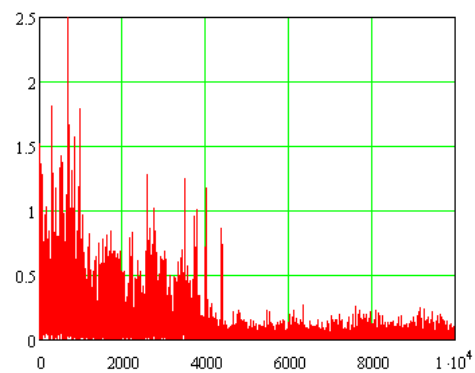
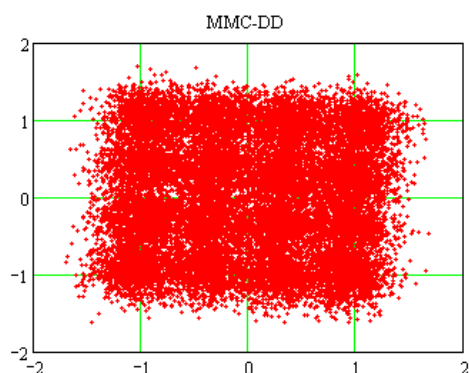


(d) Diagrama de irradiação SNR=35dB

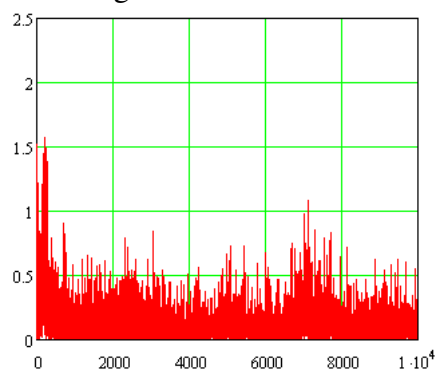
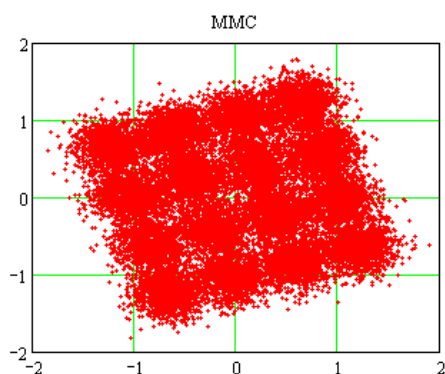
Figura A. 32: Diagramas de Irradiação Caso VIII



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

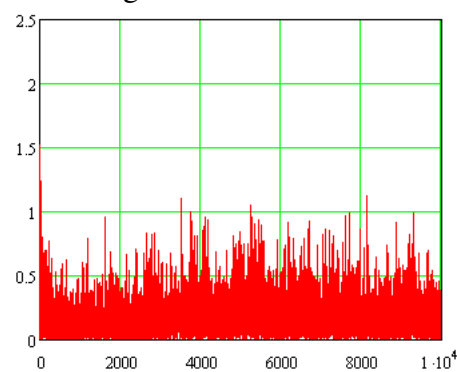
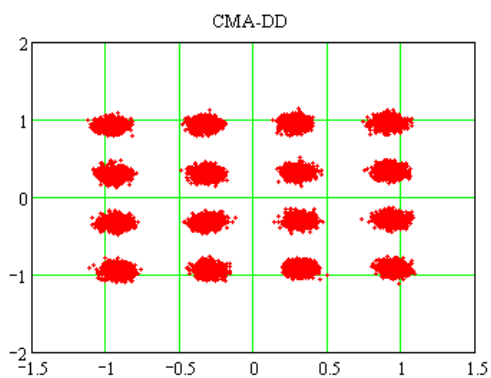
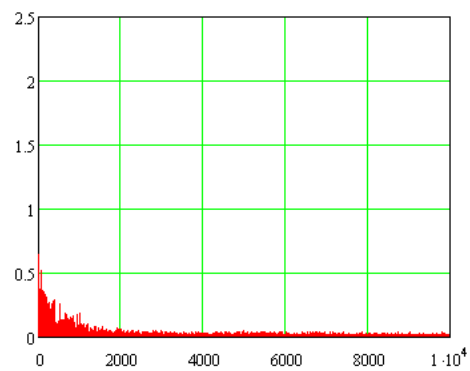
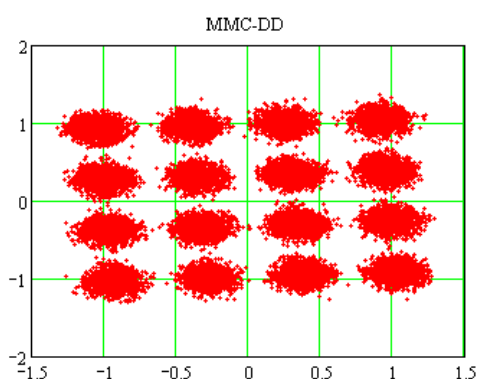
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

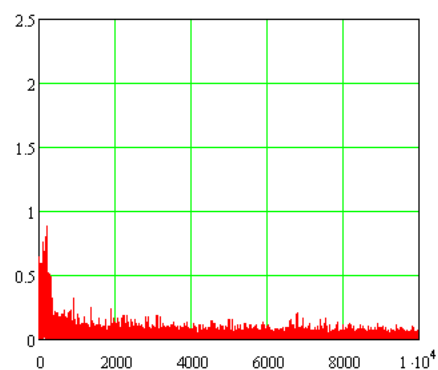
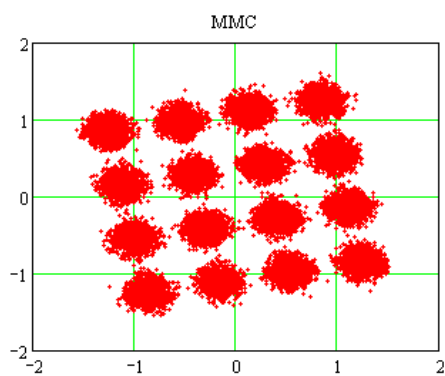
Figura A. 33: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VIII, SNR = 15dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

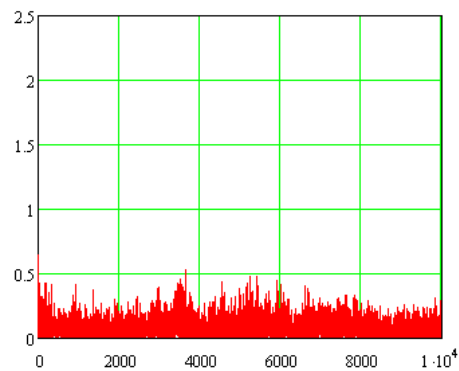
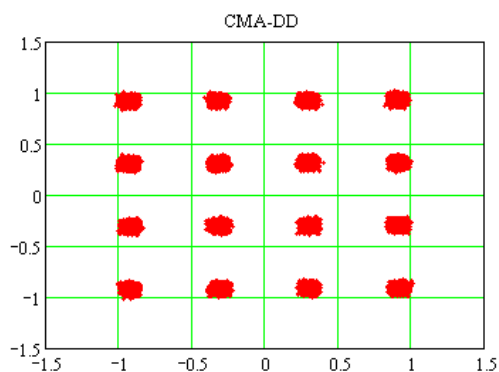
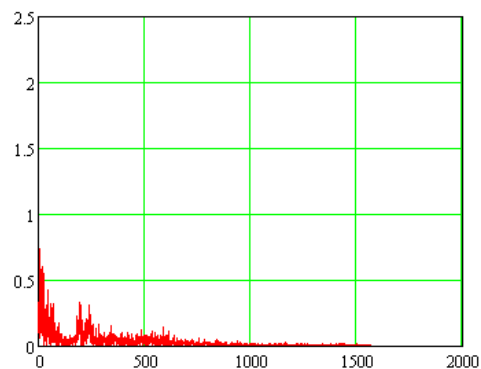
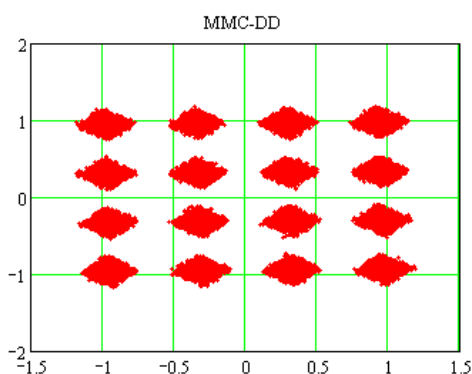
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

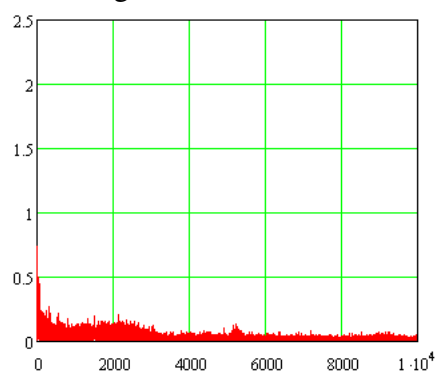
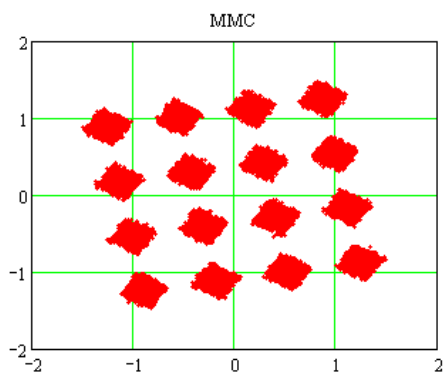
Figura A. 34: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VIII, SNR = 25dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

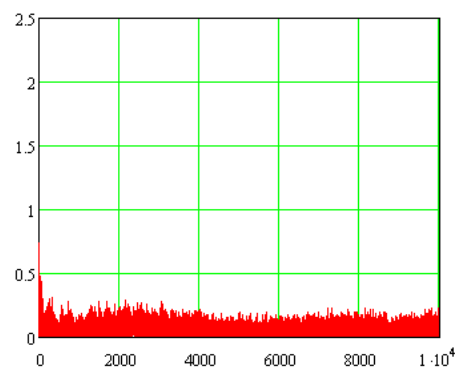
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 35: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso VIII, SNR =315dB

Caso IX: Modulação 16-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=90^\circ$ e interferentes incidindo a $\phi=225^\circ$ e $\phi=300^\circ$. Os sinais interferentes constituem ecos do sinal desejado, atenuados de 13.8dB e 16.2dB, atrasados 0.15 μs e 2.22 μs correspondendo a 2 e 23 amostras respectivamente, no sistema em questão.

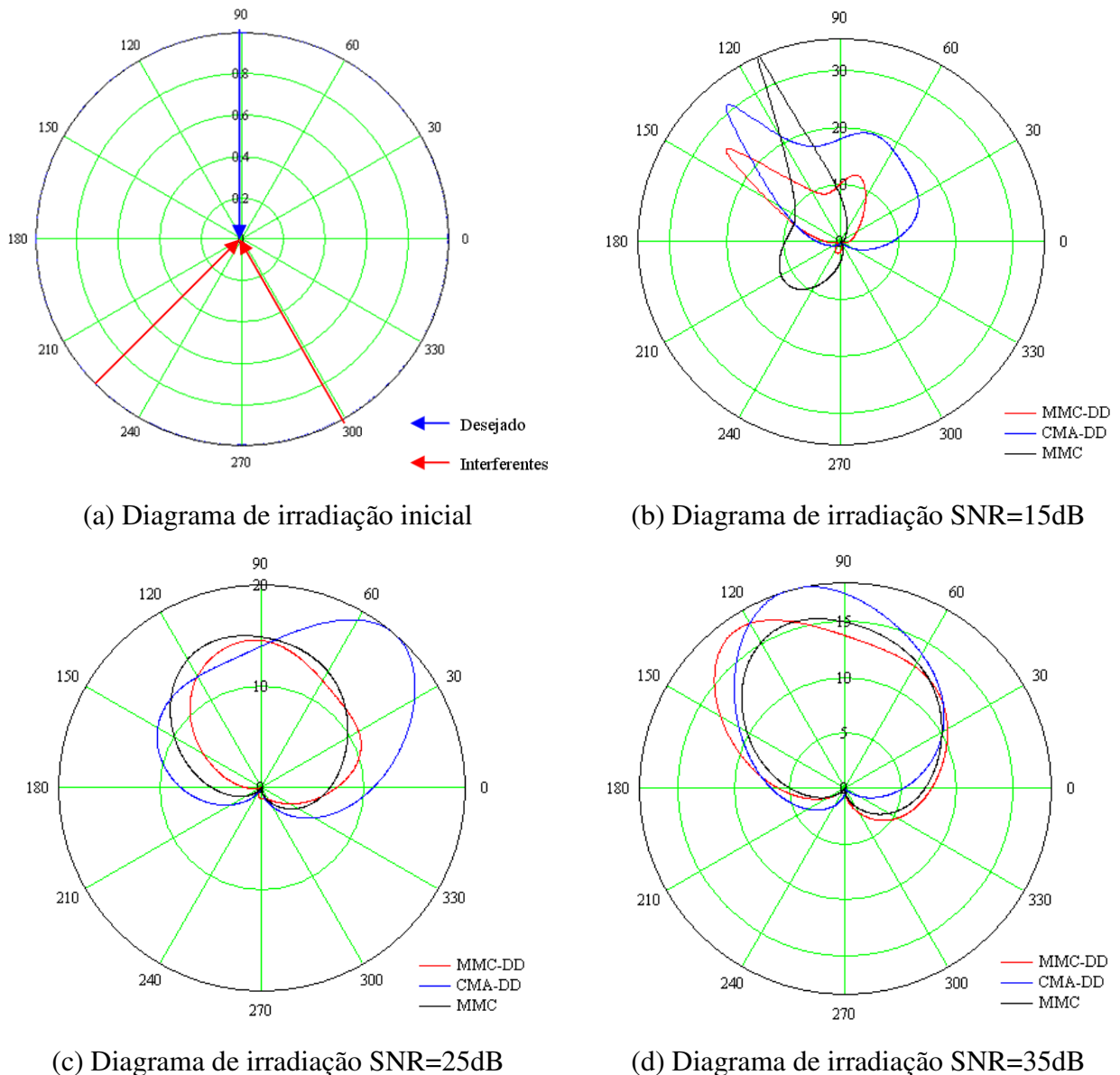
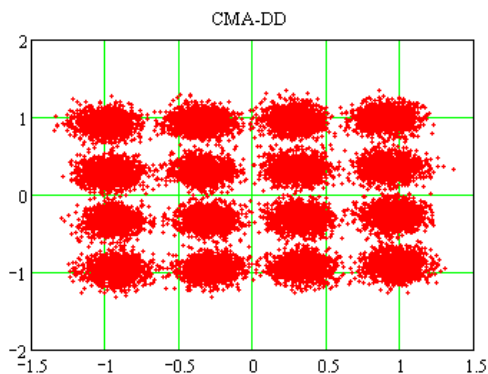
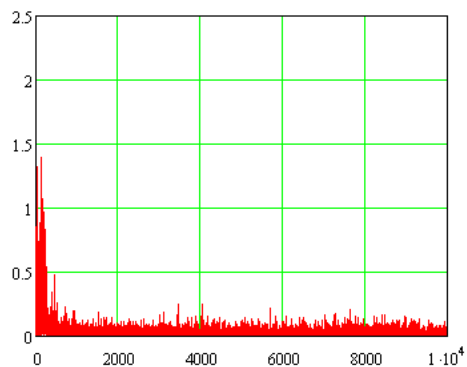
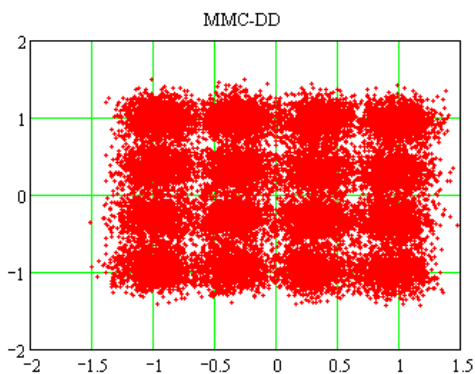


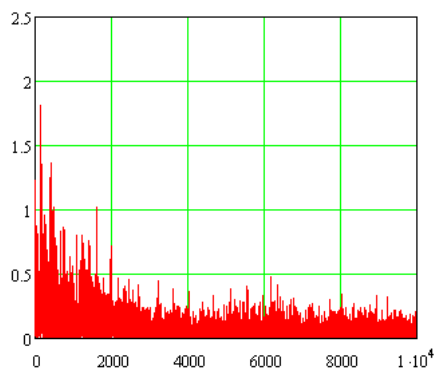
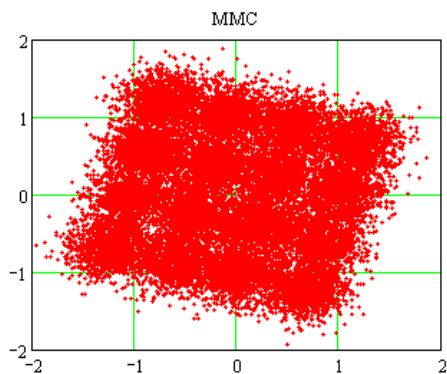
Figura A. 36: Diagramas de Irradiação Caso IX



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

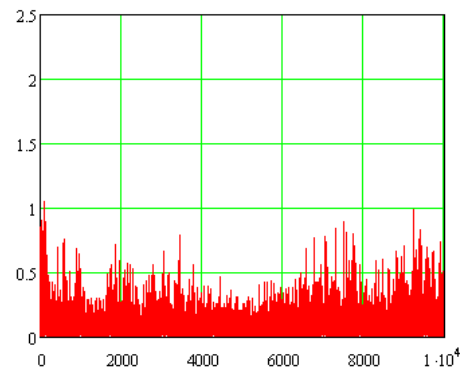
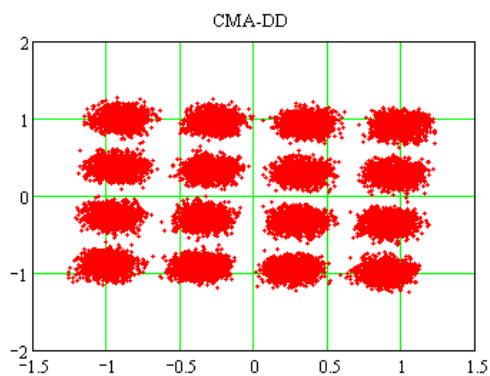
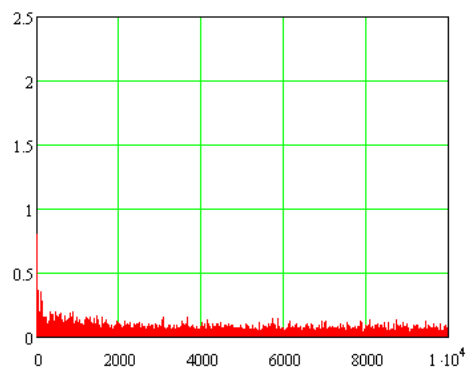
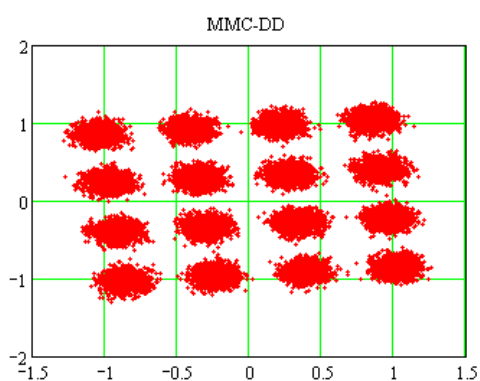
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

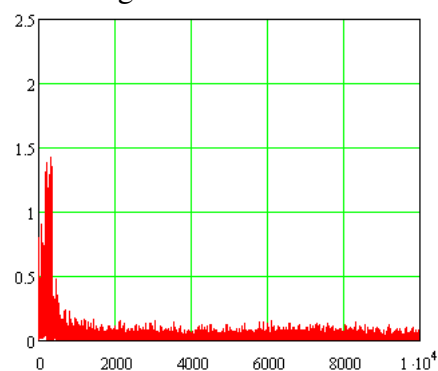
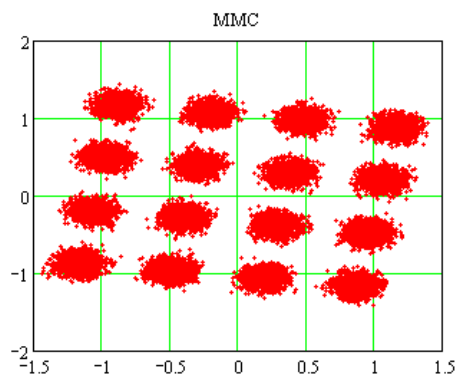
Figura A. 37: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso IX, SNR = 15dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

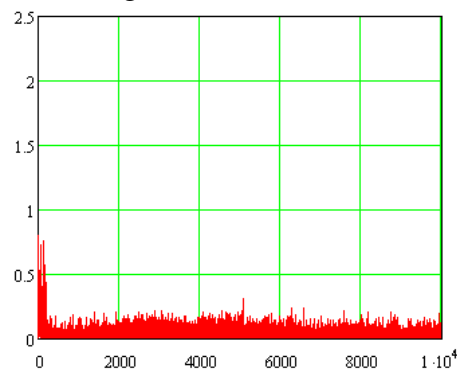
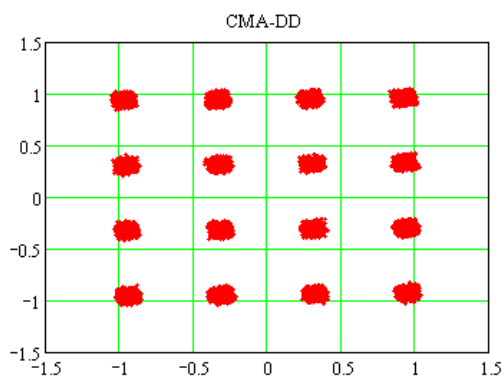
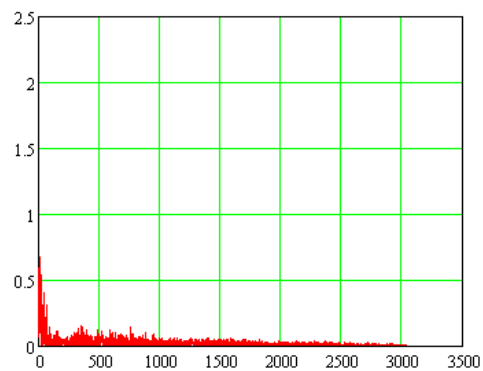
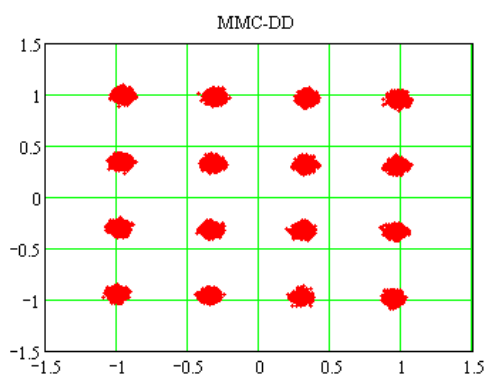
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

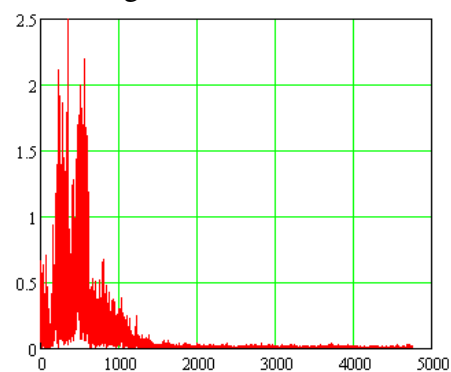
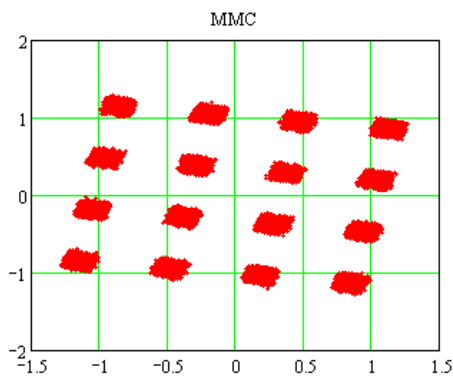
Figura A. 38: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso IX, SNR = 25dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

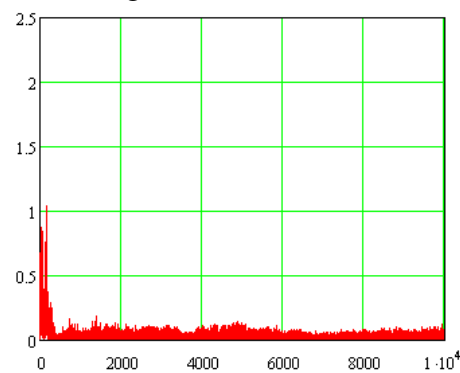
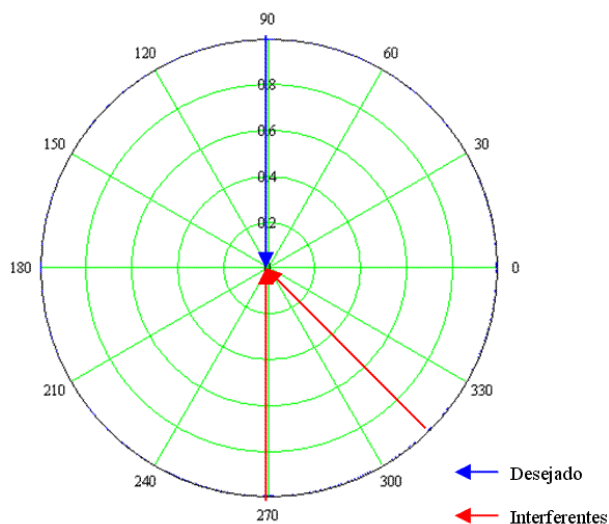
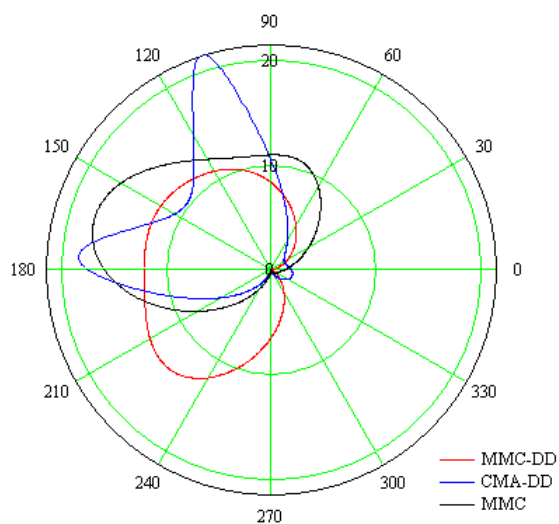
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 39: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso IX, SNR = 35dB

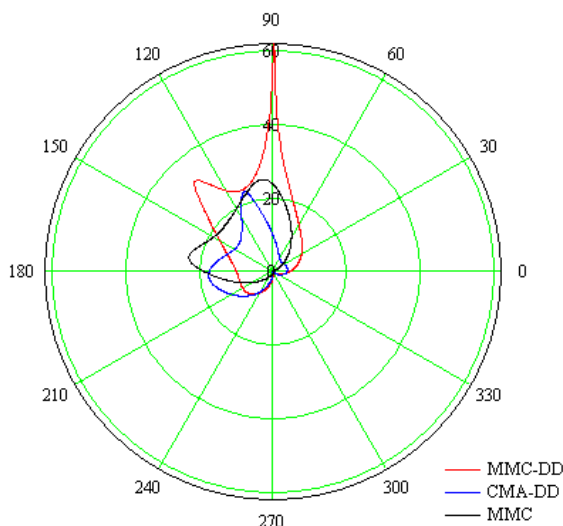
Caso X: Modulação 16-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=90^\circ$ e interferentes incidindo a $\phi=270^\circ$ e $\phi=325^\circ$. Os sinais interferentes constituem ecos do sinal desejado, atenuados de 13.8dB e 16.2dB, atrasados 0.15 μs e 2.22 μs correspondendo a 2 e 23 amostras respectivamente, no sistema em questão.



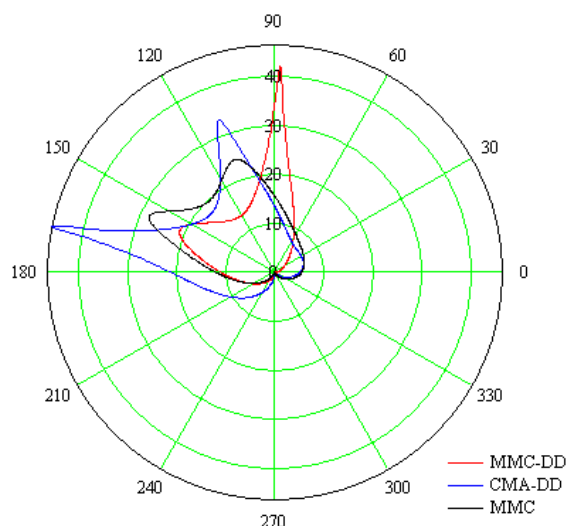
(a) Diagrama de irradiação inicial



(b) Diagrama de irradiação SNR=15dB

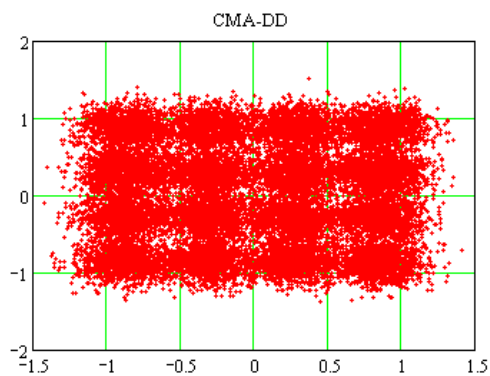


(c) Diagrama de irradiação SNR=25dB

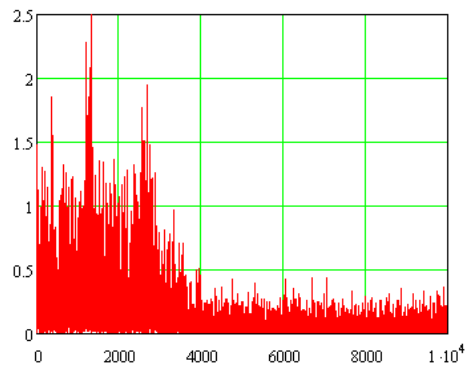
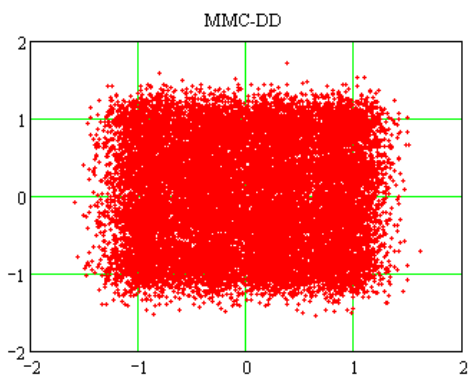


(d) Diagrama de irradiação SNR=35dB

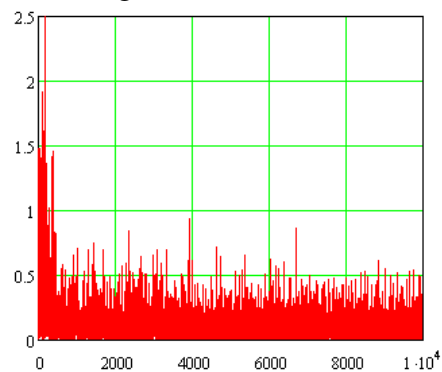
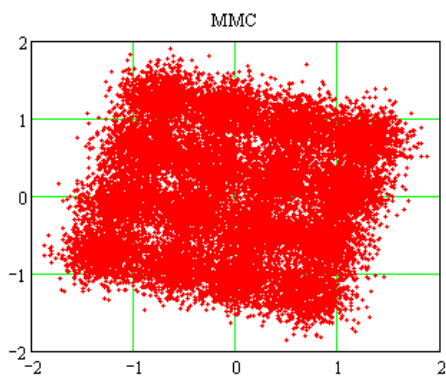
Figura A. 40: Diagramas de Irradiação Caso X



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

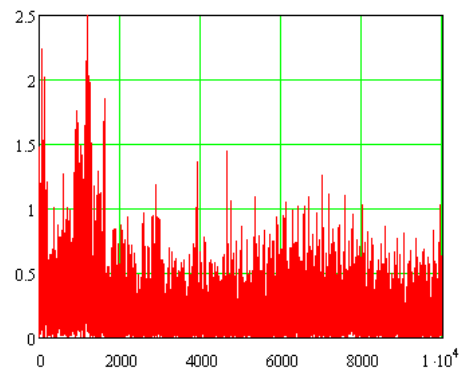
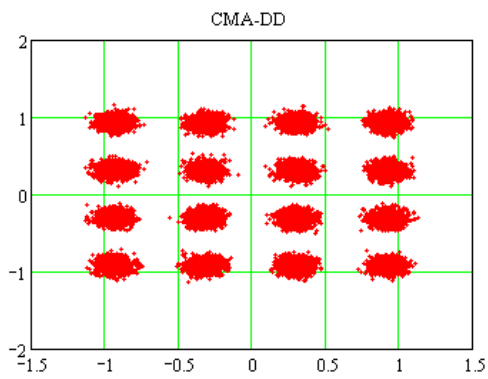
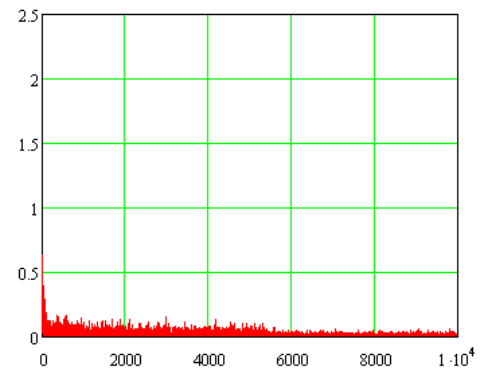
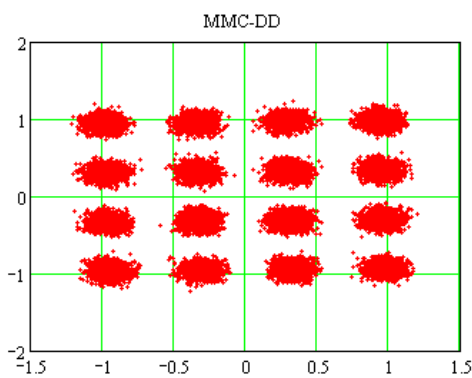
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

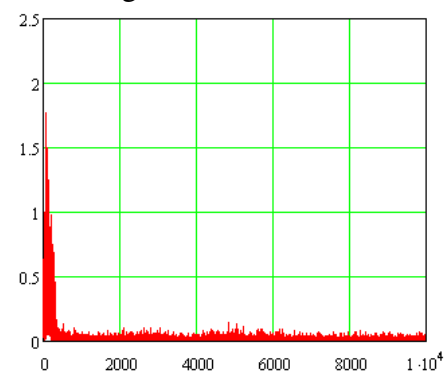
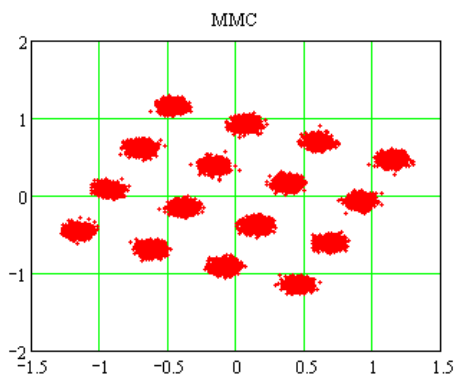
Figura A. 41: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso X, SNR = 15dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

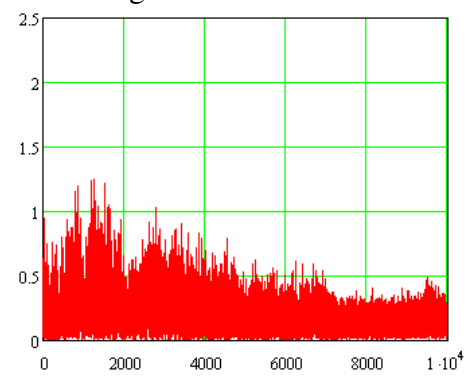
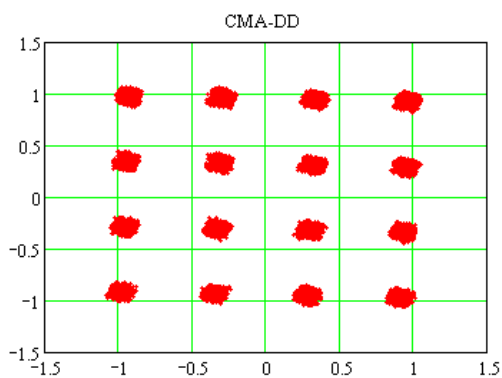
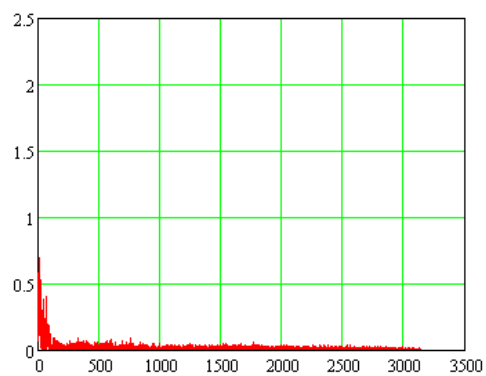
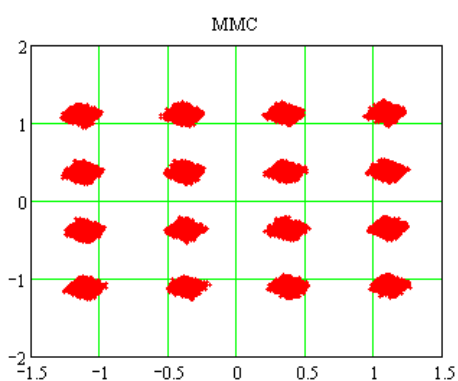
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

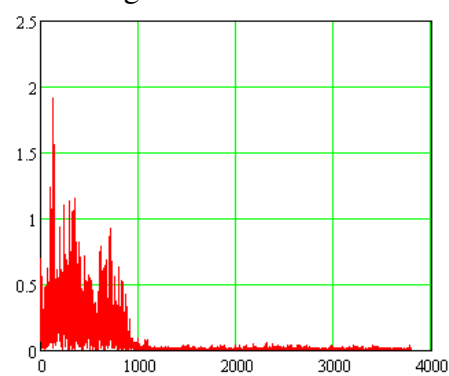
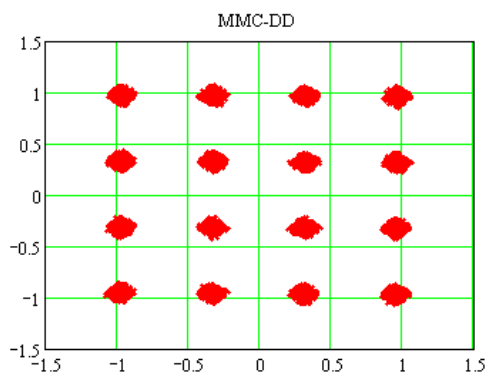
Figura A. 42: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso X, SNR = 25dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

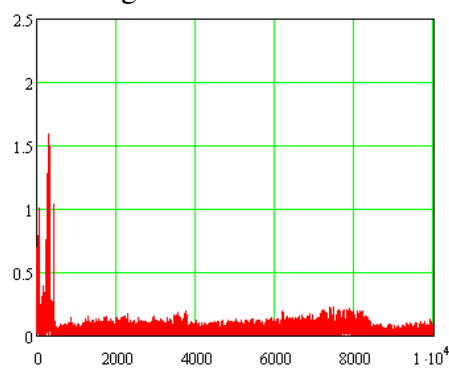
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 43: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso X, SNR = 35dB

Os dois cenários de operação a seguir (Casos XI e XII) são constituídos de quatro frentes de onda em direções distintas. As figuras abaixo nos dão uma idéia de como o sinal seria recebido sem a atuação da antena inteligente. É importante salientar que nesse cenário a antena opera em sua capacidade máxima de anular os sinais interferentes conforme vimos no capítulo 3 [9].

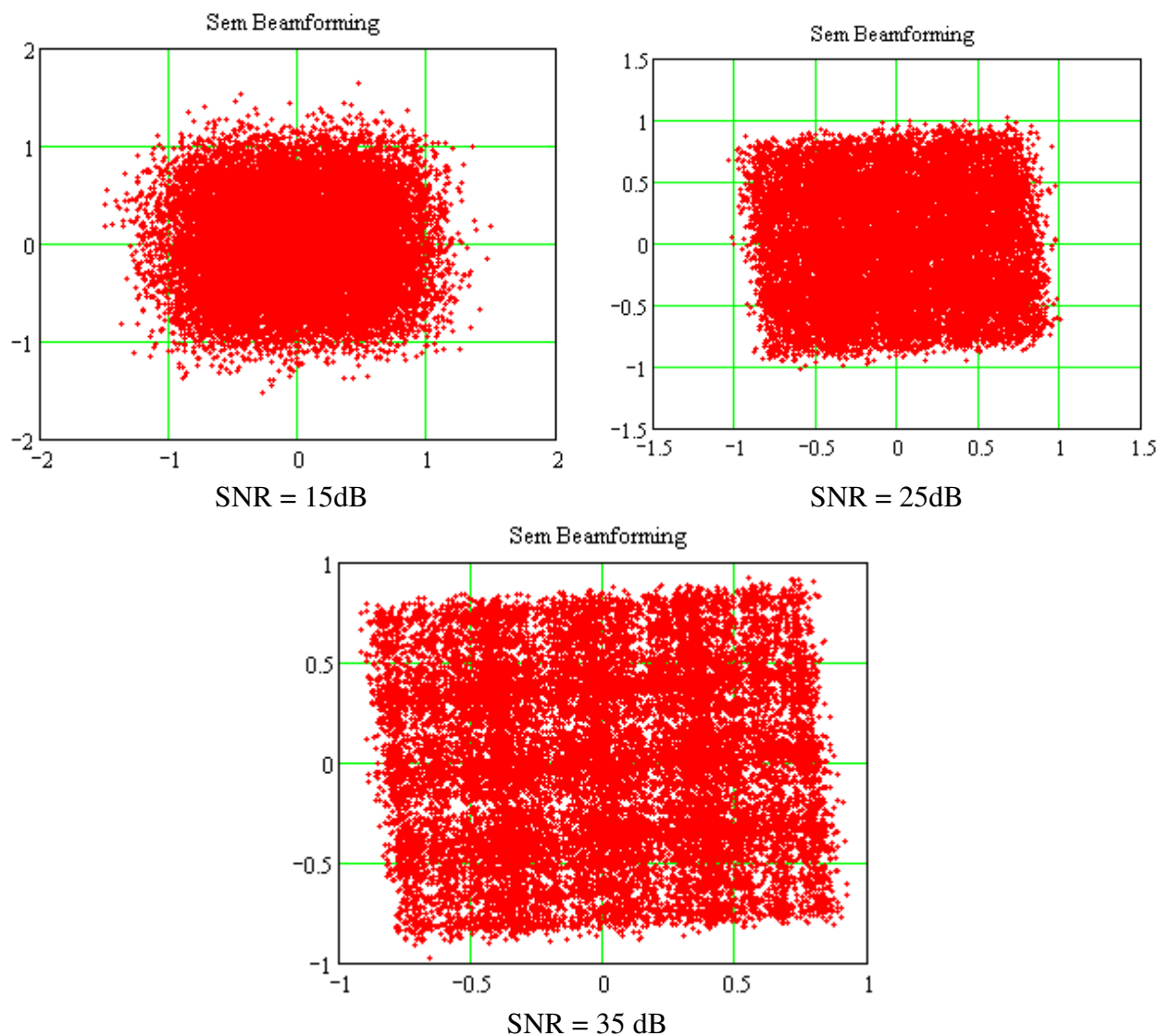


Figura A. 44: Constelação do sinal na saída da antena, com quatro frentes de onda incidindo na mesma

Caso XI: Modulação 16-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=0^\circ$ e interferentes incidindo a $\phi=150^\circ$, $\phi=180^\circ$ e $\phi=200^\circ$. Os sinais interferentes constituem ecos do sinal desejado, atenuados de 13.8dB, 16.2dB e 14.9dB, atrasados 0.15 μ s, 2.22 μ s e 3.05 μ s correspondendo a 2, 23 e 31 amostras respectivamente, no sistema em questão.

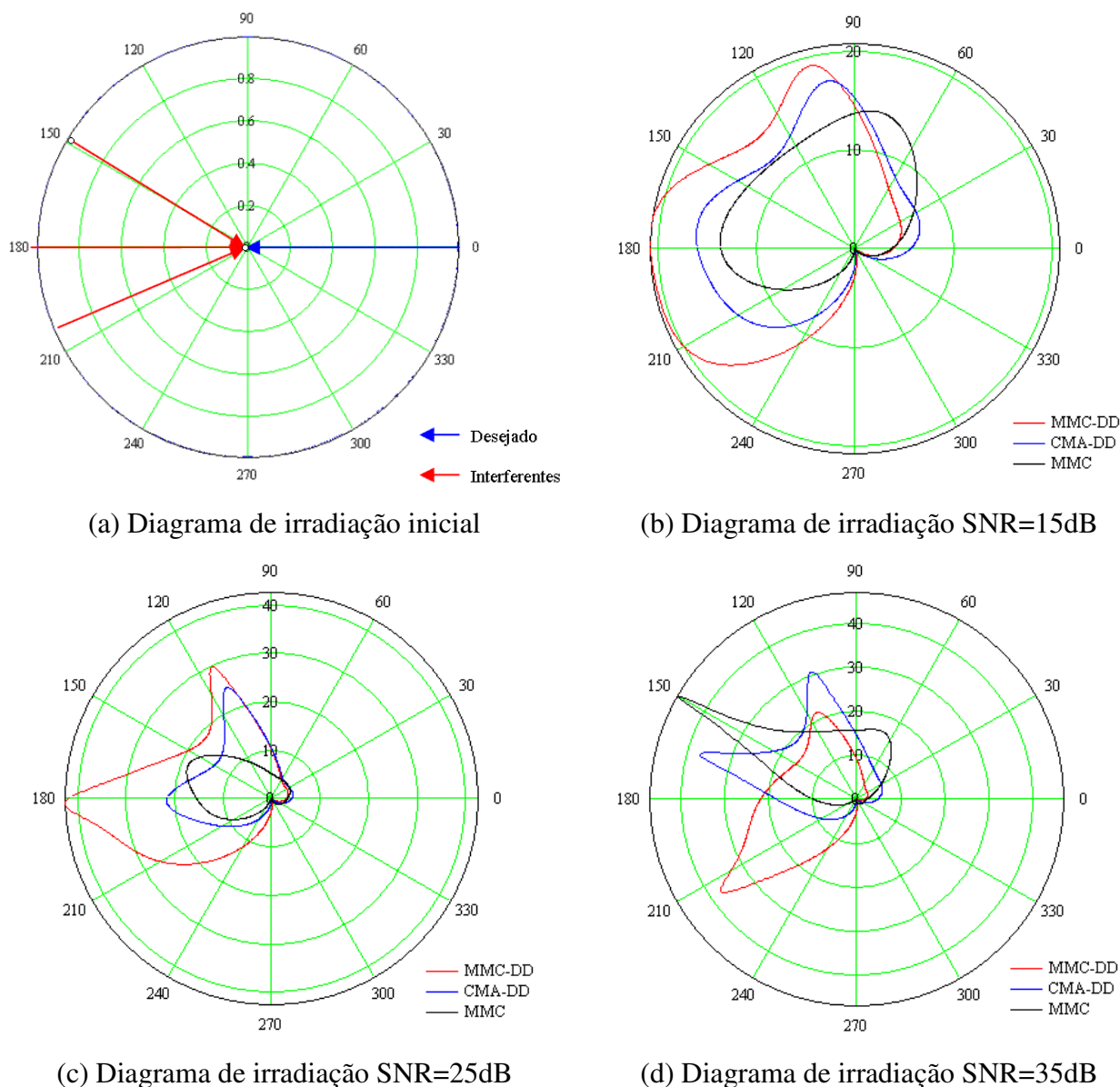
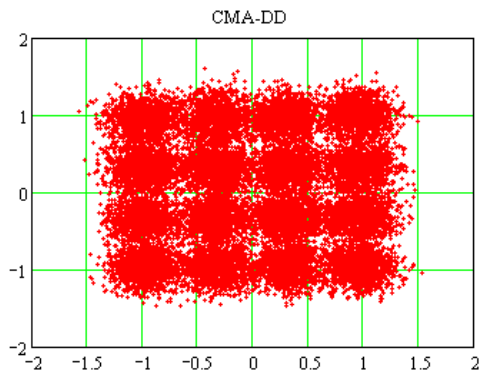
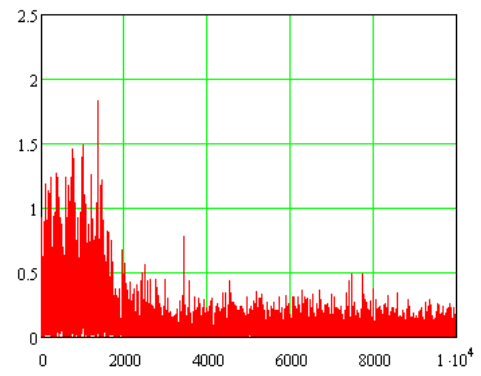
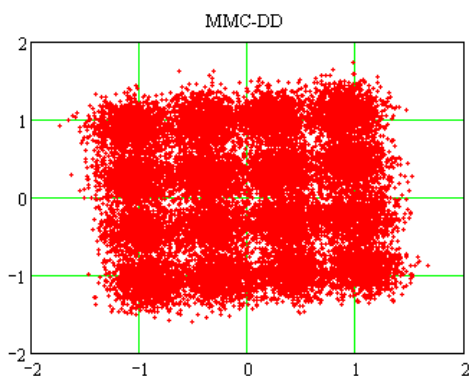


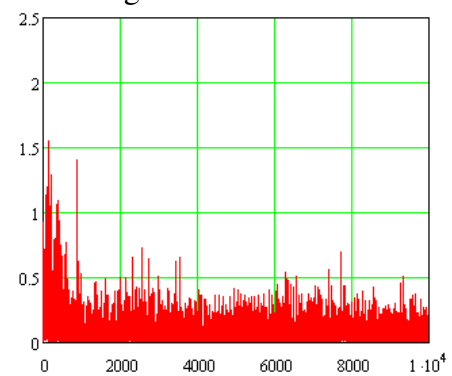
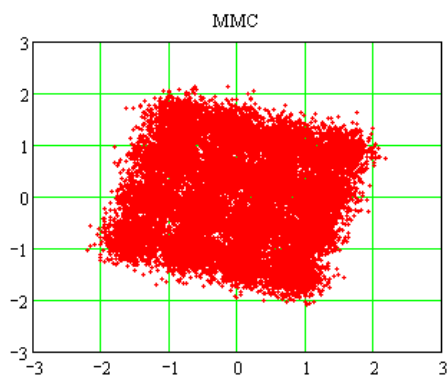
Figura A. 45: Diagramas de Irradiação Caso XI



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

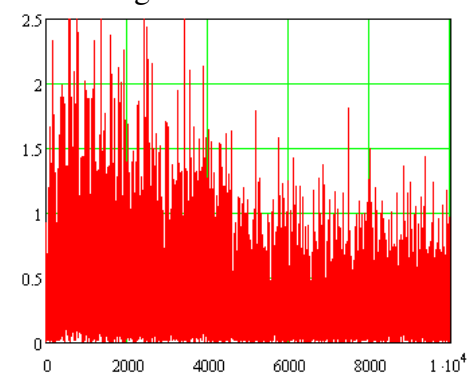
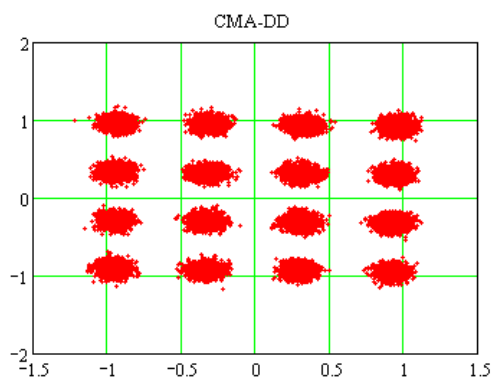
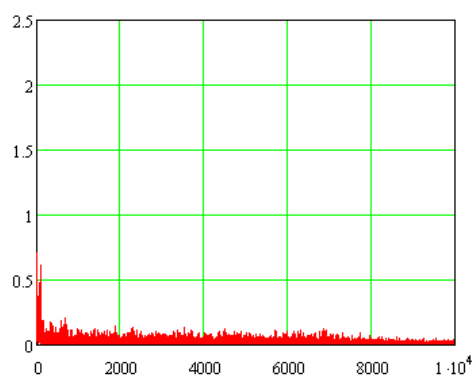
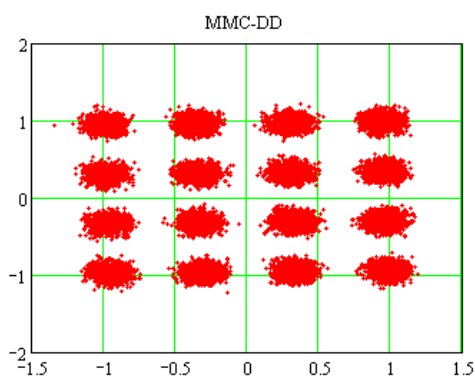
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

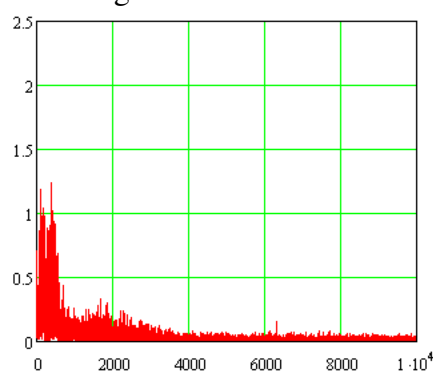
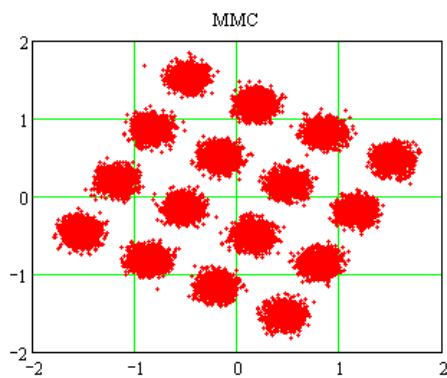
Figura A. 46: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XI, SNR = 15dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

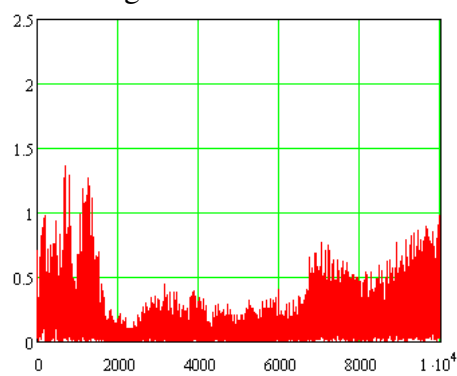
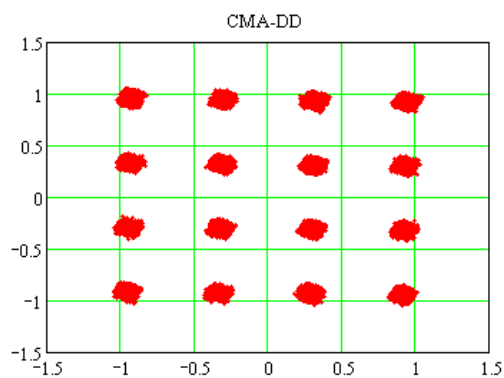
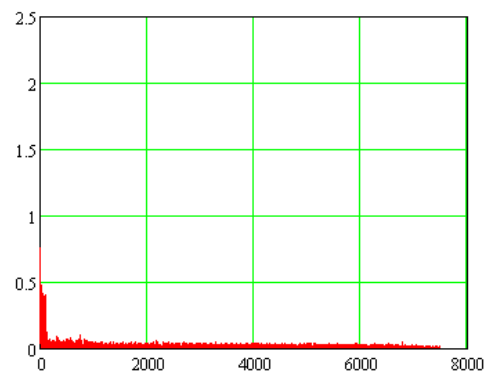
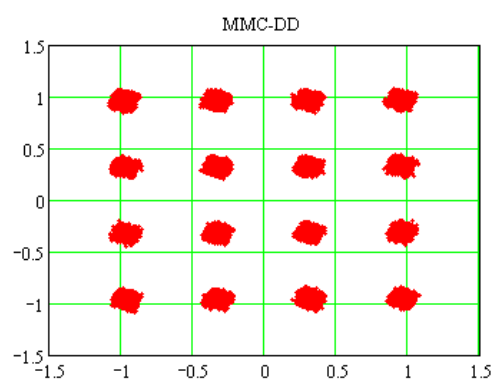
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

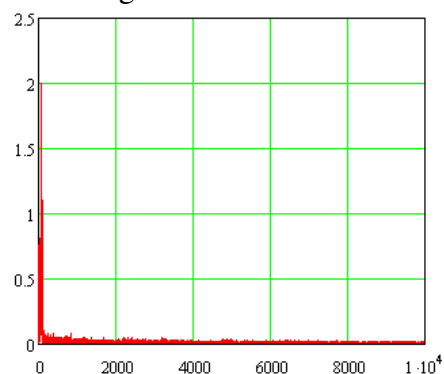
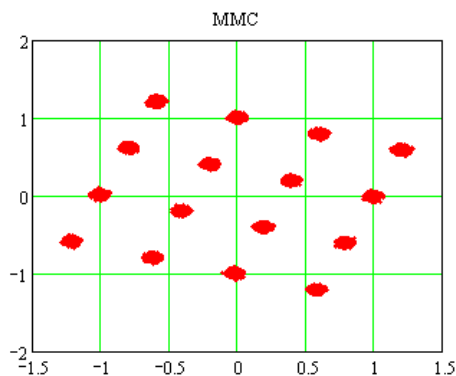
Figura A. 47: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XI, SNR = 25dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

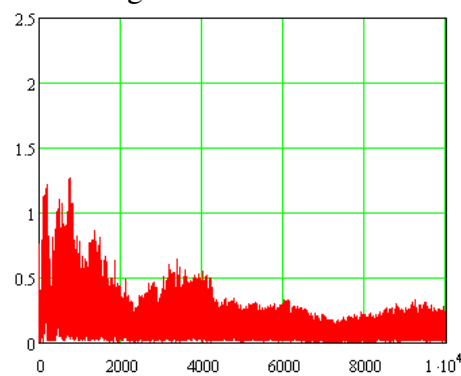
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 48: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XI, SNR = 35dB

Caso XII: Modulação 16-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=90^\circ$ e interferentes incidindo a $\phi=250^\circ$, $\phi=270^\circ$ e $\phi=300^\circ$. Os sinais interferentes constituem ecos do sinal desejado, atenuados de 13.8dB, 16.2dB e 14.9dB, atrasados 0.15 μs , 2.22 μs e 3.05 μs correspondendo a 2, 23 e 31 amostras respectivamente, no sistema em questão.

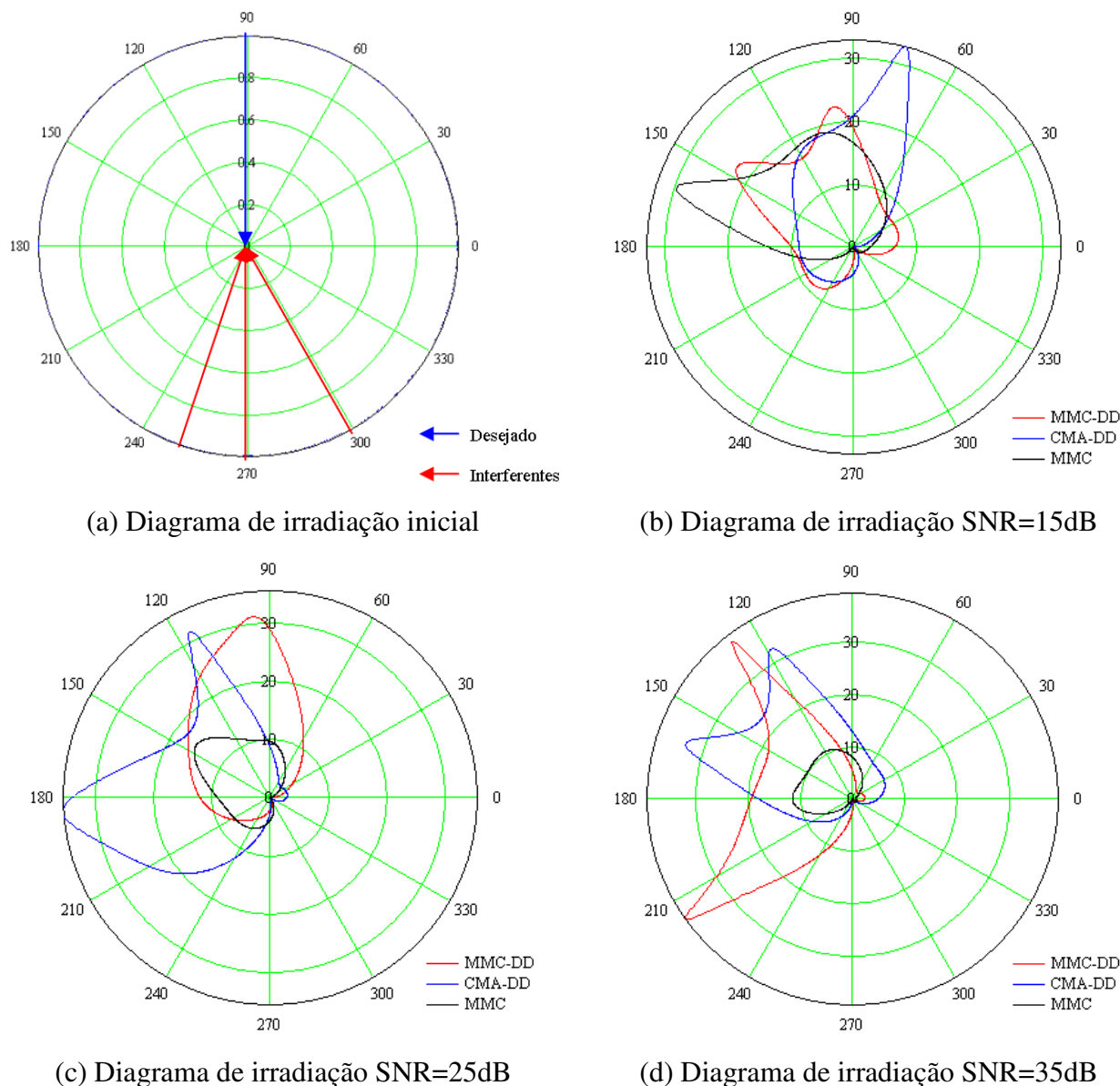
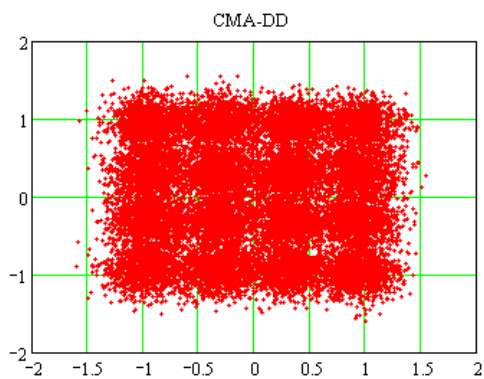
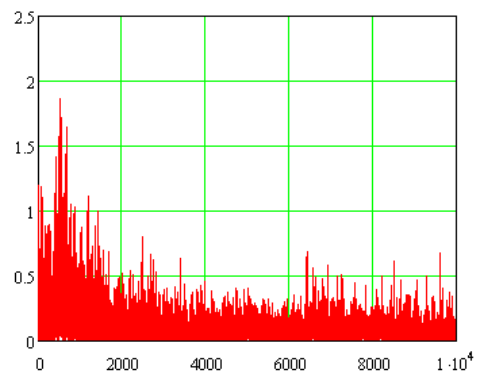
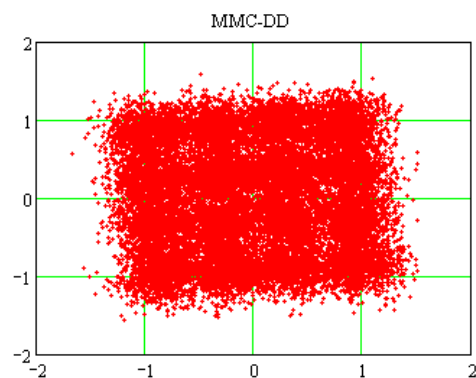


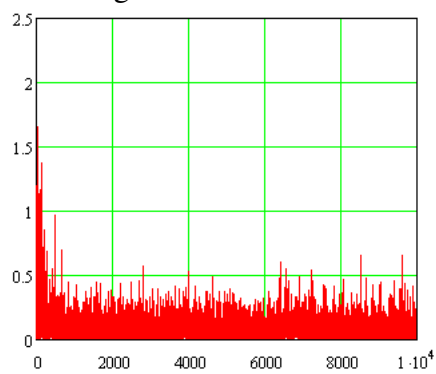
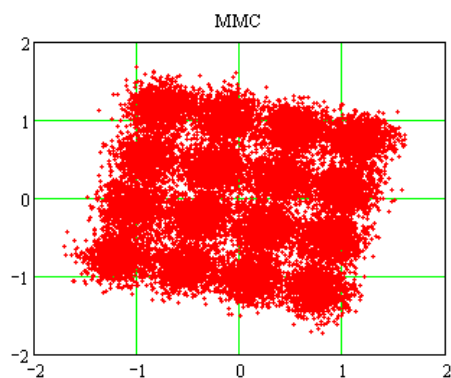
Figura A. 49: Diagramas de Irradiação Caso XII



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

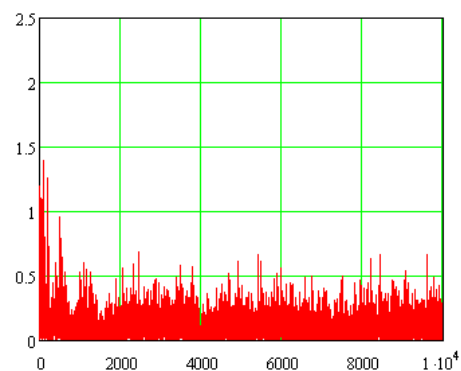
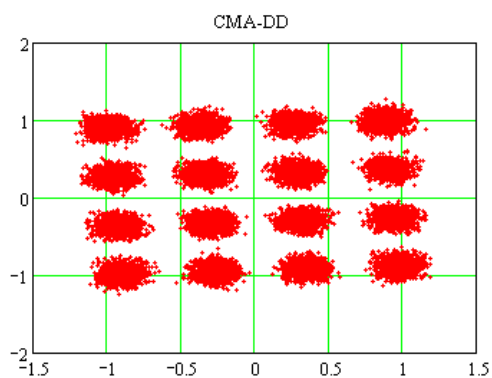
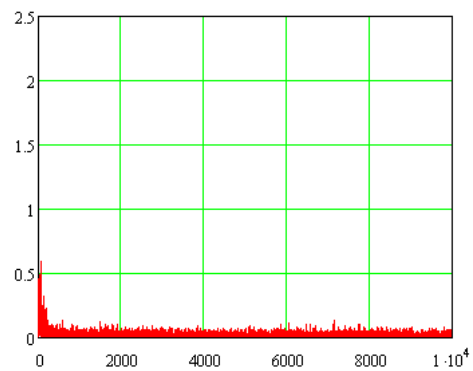
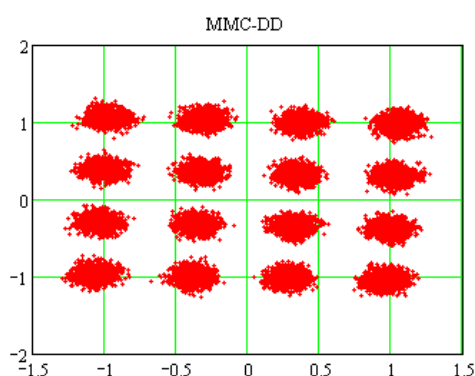
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

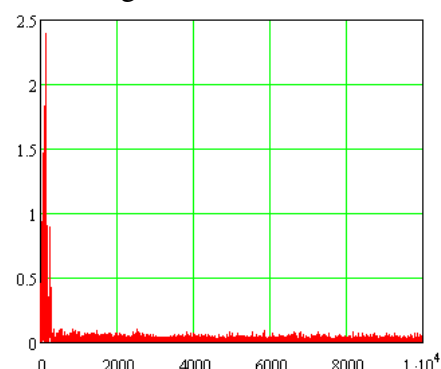
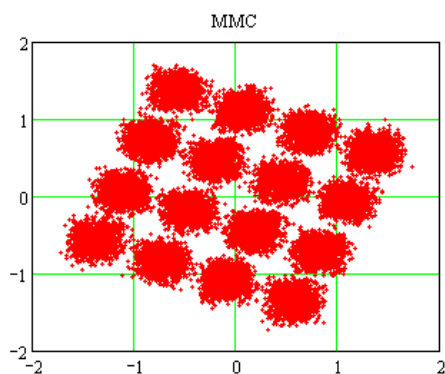
Figura A. 50: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XII, SNR = 15dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

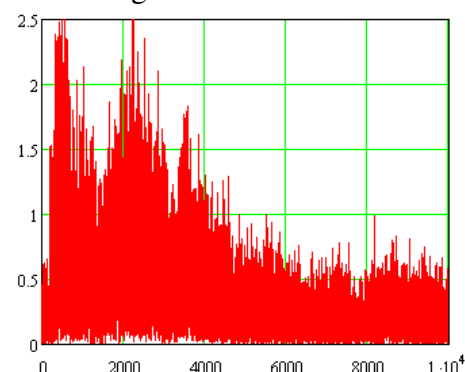
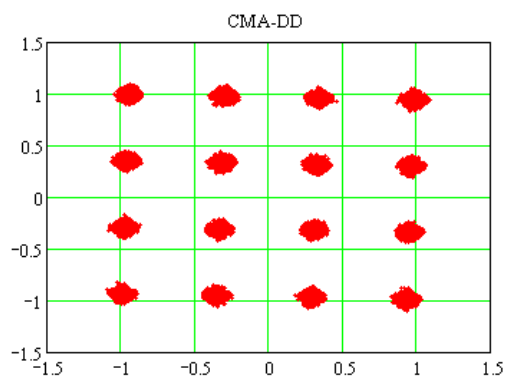
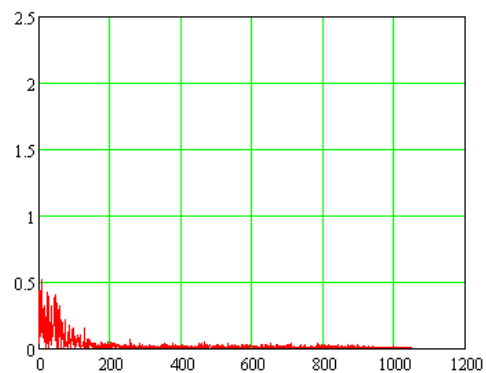
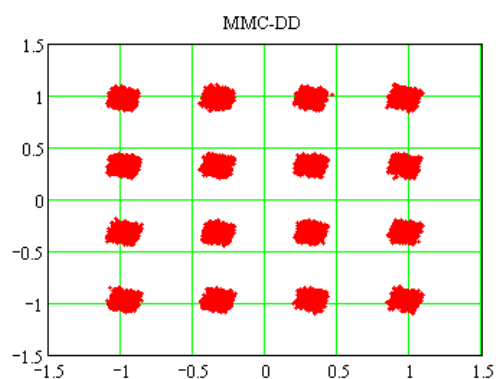
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

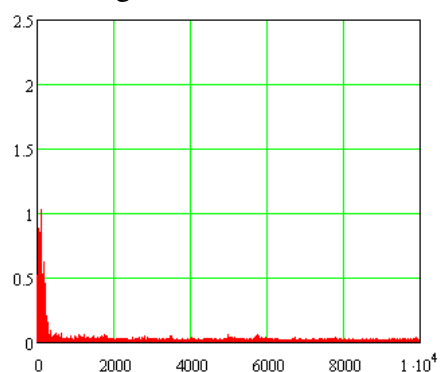
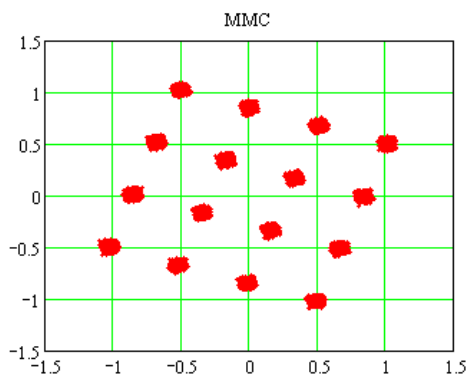
Figura A. 51: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XII, SNR = 25dB



(a) Constelação 16-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 16-QAM, algoritmo MMC

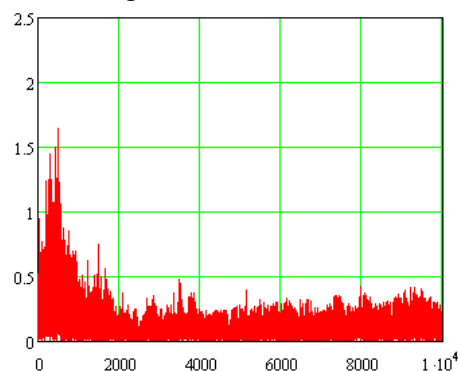
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 52: Gráficos da Constelação 16-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XII, SNR = 35dB

A seguir, são apresentados os resultados referentes a modulação 64-QAM. As constelações abaixo nos dão uma idéia de como o sinal desejado está chegando na antena devido à ação do ruído gaussiano aditivo. Os sinais interferentes (ecos) possuem o mesmo comportamento, exceção feita a respectiva amplitude do sinal. Note que não existe influência de multipercurso e sim apenas ruído.

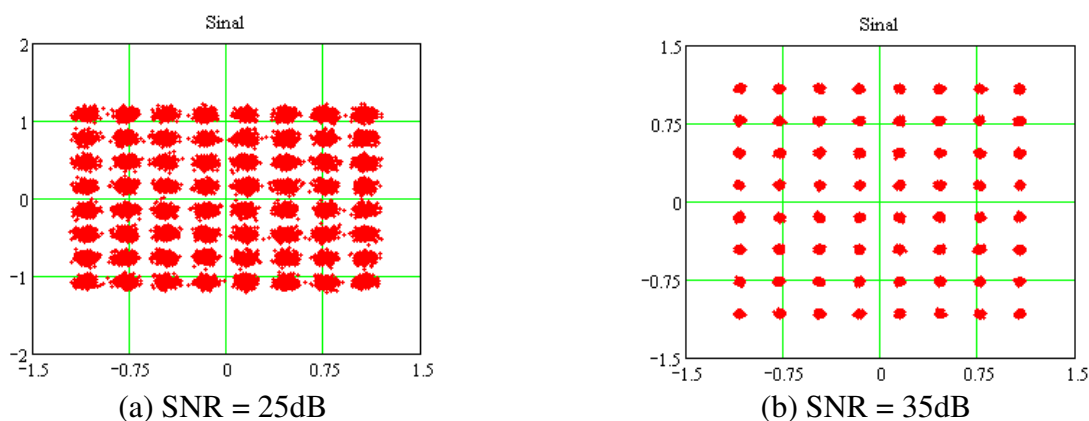


Figura A. 53: Constelação do sinal de referência sob efeito de ruído gaussiano

Os seis cenários de operação a seguir (Casos XIII, XIV, XV, XVI, XVII e XVIII) são constituídos de duas frentes de onda em direções distintas. As figuras abaixo nos dão uma idéia de como o sinal é recebido sem a atuação da antena inteligente.

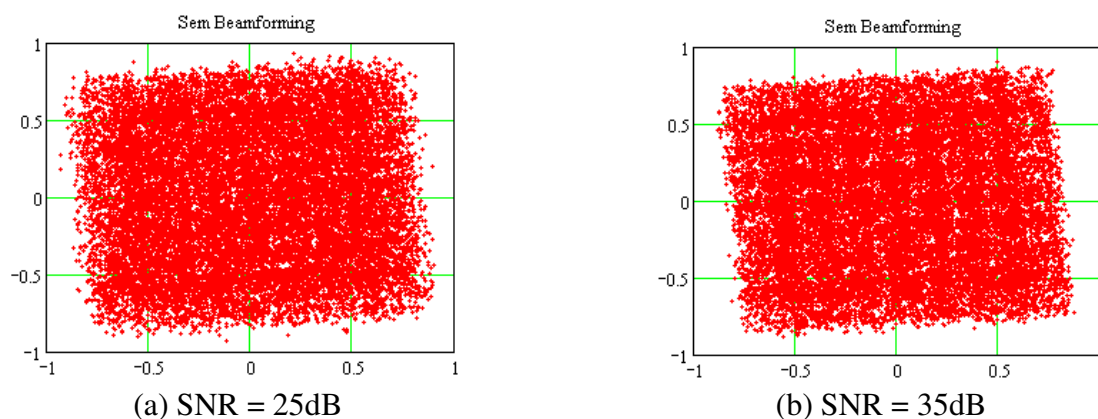
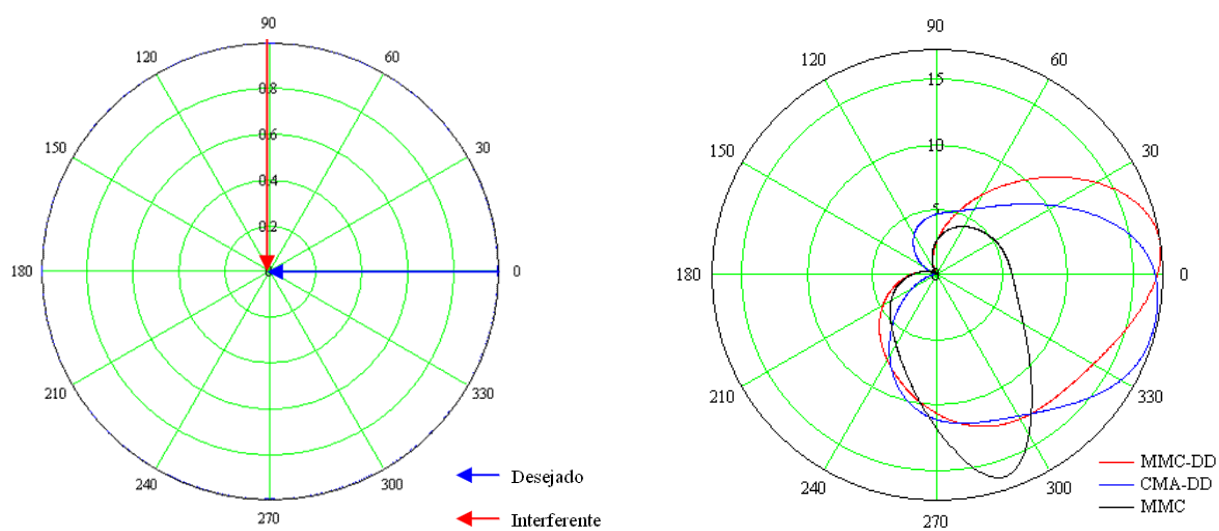


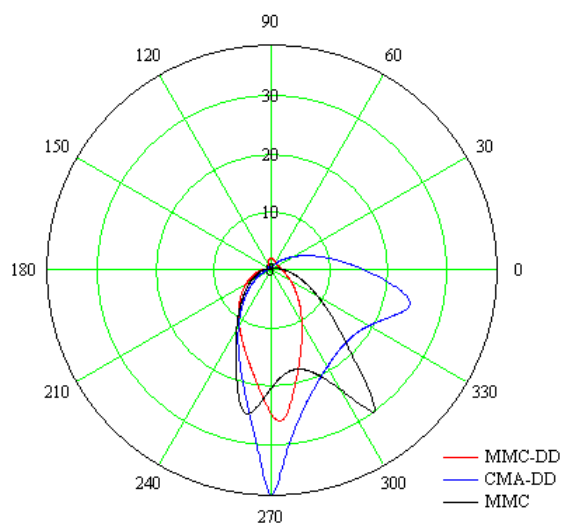
Figura A. 54: Constelação do sinal na saída da antena, com duas frentes de onda incidindo na mesma

Caso XIII: Modulação 64-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=0^\circ$ e interferente incidindo a $\phi=90^\circ$. O sinal interferente constitui um eco do sinal desejado, atenuado de 13.8dB e atrasado 0.15 μs , o que corresponde a 2 amostras no sistema em questão.



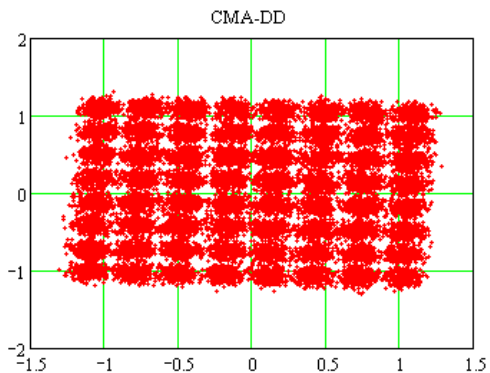
(a) Diagrama de irradiação inicial

(b) Diagrama de irradiação SNR=25dB

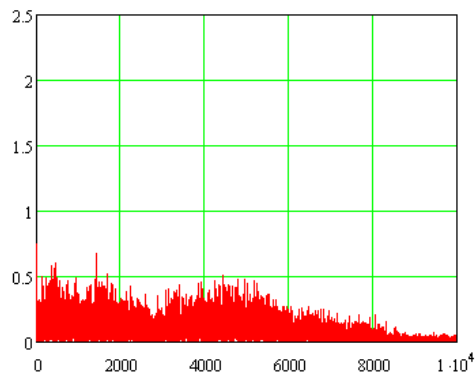


(c) Diagrama de irradiação SNR=35dB

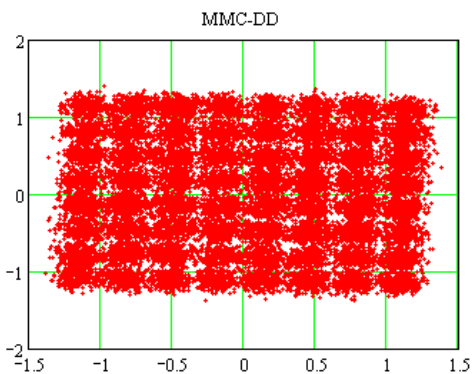
Figura A. 55: Diagramas de Irradiação Caso XIII



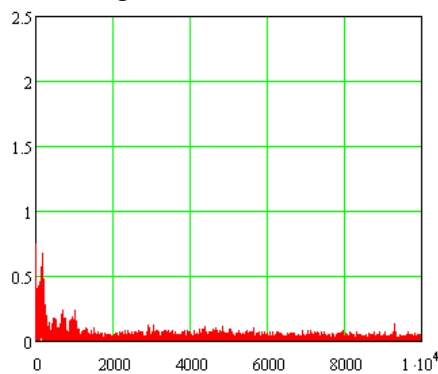
(a) Constelação 64-QAM, algoritmo CMA-DD



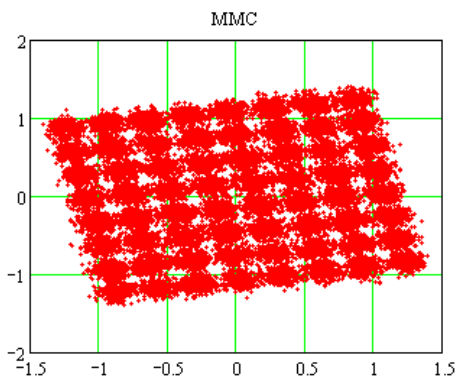
(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD



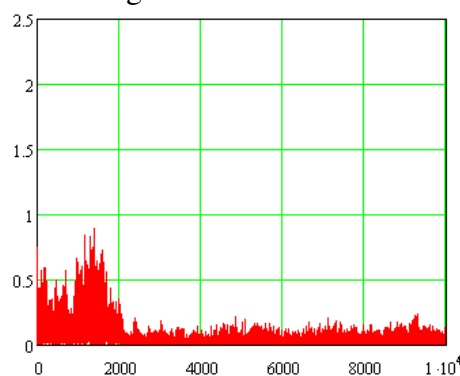
(c) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC-DD



(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

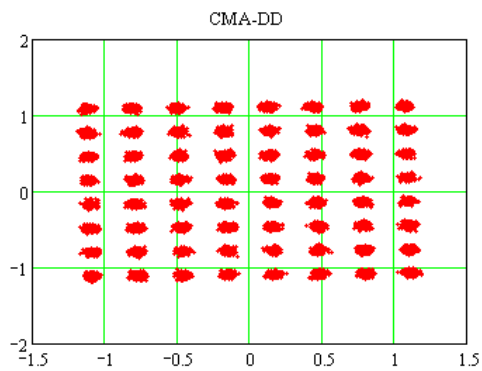


(e) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC

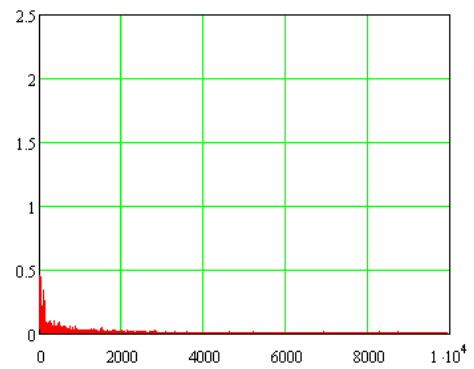
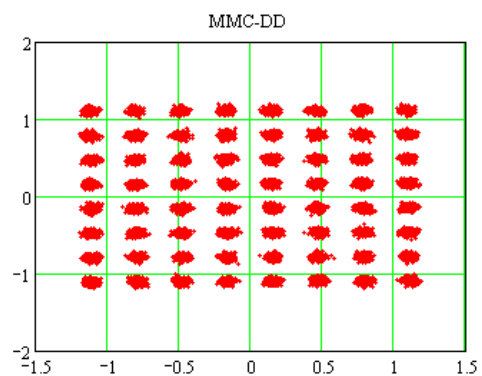


(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

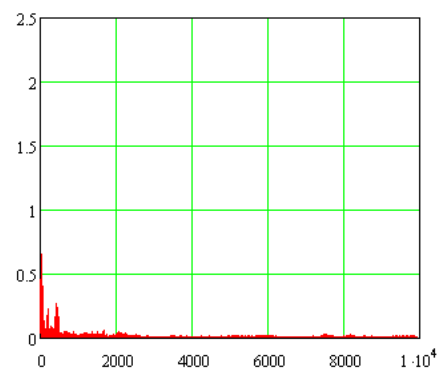
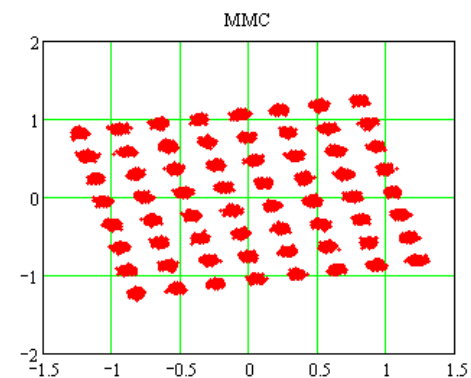
Figura A. 56: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XIII, SNR = 25dB



(a) Constelação 64-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC

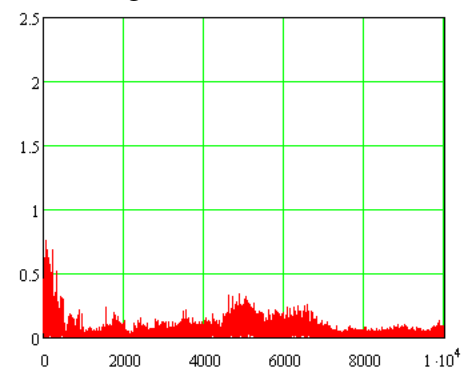
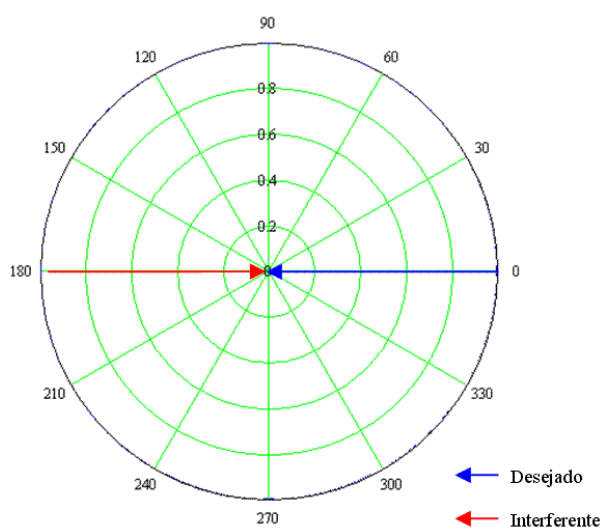
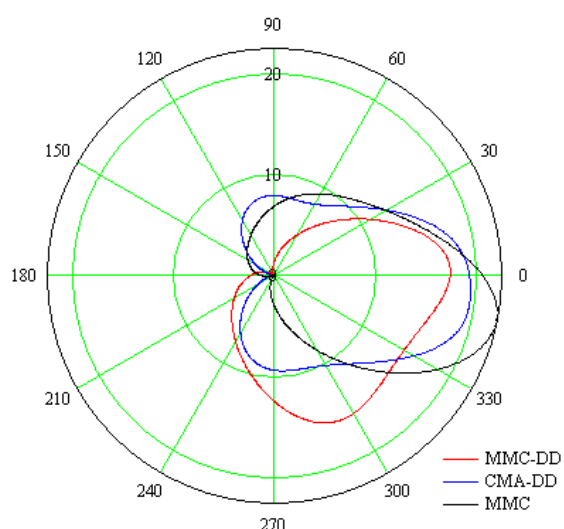
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 57: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XIII, SNR = 35dB

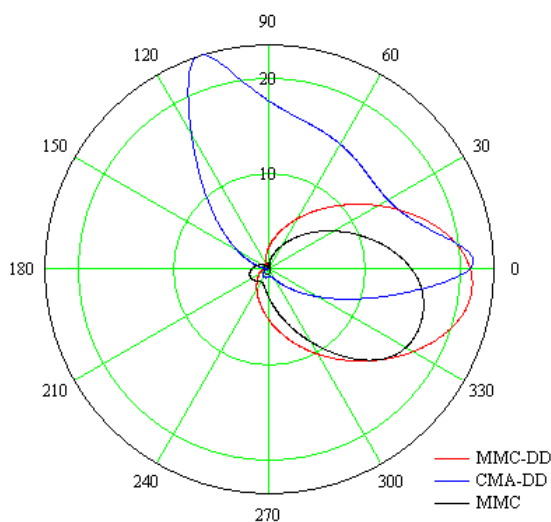
Caso XIV: Modulação 64-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=0^\circ$ e interferente incidindo a $\phi=180^\circ$. O sinal interferente constitui um eco do sinal desejado, atenuado de 13.8dB e atrasado 0.15 μs , o que corresponde a 2 amostras no sistema em questão.



(a) Diagrama de irradiação inicial

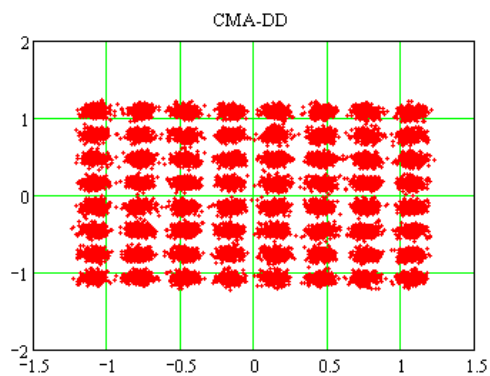


(b) Diagrama de irradiação SNR=25dB

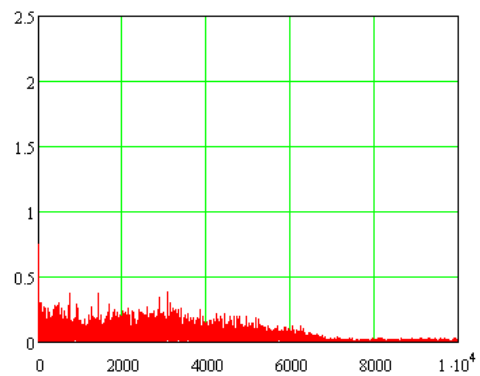
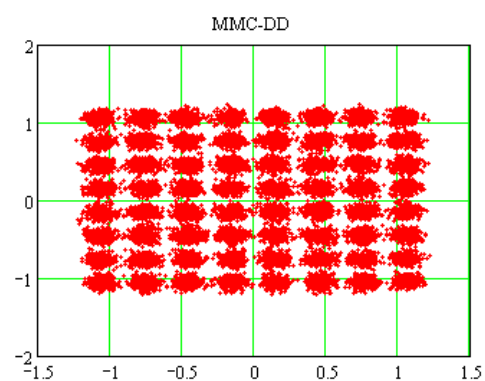


(c) Diagrama de irradiação SNR=35dB

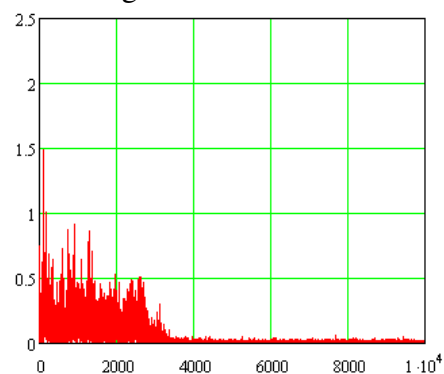
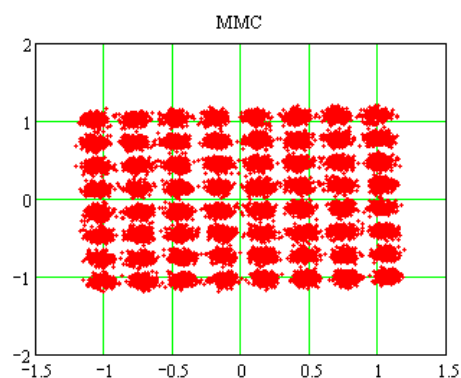
Figura A. 58: Diagramas de Irradiação Caso XIV



(a) Constelação 64-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC

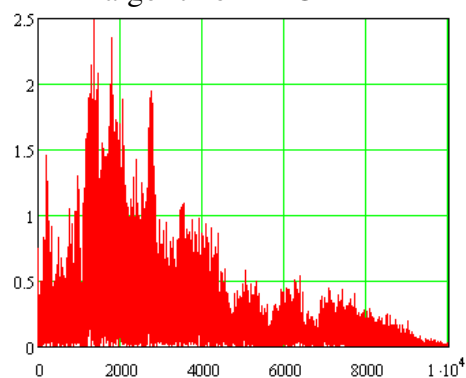
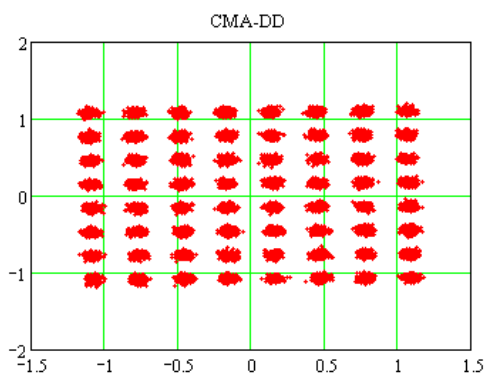
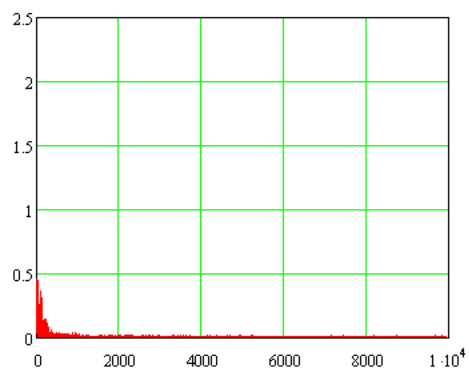
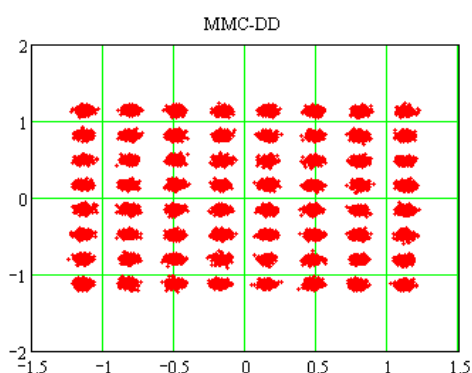
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

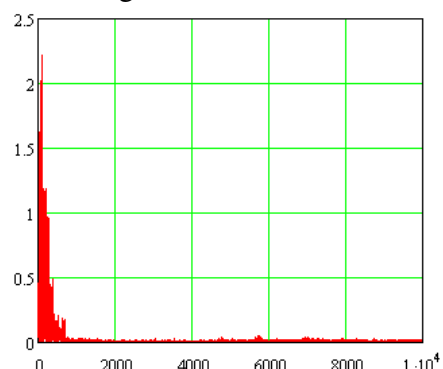
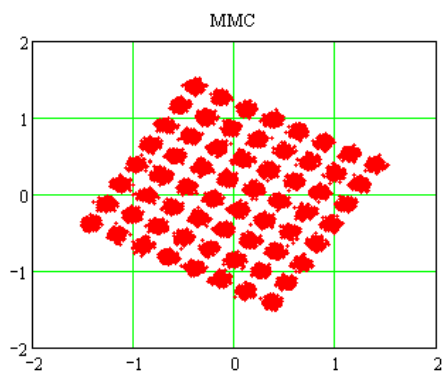
Figura A. 59: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XIV, SNR = 25dB



(a) Constelação 64-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC

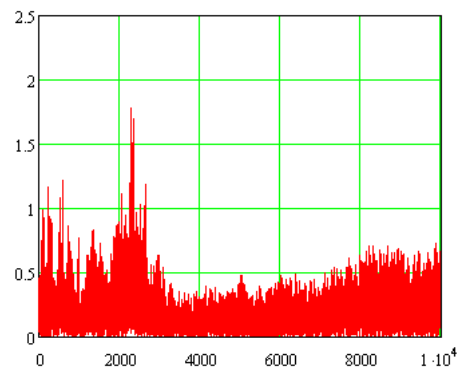
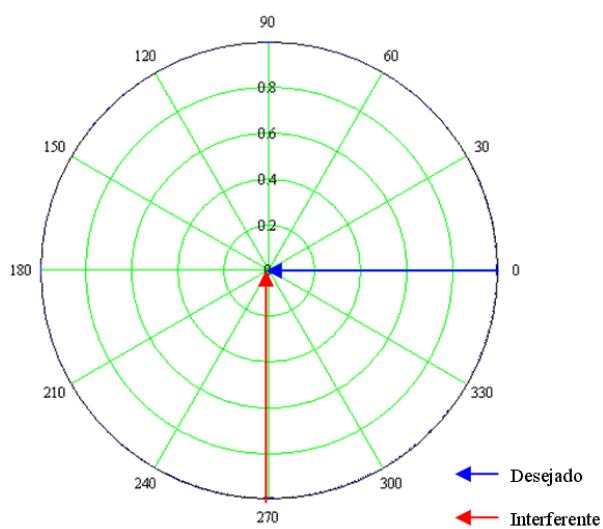
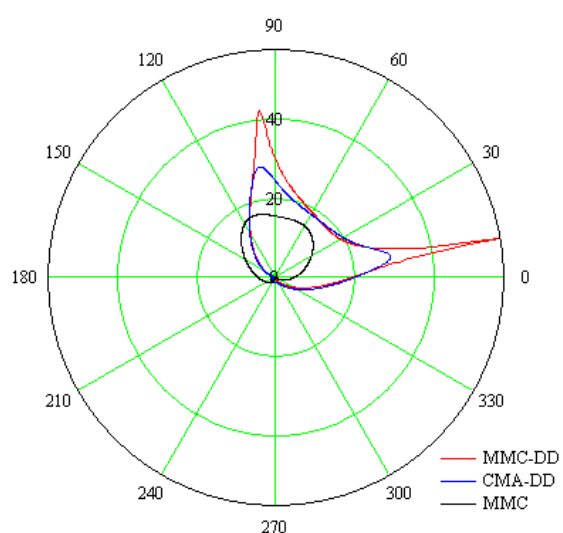
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 60: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XIV, SNR = 35dB

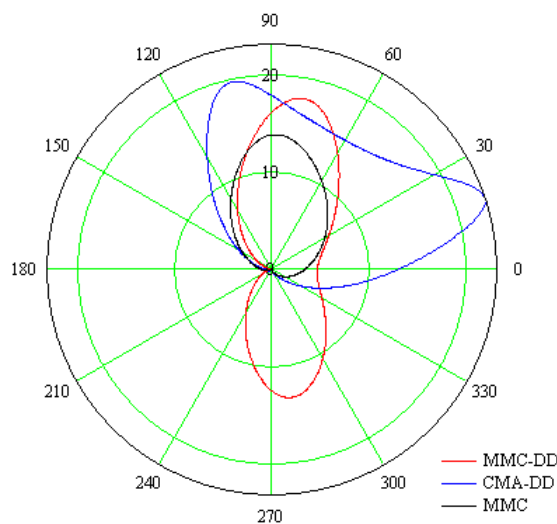
Caso XV: Modulação 64-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=0^\circ$ e interferente incidindo a $\phi=270^\circ$. O sinal interferente constitui um eco do sinal desejado, atenuado de 13.8dB e atrasado 0.15 μs , o que corresponde a 2 amostras no sistema em questão.



(a) Diagrama de irradiação inicial

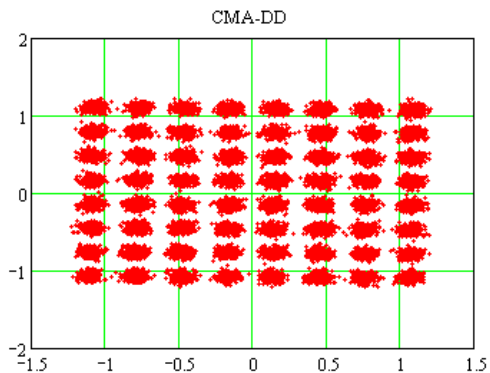


(b) Diagrama de irradiação SNR=25dB

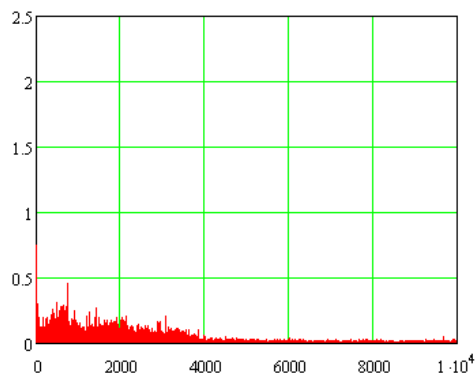


(c) Diagrama de irradiação SNR=35dB

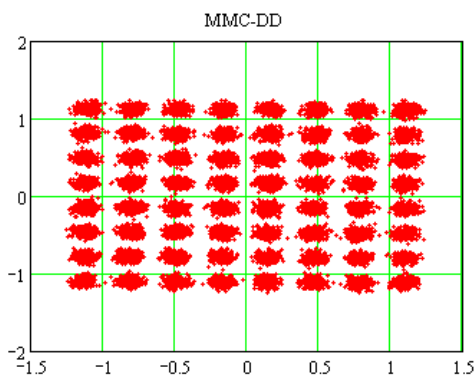
Figura A. 61: Diagramas de Irradiação Caso XV



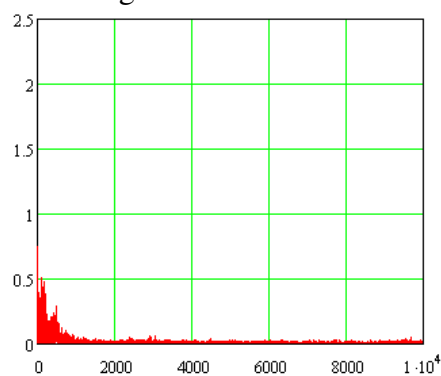
(a) Constelação 64-QAM, algoritmo CMA-DD



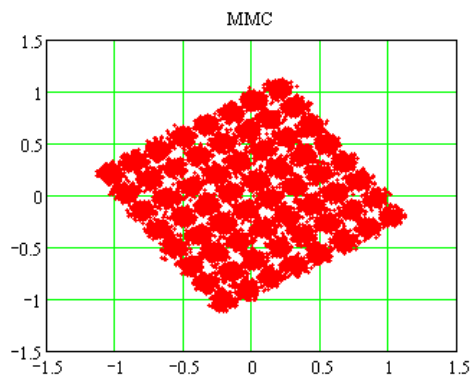
(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD



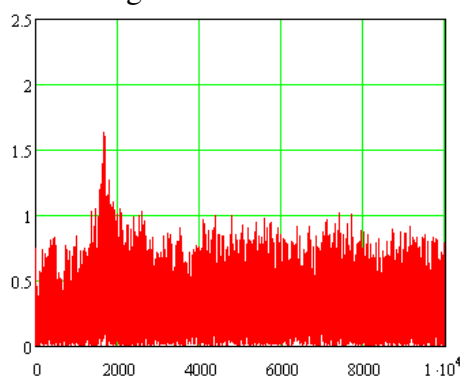
(c) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC-DD



(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

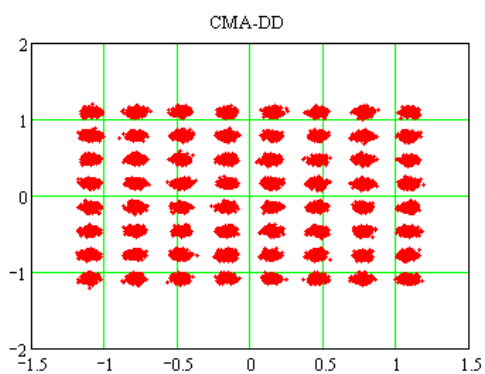


(e) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC

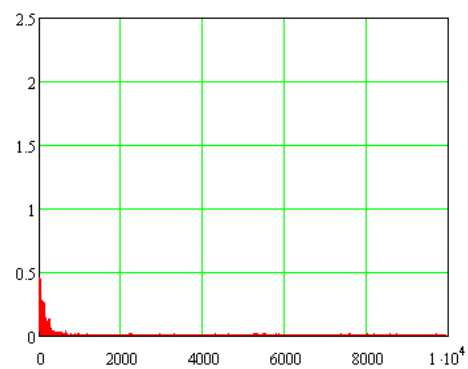
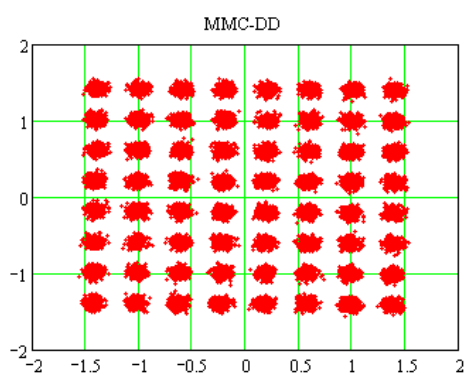


(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

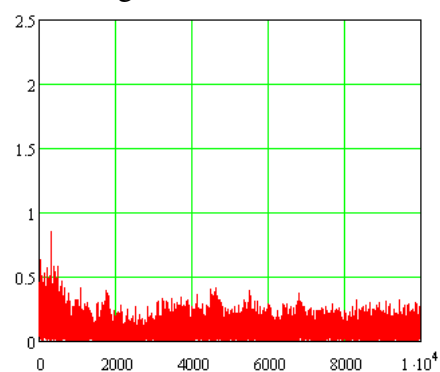
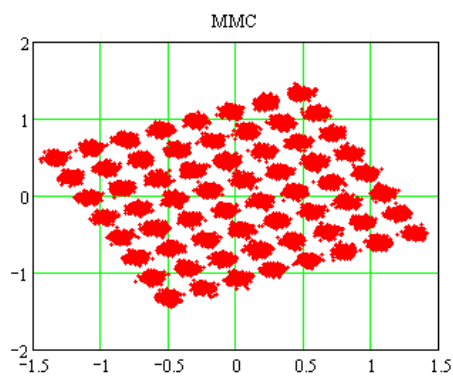
Figura A. 62: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XV, SNR = 25dB



(a) Constelação 64-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC

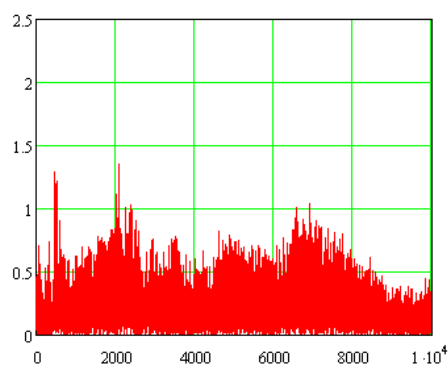
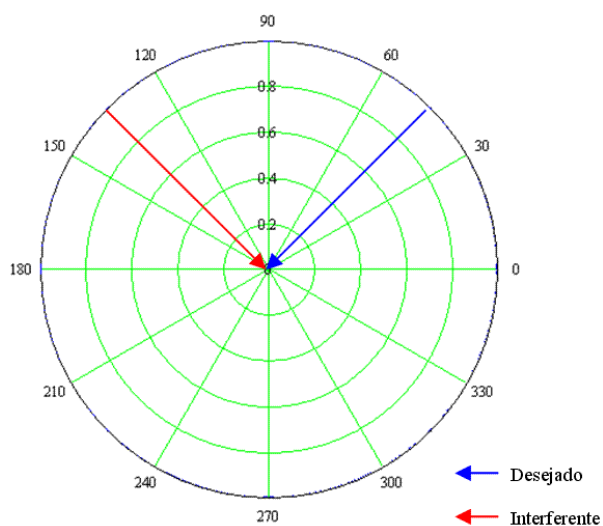
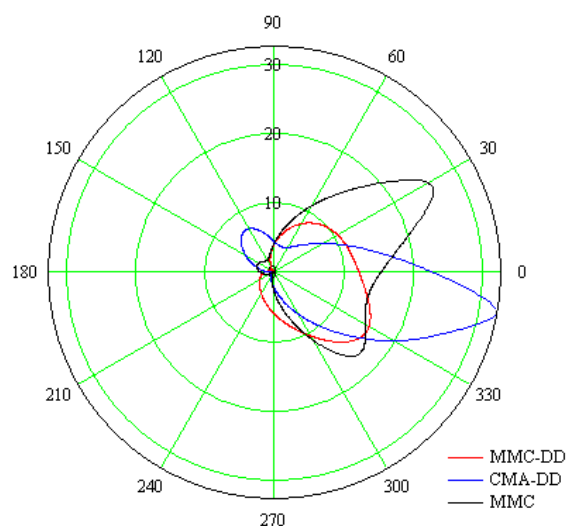
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 63: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XV, SNR = 35dB

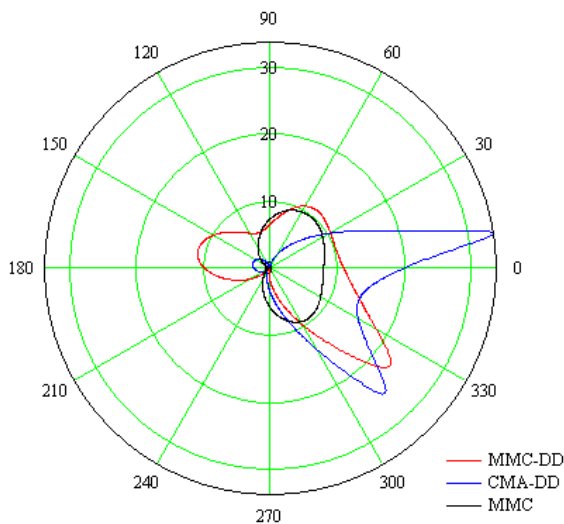
Caso XVI: Modulação 64-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=45^\circ$ e interferente incidindo a $\phi=135^\circ$. O sinal interferente constitui um eco do sinal desejado, atenuado de 13.8dB e atrasado 0.15 μs , o que corresponde a 2 amostras no sistema em questão.



(a) Diagrama de irradiação inicial

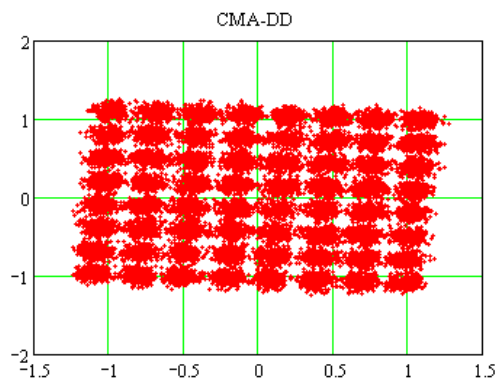


(b) Diagrama de irradiação SNR=25dB

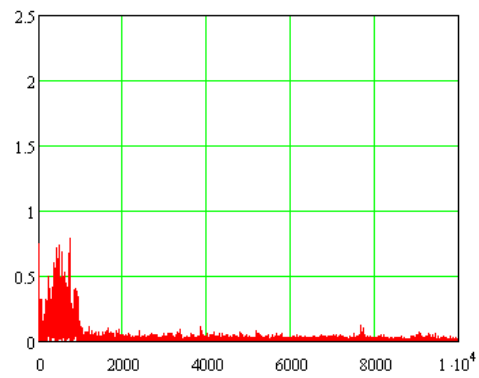
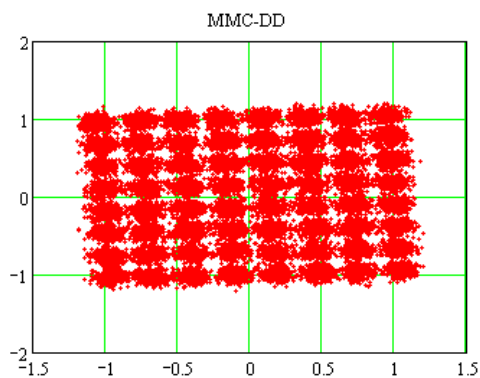


(c) Diagrama de irradiação SNR=35dB

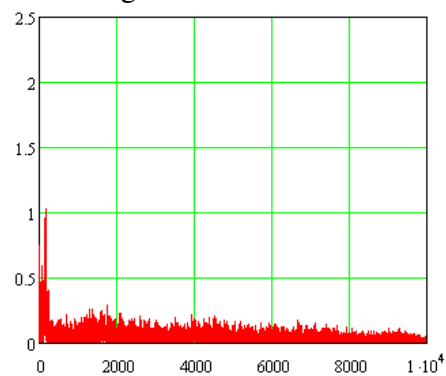
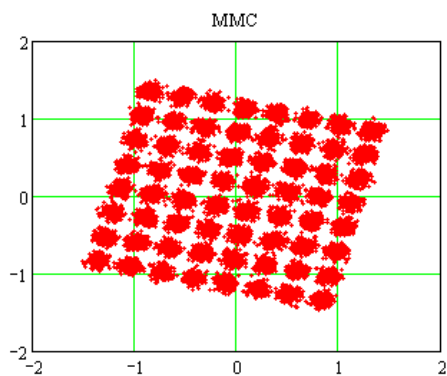
Figura A. 64: Diagramas de Irradiação Caso XVI



(a) Constelação 64-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC

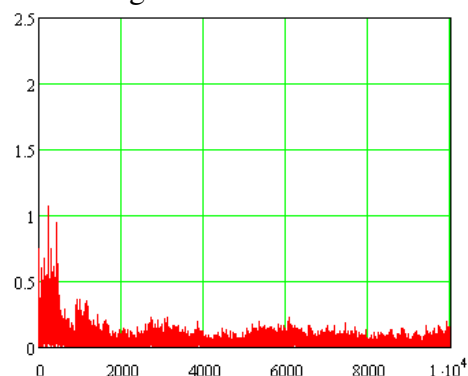
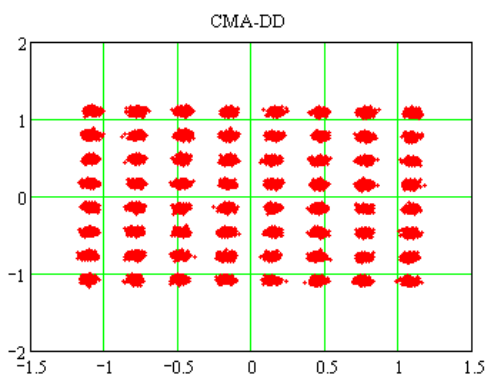
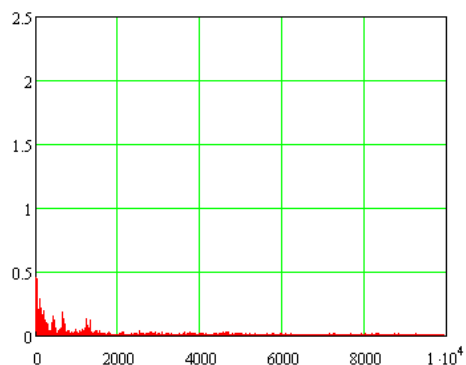
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

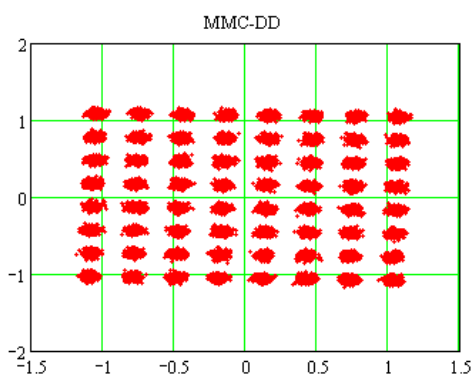
Figura A. 65: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XVI, SNR = 25dB



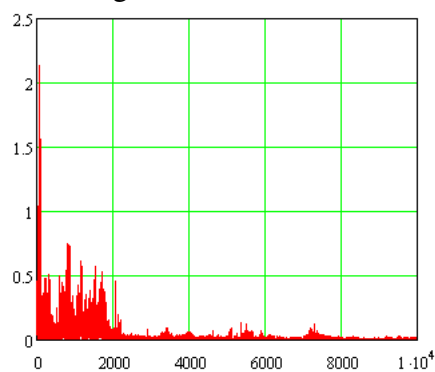
(a) Constelação 64-QAM, algoritmo CMA-DD



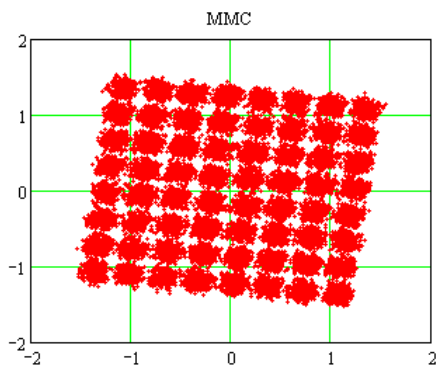
(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD



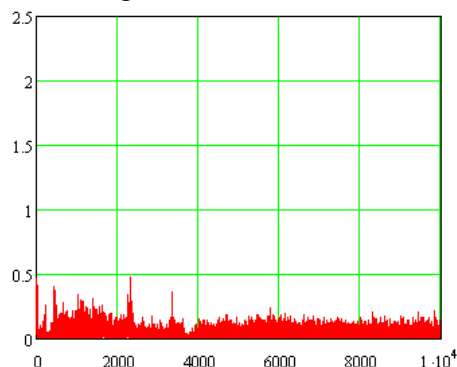
(c) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC-DD



(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD



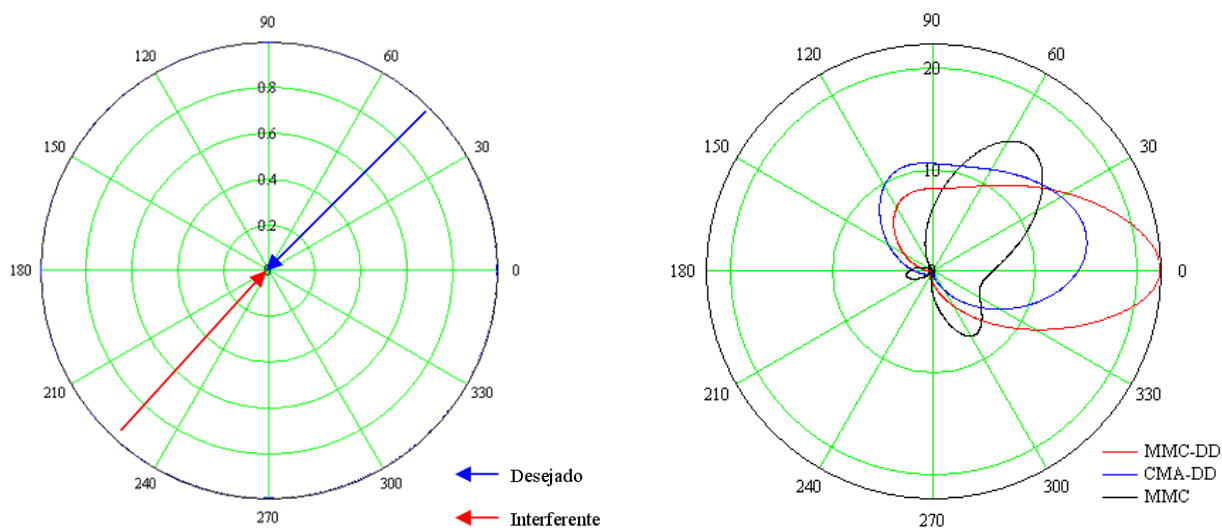
(e) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC



(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

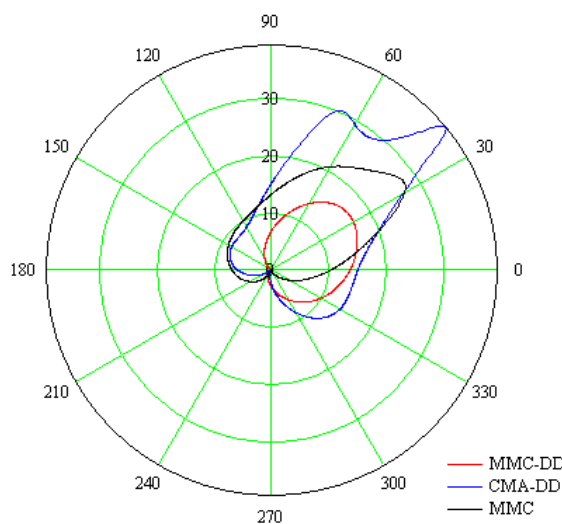
Figura A. 66: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XVI, SNR = 35dB

Caso XVII: Modulação 64-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=45^\circ$ e interferente incidindo a $\phi=225^\circ$. O sinal interferente constitui um eco do sinal desejado, atenuado de 13.8dB e atrasado 0.15 μ s, o que corresponde a 2 amostras no sistema em questão.



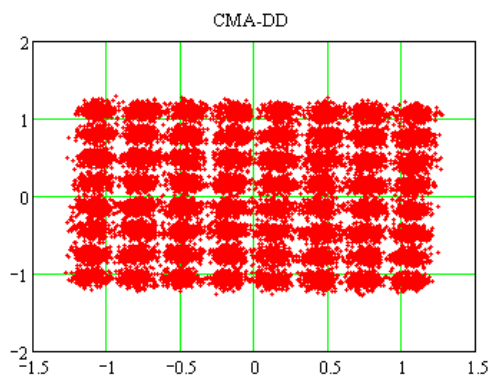
(a) Diagrama de irradiação inicial

(b) Diagrama de irradiação SNR=25dB

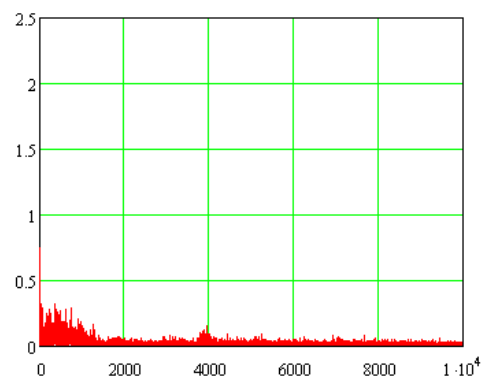
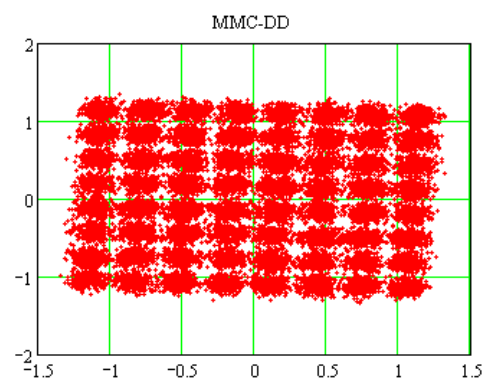


(c) Diagrama de irradiação SNR=35dB

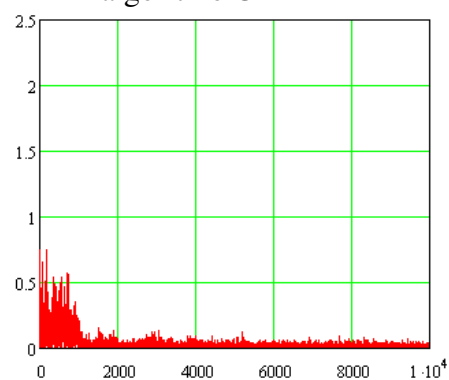
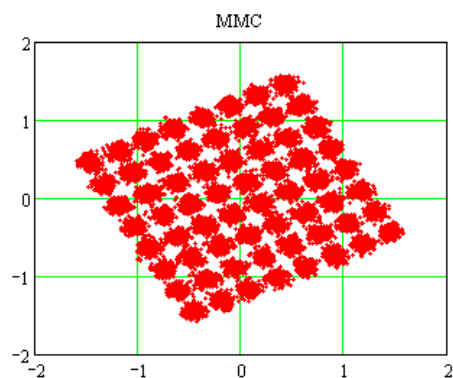
Figura A. 67: Diagramas de Irradiação Caso XVII



(a) Constelação 64-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC

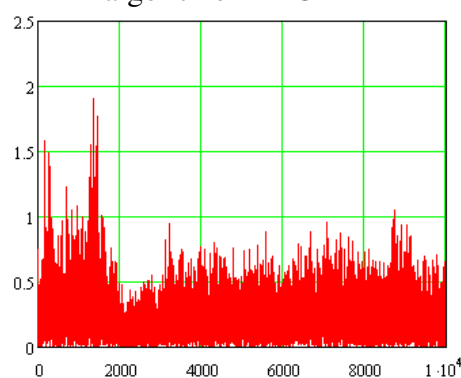
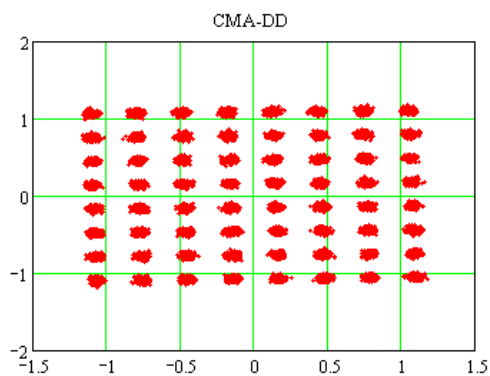
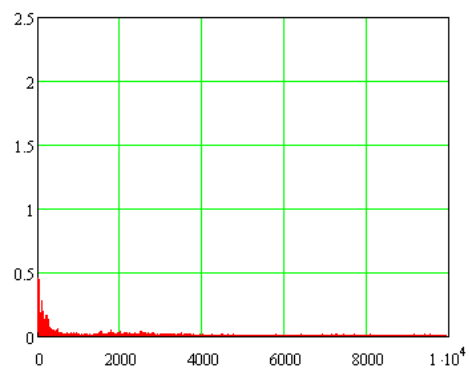
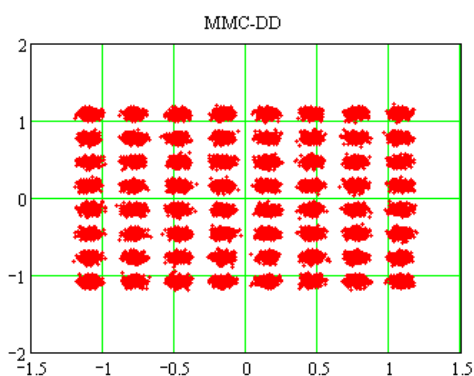
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

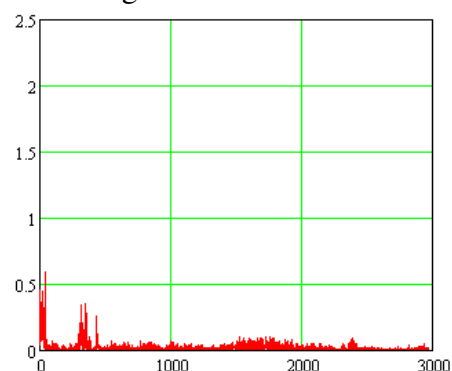
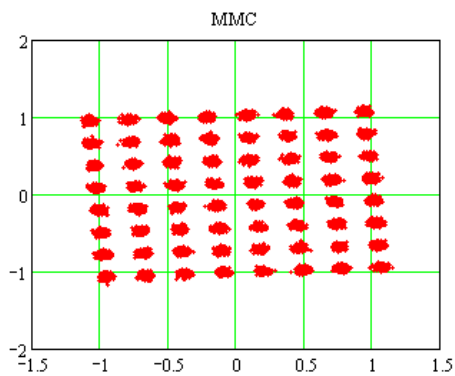
Figura A. 68: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XVII, SNR = 25dB



(a) Constelação 64-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC

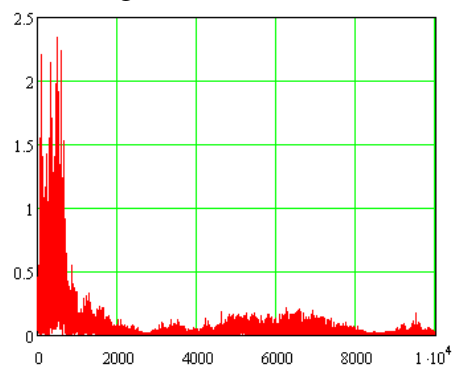
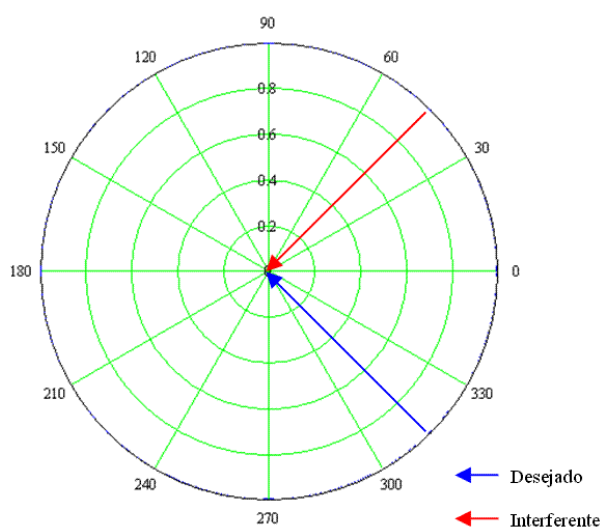
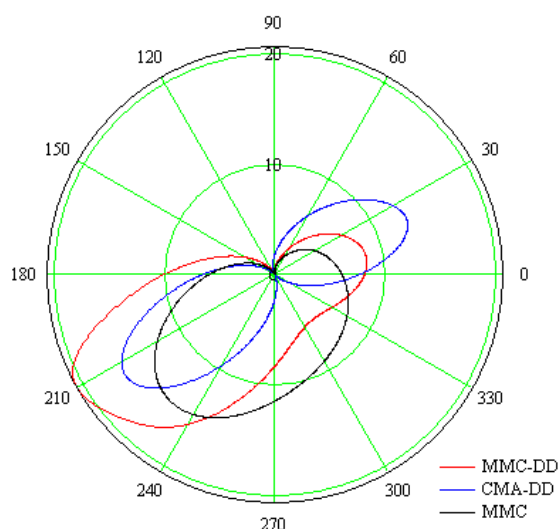
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 69: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XVII, SNR = 35dB

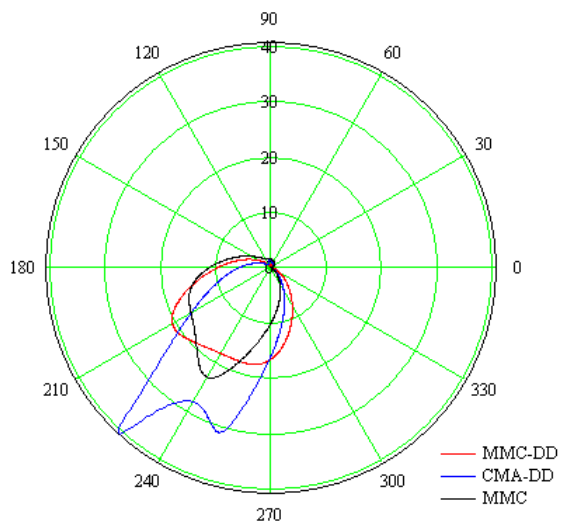
Caso XVIII: Modulação 64-QAM, sinal desejado incidindo na antena a $\phi=315^\circ$ e interferente incidindo a $\phi=45^\circ$. O sinal interferente constitui um eco do sinal desejado, atenuado de 13.8dB e atrasado 0.15 μs , o que corresponde a 2 amostras no sistema em questão.



(a) Diagrama de irradiação inicial

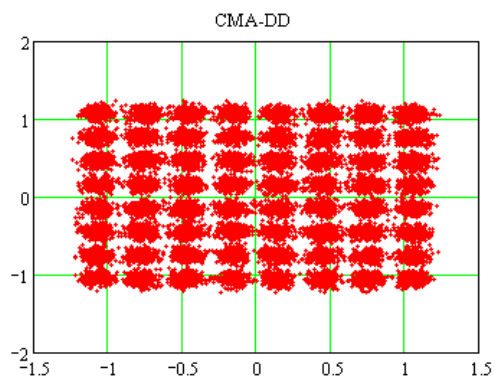


(b) Diagrama de irradiação SNR=25dB

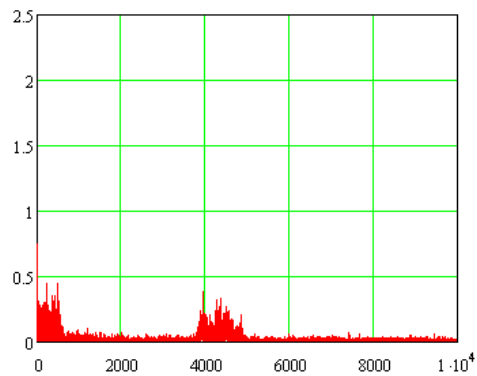
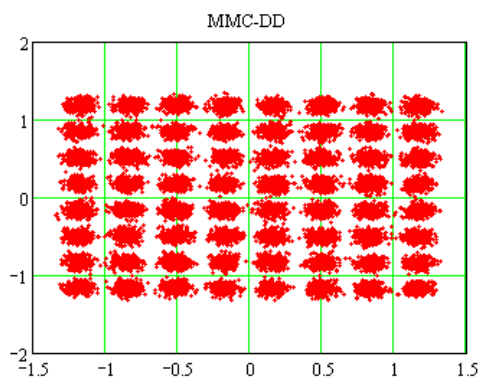


(c) Diagrama de irradiação SNR=35dB

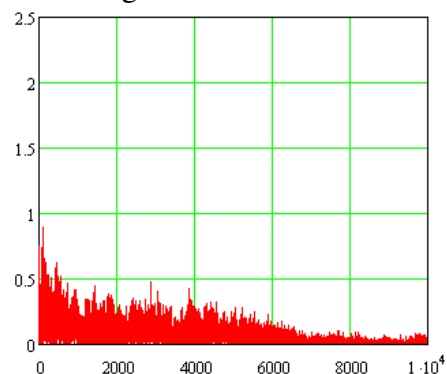
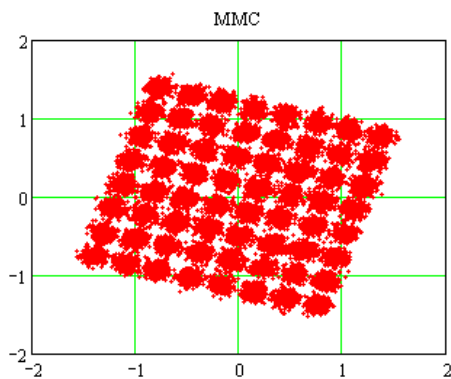
Figura A. 70: Diagramas de Irradiação Caso XVIII



(a) Constelação 64-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC

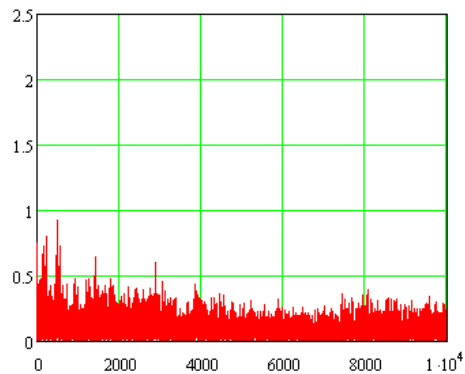
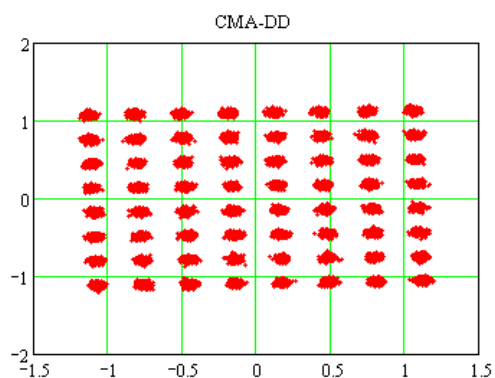
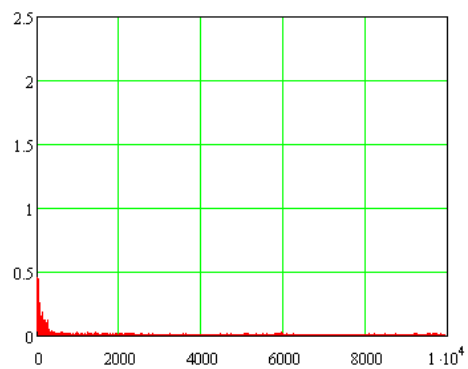
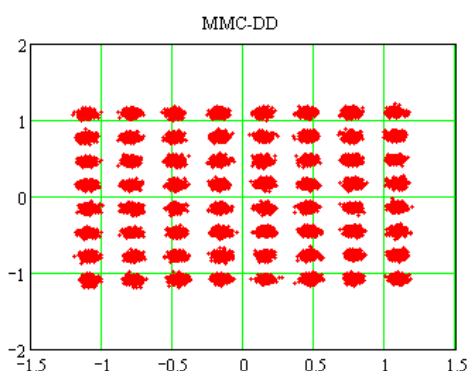
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

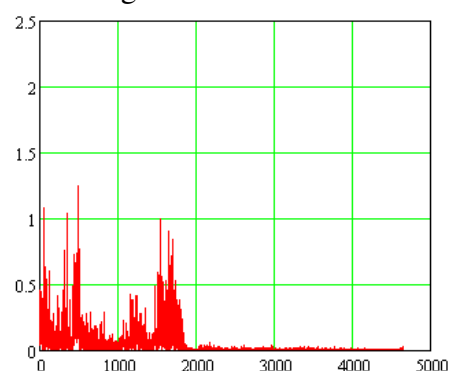
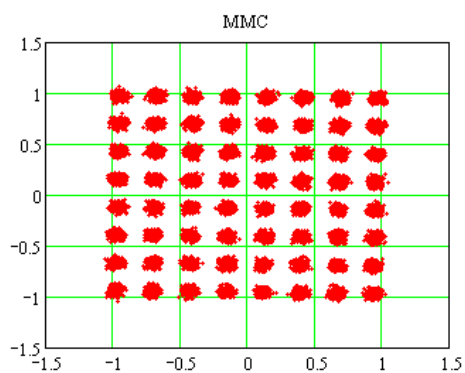
Figura A. 71: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XVIII, SNR = 25dB



(a) Constelação 64-QAM, algoritmo CMA-DD

(b) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo CMA-DD

(c) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC-DD

(d) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC-DD

(e) Constelação 64-QAM, algoritmo MMC

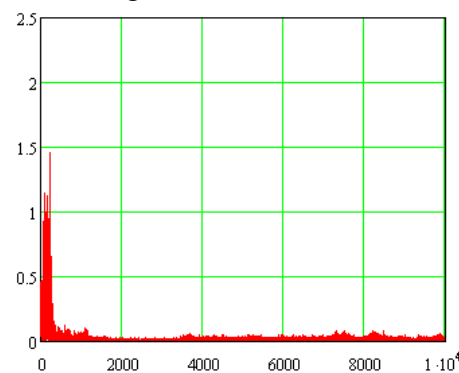
(f) Curva MSE \times número de iterações, algoritmo MMC

Figura A. 72: Gráficos da Constelação 64-QAM e curvas MSE dos algoritmos CMA-DD, MMC-DD e MMC para o Caso XVIII, SNR = 35dB