



**UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA**

ANDRÉ DE ALBUQUERQUE ALMEIDA

**MODELAGEM E CONTROLE DE UM CONVERSOR
CA-CA PARA EMULAÇÃO DE CABOS ELÉTRICOS DE
POTÊNCIA SUBMARINOS**

Salvador

2019

ANDRÉ DE ALBUQUERQUE ALMEIDA

MODELAGEM E CONTROLE DE UM CONVERSOR CA-CA PARA EMULAÇÃO DE CABOS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA SUBMARINOS

Trabalho apresentado ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal da Bahia

Orientador: Prof. Dr. Tito Luís Maia Santos

Coorientador: Prof. Dr. André Pires Nóbrega Tahim

Salvador

2019

Almeida, André de Albuquerque
Modelagem e controle de um conversor CA-CA para
emulação de cabos elétricos de potência submarinos /
André de Albuquerque Almeida. -- Salvador, 2019.
156 f. : il

Orientador: Tito Luís Maia Santos.
Coorientador: André Pires Nóbrega Tahim.
Dissertação (Mestrado - Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica) -- Universidade Federal da
Bahia, Escola Politécnica, 2019.

1. Eletrônica de potência. 2. Sistemas de controle
e automação industrial. 3. Cabos elétricos. I. Santos,
Tito Luís Maia. II. Tahim, André Pires Nóbrega. III.
Título.

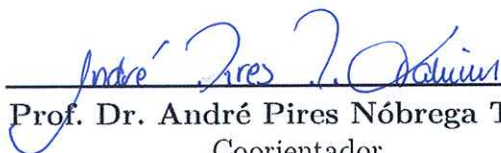
ANDRÉ DE ALBUQUERQUE ALMEIDA

MODELAGEM E CONTROLE DE UM CONVERSOR CA-CA PARA EMULAÇÃO DE CABOS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA SUBMARINOS

Trabalho apresentado ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.



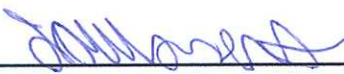
Prof. Dr. Tito Luís Maia Santos
Orientador



Prof. Dr. André Pires Nóbrega Tahim
Coorientador



Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa



Prof. Dr. Fernando Augusto Moreira



Prof. Dr. Bismark Claire Torrico

Salvador
2019

Agradecimentos

À minha esposa Gabriela pelo apoio e pela compreensão nos períodos que exigiram maior dedicação de tempo à elaboração deste trabalho.

Aos meus filhos Marcelo e Luísa pela inspiração.

Aos meus pais por terem investido na minha formação e me ensinado a valorizar a busca constante pelo conhecimento.

Ao professor Dr. Tito Luís Maia Santos pelos ensinamentos, orientação na condução da pesquisa e comentários na revisão de trabalhos técnicos, incluindo este documento.

Ao professor Dr. André Pires Nóbrega Tahim pelos ensinamentos, comentários na revisão de artigo e desta dissertação.

Ao professor Dr. Fernando Augusto Moreira pelos ensinamentos e disponibilização de material sobre modelagem de linhas de transmissão e ao Professor Dr. Fabiano Fragoso Costa pelo compartilhamento de seus conhecimentos sobre conversores de potência conectados à rede.

Ao colega de Petrobras Dr. José Carlos Leão Veloso Silva (CENPES) pelas discussões sobre modelagem de cabos submarinos e pela disponibilização de dados de cabos reais.

À Petrobras por ter investido para que eu pudesse dedicar parte do meu tempo à elaboração deste trabalho.

"As convicções são inimigas mais perigosas da verdade do que as mentiras."

Friedrich Nietzsche.

Resumo

Neste trabalho, estuda-se a viabilidade de um emulador de cabos elétricos de potência submarinos para aplicação em uma infraestrutura de testes que utilize o conceito *Power Hardware-in-the-Loop*. O emulador é baseado em conversores chaveados e os cabos submarinos a serem emulados são os utilizados na indústria *offshore* para transmissão de energia em CA.

A fim de selecionar um modelo de cabo submarino adequado para emulação, são realizadas comparações entre diversos modelos a parâmetros concentrados e um modelo a parâmetros distribuídos. O modelo T acoplado trifásico é escolhido por sua simplicidade e desempenho satisfatório. Este modelo, responsável por calcular os sinais de referência a serem reproduzidos pelo emulador em tempo real, é discretizado utilizando o método trapezoidal. O passo de tempo para esta aplicação é escolhido com base nos resultados de análises espectrais das respostas do modelo selecionado para os comprimentos de cabo de interesse. Em seguida, uma topologia de circuito de potência baseada em conversores multiníveis é selecionada para o emulador propriamente dito. O conversor estático trifásico escolhido é modelado e tem seu sistema de controle projetado considerando tensões balanceadas nos seus terminais. Os controladores são sintonizados de maneira que sejam reproduzidas tanto situações de regime permanente quanto transitórias. O caso geral em que são consideradas tensões desbalanceadas nos terminais do emulador também é estudado. Os impactos da existência de componentes de sequência negativa e zero são discutidos e duas estratégias de controle são propostas.

Os resultados obtidos nas simulações do emulador são promissores. Cabos elétricos de potência submarinos de 120 mm² e 240 mm² com comprimentos variando entre 10 e 50 km são emulados com boa precisão tanto em condições balanceadas quanto desbalanceadas. Os resultados, em conjunto as discussões apresentadas, configuram um importante ponto de partida para o desenvolvimento de um emulador de cabos submarinos flexível para ser utilizado em uma infraestrutura real para testes de equipamentos elétricos na indústria *offshore*.

Palavras-chave: Eletrônica de potência. Sistemas de controle e automação industrial. Cabos elétricos.

Abstract

In this work, the feasibility of a subsea power cable emulator for Power Hardware-in-the-Loop applications is studied. The emulator is switched converter based and the subsea cables to be emulated are used in offshore industry for AC transmission.

In order to select an adequate cable model for emulation purposes, several lumped parameters models are compared to a distributed parameters model. Three-phase coupled T model is chosen due to its simplicity and satisfactory performance. The cable model, which calculates reference signals to be reproduced in real time by emulator, is discretized with trapezoidal rule. Time step is chosen for this application based on spectral analysis of model responses for the cable lengths of interest.

Afterwards, a multilevel power converter topology is selected for the emulator itself. The chosen static converter is modeled and its control system designed for balanced terminal voltages conditions. Controllers are tuned to reproduce both steady state and transient situations. The general case in which unbalanced voltage conditions are considered is also studied. Negative and zero sequence components impacts are discussed and two alternative control strategies are proposed.

Promising emulator simulation results are obtained. Subsea 120 mm² and 240 mm² power cables with 10 to 50 km lengths are accurately emulated in both balanced and unbalanced terminal voltages conditions. Results and discussions presented in this work are an important starting point for flexible subsea power cable emulator development to be used in a real test facility for offshore industry electrical equipment.

Keywords: Power electronics. Control systems and automation. Power cables.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Seção transversal de um (a) cabo elétrico de potência submarino (b) UEH com cabo de potência integrado.	28
Figura 2 – Acoplamento de conector elétrico submarino com ROV.	30
Figura 3 – Emulador de cabos elétricos de potência submarinos.	31
Figura 4 – Métodos de simulação <i>Hardware-in-the-Loop</i> : (a) C-HiL (b) P-HiL. . . .	36
Figura 5 – Teste de inversor de frequência utilizando uma "máquina virtual". . . .	37
Figura 6 – Estrutura típica de um umbilical integrado com destaque para uma veia do cabo elétrico de potência submarino.	39
Figura 7 – Seção de comprimento Δx de uma linha de transmissão monofásica. . .	41
Figura 8 – Modelo de Bergeron para linhas de transmissão monofásicas.	42
Figura 9 – Circuitos equivalentes para linhas de transmissão monofásicas a parâmetros concentrados: (a) modelo π (b) modelo T.	42
Figura 10 – Segmento de linha de transmissão trifásica.	43
Figura 11 – Capacitâncias em um cabo elétrico de potência submarino.	44
Figura 12 – Impedâncias em um cabo elétrico de potência submarino.	44
Figura 13 – Conversor CA-CC-CA com <i>link</i> de tensão (VSC).	47
Figura 14 – Topologias de retificadores e formas de onda de corrente: (a) com diodos (b) com IGBTs.	48
Figura 15 – Entradas e saída típicas na modulação PWM.	48
Figura 16 – Inversor de tensão: (a) topologia (b) tensão de fase v_A	49
Figura 17 – Conversor NPC de três níveis: (a) topologia (b) forma de onda da tensão sintetizada v_A	50
Figura 18 – Conversor cascata de cinco níveis: (a) topologia para um braço (b) forma de onda da tensão sintetizada v_A	50
Figura 19 – Retificador trifásico com regulação da corrente de entrada.	51
Figura 20 – Inversor trifásico conectado à rede.	52
Figura 21 – Transformação de Clarke ($ABC \rightarrow \alpha\beta$).	53
Figura 22 – Transformação de Park ($\alpha\beta \rightarrow dq$).	53
Figura 23 – <i>Layout</i> de simulação para comparação do desempenho de modelos de cabos.	61
Figura 24 – Tensões de entrada (superior) e saída (inferior) consideradas na simulação.	61
Figura 25 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo de Bergeron para um cabo de 10 km de comprimento.	62
Figura 26 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo T desacoplado para um cabo de 10 km de comprimento.	62

Figura 27 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo T acoplado para um cabo de 10 km de comprimento.	63
Figura 28 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo 5T acoplado para um cabo de 10 km de comprimento.	63
Figura 29 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo de Bergeron para um cabo de 20 km de comprimento.	64
Figura 30 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo T acoplado para um cabo de 20 km de comprimento.	64
Figura 31 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo 5T acoplado para um cabo de 20 km de comprimento.	65
Figura 32 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo de Bergeron para um cabo de 30 km de comprimento.	65
Figura 33 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo T acoplado para um cabo de 30 km de comprimento.	66
Figura 34 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo 5T acoplado para um cabo de 30 km de comprimento.	66
Figura 35 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo de Bergeron para um cabo de 40 km de comprimento.	67
Figura 36 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo T acoplado para um cabo de 40 km de comprimento.	67
Figura 37 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo 5T acoplado para um cabo de 40 km de comprimento.	68
Figura 38 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo de Bergeron para um cabo de 50 km de comprimento.	68
Figura 39 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo T acoplado para um cabo de 50 km de comprimento.	69
Figura 40 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo 5T acoplado para um cabo de 50 km de comprimento.	69
Figura 41 – Modelo T Acoplado para representar cabos elétricos de potência submarinos.	70
Figura 42 – Modelo T Acoplado Usando o Método de Integração Trapezoidal (Fase A).	71
Figura 43 – Potência normalizada do sinal de referência calculado pelo modelo T acoplado para um cabo de 240 mm ² e 50 km de comprimento.	76
Figura 44 – Potência normalizada do sinal de referência calculado pelo modelo T acoplado para um cabo de 240 mm ² e 30 km de comprimento.	76
Figura 45 – Potência normalizada do sinal de referência calculado pelo modelo T acoplado para um cabo de 240 mm ² e 10 km de comprimento.	77

Figura 46 – Potência normalizada do sinal de referência calculado pelo modelo T acoplado para um cabo de 120 mm ² e 10 km de comprimento.	77
Figura 47 – Correntes de referência (<i>sending end</i>) calculadas pelo modelo T acoplado para um cabo de 240 mm ² e 10 km de comprimento e $\Delta t = 30 \mu s$	78
Figura 48 – Emulador de cabos submarinos com VSC e controle de corrente.	79
Figura 49 – Esquema de controle de corrente para o lado retificador (<i>sending end</i>).	82
Figura 50 – Esquema de controle de corrente para o lado inversor (<i>receiving end</i>).	82
Figura 51 – Localização dos polos desejados para o sistema em malha fechada.	84
Figura 52 – Lugar Geométrico das Raízes para ganho de malha $C(s)G(s)$ com controlador PI.	85
Figura 53 – Resposta em frequência do sistema em malha fechada $T_{ref}(s) = \frac{C(s)G(s)}{1+C(s)G(s)}$	86
Figura 54 – Correntes no SRF - Terminal <i>sending end</i> : i_{Sd} e i_{Sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 10 km.	87
Figura 55 – Correntes no SRF - Terminal <i>receiving end</i> : i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 10 km.	88
Figura 56 – Correntes no SRF - Terminal <i>sending end</i> : i_{Sd} e i_{Sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 10 km (Detalhe).	88
Figura 57 – Correntes no SRF - Terminal <i>receiving end</i> : i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 10 km (Detalhe).	89
Figura 58 – Erros no SRF: Δi_{Sd} e Δi_{Sq} (superior) e Δi_{Rd} e Δi_{Rq} - Cabo de 240 mm ² e 10 km.	89
Figura 59 – Correntes no SRF - Terminal <i>sending end</i> : i_{Sd} e i_{Sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 50 km.	90
Figura 60 – Correntes no SRF - Terminal <i>receiving end</i> : i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 50 km.	90
Figura 61 – Correntes no SRF - Terminal <i>sending end</i> : i_{Sd} e i_{Sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 50 km (Detalhe).	91
Figura 62 – Correntes SRF - Terminal <i>receiving end</i> : i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 50 km (Detalhe).	91
Figura 63 – Erros no SRF: Δi_{Sd} e Δi_{Sq} (superior) e Δi_{Rd} e Δi_{Rq} - Cabo de 240 mm ² e 50 km.	92
Figura 64 – Resposta em frequência do sistema em malha fechada $T_{pert}(s) = \frac{G(s)}{1+C(s)G(s)}$	93
Figura 65 – Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 10 km.	94
Figura 66 – Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 10 km.	94
Figura 67 – Corrente na fase A - Terminal <i>sending end</i> : Calculada pelo modelo do cabo e emulada pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 10 km (Detalhe).	95

Figura 68 – Corrente na fase A - Terminal <i>receiving end</i> : Calculada pelo modelo do cabo e emulada pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 10 km (Detalhe).	95
Figura 69 – Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 50 km.	96
Figura 70 – Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 50 km.	96
Figura 71 – Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 10 km (sobretensão).	98
Figura 72 – Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 10 km (sobretensão).	98
Figura 73 – Tensões sintetizadas: Cabo de 240 mm ² e 10 km - Sobretensão no terminal <i>sending end</i>	99
Figura 74 – Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor modificado - Cabo de 240 mm ² e 10 km (sobretensão).	100
Figura 75 – Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor modificado - Cabo de 240 mm ² e 10 km (sobretensão).	100
Figura 76 – Esquema de controle de corrente no DSRF - Terminal <i>sending end</i> . . .	106
Figura 77 – Esquema de controle de corrente no DSRF - Terminal <i>receiving end</i> . . .	106
Figura 78 – Resposta em frequência do filtro <i>notch</i>	107
Figura 79 – Esquema de controle de corrente para o lado retificador (<i>sending end</i>) - Controle no Sistema Estacionário $\alpha\beta$	109
Figura 80 – Esquema de controle de corrente para o lado inversor (<i>receiving end</i>) - Controle no Sistema Estacionário $\alpha\beta$	109
Figura 81 – Lugar das raízes para o ganho de malha fechada $C(s)G(s)$ com controlador PR.	110
Figura 82 – Resposta em frequência do sistema em malha fechada $T_{ref}(s) = C(s)G(s)/(1 + C(s)G(s))$ com controlador PR.	111
Figura 83 – Tensões nos terminais <i>sending end</i> e <i>receiving end</i>	112
Figura 84 – Correntes no DSRF (dq^+) - Terminal <i>sending end</i> : i_{Sd} e i_{Sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 10 km.	113
Figura 85 – Correntes no DSRF (dq^+) - Terminal <i>receiving end</i> : i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 10 km.	113
Figura 86 – Erros no DSRF (dq^+): Δi_{Sd}^+ e Δi_{Sq}^+ (superior) e Δi_{Rd}^+ e Δi_{Rq}^+ - Cabo de 240 mm ² e 10 km.	114
Figura 87 – Correntes no DSRF (dq^-) - Terminal <i>sending end</i> : i_{Sd} e i_{Sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 10 km.	114

Figura 88 – Correntes no DSRF (dq^-) - Terminal <i>receiving end</i> : i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 10 km.	115
Figura 89 – Erros no DSRF (dq^-): Δi_{Sd}^- e Δi_{Sq}^- (superior) e Δi_{Rd}^- e Δi_{Rq}^- - Cabo de 240 mm ² e 10 km.	115
Figura 90 – Correntes no DSRF (dq^+) - Terminal <i>sending end</i> : i_{Sd} e i_{Sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 50 km.	116
Figura 91 – Correntes no DSRF (dq^+) - Terminal <i>receiving end</i> : i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 50 km.	116
Figura 92 – Erros no DSRF (dq^+): Δi_{Sd}^+ e Δi_{Sq}^+ (superior) e Δi_{Rd}^+ e Δi_{Rq}^+ - Cabo de 240 mm ² e 50 km.	117
Figura 93 – Correntes no DSRF (dq^-) - Terminal <i>sending end</i> : i_{Sd} e i_{Sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 50 km.	117
Figura 94 – Correntes no DSRF (dq^-) - Terminal <i>receiving end</i> : i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 50 km.	118
Figura 95 – Erros no DSRF (dq^-): Δi_{Sd}^- e Δi_{Sq}^- (superior) e Δi_{Rd}^- e Δi_{Rq}^- - Cabo de 240 mm ² e 50 km.	118
Figura 96 – Correntes no Sistema Estacionário $\alpha\beta$ - Terminal <i>sending end</i> : $i_{S\alpha}$ e $i_{S\beta}$ (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 10 km. . . .	119
Figura 97 – Correntes no Sistema Estacionário $\alpha\beta$ - Terminal <i>receiving end</i> : $i_{R\alpha}$ e $i_{R\beta}$ (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 10 km. . . .	120
Figura 98 – Erros no Sistema Estacionário $\alpha\beta$): $\Delta i_{S\alpha}$ e $\Delta i_{S\beta}$ (superior) e $\Delta i_{R\alpha}$ e $\Delta i_{R\beta}$ - Cabo de 240 mm ² e 10 km.	120
Figura 99 – Correntes no Sistema Estacionário $\alpha\beta$ - Terminal <i>sending end</i> : $i_{S\alpha}$ e $i_{S\beta}$ (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 50 km. . . .	121
Figura 100 – Correntes no Sistema Estacionário $\alpha\beta$ - Terminal <i>receiving end</i> : $i_{R\alpha}$ e $i_{R\beta}$ (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm ² e 50 km. . . .	121
Figura 101 – Erros no Sistema Estacionário $\alpha\beta$): $\Delta i_{S\alpha}$ e $\Delta i_{S\beta}$ (superior) e $\Delta i_{R\alpha}$ e $\Delta i_{R\beta}$ - Cabo de 240 mm ² e 50 km.	122
Figura 102 – Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 10 km - Controle no DSRF.	123
Figura 103 – Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 10 km - Controle no DSRF.	123
Figura 104 – Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 50 km - Controle no DSRF.	124

Figura 105–Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 50 km - Controle no DSRF.	124
Figura 106–Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 10 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$	125
Figura 107–Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 10 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$	126
Figura 108–Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 50 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$	126
Figura 109–Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 50 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$	127
Figura 110–Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 30 km.	145
Figura 111–Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 30 km.	145
Figura 112–Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 50 km.	146
Figura 113–Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 50 km.	146
Figura 114–Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 10 km.	147
Figura 115–Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 10 km.	147
Figura 116–Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 30 km.	148
Figura 117–Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 30 km.	148
Figura 118–Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 30 km - Controle no DSRF.	149
Figura 119–Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 30 km - Controle no DSRF.	149

Figura 120–Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 50 km - Controle no DSRF.	150
Figura 121–Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 50 km - Controle no DSRF.	150
Figura 122–Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 10 km - Controle no DSRF.	151
Figura 123–Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 10 km - Controle no DSRF.	151
Figura 124–Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 30 km - Controle no DSRF.	152
Figura 125–Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 30 km - Controle no DSRF.	152
Figura 126–Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 30 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$	153
Figura 127–Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 30 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$	153
Figura 128–Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 50 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$	154
Figura 129–Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm ² e 50 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$	154
Figura 130–Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 10 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$	155
Figura 131–Correntes ABC - Terminal <i>receiving end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 10 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$	155
Figura 132–Correntes ABC - Terminal <i>sending end</i> : Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm ² e 30 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$	156

Figura 133 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do
cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 30 km - Controle
no Sistema $\alpha\beta$ 156

Lista de tabelas

Tabela 1 – Camadas típicas de uma veia de potência usada em cabos elétricos submarinos.	40
Tabela 2 – Conversor trifásico de dois níveis: amplitudes normalizadas da tensão de linha para modulação SPWM.	49
Tabela 3 – Parâmetros elétricos dos cabos de potência submarinos considerados. .	60
Tabela 4 – Erro máximo em regime permanente na comparação dos modelos a parâmetros concentrados com o de Bergeron.	70
Tabela 5 – Valor RMS Máximo do Erro para o Emulador em Condições Balanceadas.	97
Tabela 6 – Valor RMS Máximo do Erro para o Emulador em Condições Desbalanceadas - Controle no DSRF.	125
Tabela 7 – Valor RMS Máximo do Erro para o Emulador em Condições Desbalanceadas - Controle no Sistema $\alpha\beta$	127

Lista de abreviaturas e siglas

BTB	<i>Back-to-Back</i>
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
C-HiL	<i>Controller Hardware-in-the-Loop</i>
CSC	<i>Current-Source Converter</i>
DSC	<i>Delayed Signal Cancellation</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DSRF	<i>Double Synchronous Reference Frame</i>
EPR	<i>Ethylene Propylene Rubber</i>
HiL	<i>Hardware-in-the-Loop</i>
HVDC	<i>High Voltage Direct Current</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LGR	Lugar Geométrico das Raízes
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
OTEC	<i>Ocean Thermal Energy Conversion</i>
PFC	<i>Power-Factor Correction</i>
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PR	Proporcional-Ressonante
P-HiL	<i>Power Hardware-in-the-Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
RMS	<i>Root Mean Square</i>

ROV	<i>Remotely Operated Vehicle</i>
SOFC	<i>Solid Oxide Fuel Cell</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
UEH	Umbilical Eletro-Hidráulico
UEP	Unidade Estacionária de Produção
VFD	<i>Variable Frequency Drive</i>
VSC	<i>Voltage-Source Converter</i>
XLPE	<i>Cross-Linked Polyethylene</i>

Sumário

1	INTRODUÇÃO	27
1.1	Motivações	27
1.2	Objetivos	31
1.3	Organização da Dissertação	32
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	35
2.1	Simulações <i>Power Hardware-in-the-Loop</i>	35
2.2	Cabos Elétricos de Potência Submarinos	39
2.2.1	Modelagem de Linhas de Transmissão	40
2.2.2	Modelagem de Cabos Elétricos de Potência Submarinos	43
2.3	Conversores CA-CA Trifásicos	46
2.3.1	Topologia do VSC Trifásico	46
2.3.2	Técnicas de Controle do VSC Trifásico	50
3	MODELO DE CABO ELÉTRICO DE POTÊNCIA SUBMARINO PARA EMULAÇÃO	57
3.1	Matrizes Unitárias $[Z]$ e $[Y]$ para um Cabo Elétrico de Potência Submarino	57
3.2	Comparação entre Modelos de Cabo para Emulação	59
3.3	Derivação das Equações do Modelo T Acoplado	71
3.4	Escolha do Passo de Tempo	75
4	EMULADOR DE CABOS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA SUBMARINOS EM CONDIÇÕES BALANCEADAS	79
4.1	Modelagem do Conversor	79
4.2	Projeto do Sistema de Controle	80
4.2.1	Definição da Estratégia de Controle	80
4.2.2	Especificações de Projeto	83
4.2.3	Sintonia dos Controladores	84
4.3	Resultados de Simulação	85
4.3.1	Verificação da Estratégia de Controle	86
4.3.2	Simulação do Emulador de Cabos Elétricos Submarinos em Condições Balanceadas	92
5	EMULADOR DE CABOS ELÉTRICOS DE POTÊNCIA SUBMARINOS EM CONDIÇÕES DESBALANCEADAS	103

5.1	Impactos da Existência de Condições Desbalanceadas	103
5.2	Controle no DSRF	103
5.2.1	Modelagem do Conversor no DSRF	103
5.2.2	Estratégia de Controle do Conversor no DSRF	105
5.3	Controle no Sistema Estacionário $\alpha\beta$	107
5.3.1	Modelagem do Conversor	107
5.3.2	Estratégia de Controle no Sistema Estacionário $\alpha\beta$	108
5.4	Controle da Componente de Sequência Zero	110
5.5	Resultados de Simulação	111
5.5.1	Verificação das Estratégias de Controle	112
5.5.1.1	Estratégia de Controle no DSRF	112
5.5.1.2	Estratégia de Controle no Sistema Estacionário $\alpha\beta$	119
5.5.2	Simulação do Emulador de Cabos Elétricos Submarinos em Condições Des- balanceadas	122
5.5.2.1	Controle no DSRF	122
5.5.2.2	Controle no Sistema Estacionário $\alpha\beta$	125
6	CONCLUSÕES	129
7	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	131
	REFERÊNCIAS	133
A	REDUÇÃO DAS MATRIZES DE IMPEDÂNCIA E ADMITÂNCIA PARA UM CABO ELÉTRICO DE POTÊNCIA SUBMARINO . . .	141
B	ROTINA PARA IMPLEMENTAÇÃO DO MODELO T ACOPLADO PARA EMULAÇÃO	143
C	RESULTADOS COMPLEMENTARES: CONDIÇÕES BALANCEA- DAS	145
D	RESULTADOS COMPLEMENTARES: CONDIÇÕES DESBALAN- CEADAS	149

1 Introdução

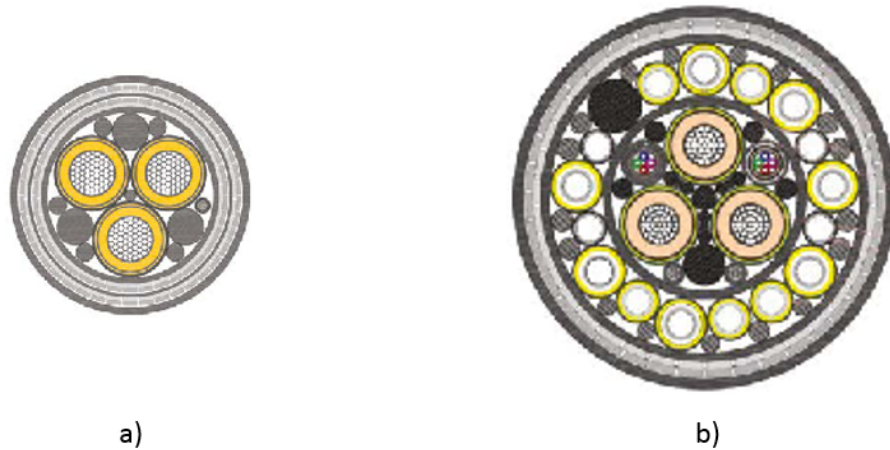
Desenvolver, qualificar e testar sistemas e equipamentos elétricos são tarefas para as quais estão disponíveis diferentes técnicas. Uma delas, conhecida como P-HiL (em inglês, *Power Hardware-in-the-Loop*), vem ganhando cada vez mais importância pelo fato de conseguir aliar a confiabilidade da experimentação real e a flexibilidade das simulações digitais. Neste conceito, testes são conduzidos em um ambiente misto, em que simulações digitais executadas em controladores ou computadores interagem com dispositivos físicos em tempo real (BOUSCAYROL, 2008). Como uma rede elétrica simulada em um processador não pode gerar ou absorver os altos níveis de energia envolvidos em testes elétricos, é necessária uma interface entre o mundo virtual e o mundo físico. Esta interface é implementada através de conversores chaveados, controlados em tempo real, associados a sensores de tensão e corrente (SI; KENNEL, 2016). Os conversores atuam como amplificadores dos sinais gerados em simulação, emulando o comportamento do sistema elétrico virtual (SLATER; ATKINSON; JACK, 1998). Assim, um dispositivo físico pode ser testado repetidamente e em condições muito próximas das reais (DARGAHI et al., 2014).

Neste trabalho, é proposto um sistema de conversores de potência para emular, em um ambiente de testes baseado no conceito P-HiL, o comportamento de cabos elétricos trifásicos tipicamente usados em aplicações submarinas da indústria de óleo e gás para transmissão de energia em Corrente Alternada (CA). Como a literatura encontrada sobre emulação de linhas de transmissão foca apenas em linhas aéreas, os resultados deste trabalho representam um ponto de partida importante no desenvolvimento de plataformas de teste P-HiL que necessitem de sistemas de emulação de cabos submarinos. Prontamente, os resultados obtidos tanto em condições balanceadas quanto desbalanceadas além das discussões apresentadas podem ser estendidos a aplicações de emulação de linhas de transmissão em que perdas e o acoplamento entre condutores devam ser considerados. Este tipo de estudo permite, por meio de casos de simulação, realizar uma avaliação preliminar da viabilidade de emuladores de cabos elétricos de potência submarinos.

1.1 Motivações

Cabos elétricos de potência submarinos têm sido utilizados há mais de um século (WORZYK, 2009). Nas primeiras aplicações, eram responsáveis pelo suprimento de energia elétrica para instalações *offshore* isoladas como faróis. A partir da década de 1940, cabos submarinos de média tensão (≤ 52 kV) passaram a ser usados para transmissão de potências de até 30 MW em CA para ilhas próximas à costa (10 a 30 km). Com o desenvolvimento

Figura 1 – Seção transversal de um (a) cabo elétrico de potência submarino (b) UEH com cabo de potência integrado.



Fonte: Adaptado de Prysmian (2017).

de cabos com maior capacidade de transmissão, redes elétricas independentes foram interligadas entre si (e.g. entre países diferentes) usando tanto CA como HVDC (em inglês, *High Voltage Direct Current*). Cabos submarinos também são extensivamente utilizados em aplicações de energias renováveis como OTEC (em inglês, *Ocean Thermal Energy Conversion*) e na interligação de turbinas eólicas situadas em alto mar (WORRALL; HURTT, 2010). Por exemplo, no *London Array*, atual maior parque eólico *offshore* do mundo, mais de 200 km de cabos submarinos permitem a interligação de 175 turbinas e a transmissão de 630 MW de potência (CAIRNEY, 2015).

Na indústria *offshore* de produção de óleo e gás, cabos submarinos são responsáveis por transmitir energia da rede elétrica em terra até uma Unidade Estacionária de Produção¹ (UEP), interligar duas destas unidades ou ainda alimentar motores usados em sistemas submarinos de processamento e bombeamento (BAI; BAI, 2010). Por apresentarem grande potencial para aumentar a recuperação de petróleo, somente para estes sistemas espera-se investimentos de cerca de 5 bilhões de dólares na próxima década a nível global (KONDAPI et al., 2017). Estes cabos submarinos podem ser usados isoladamente ou integrados em estruturas mais complexas denominadas umbilicais. Quando está incorporado ao umbilical, o cabo elétrico de potência submarino compartilha a estrutura com outros componentes como mangueiras e/ou tubos responsáveis pelo controle hidráulico de válvulas submarinas e pela injeção de produtos químicos. A Figura 1 ilustra um cabo elétrico e um Umbilical Eletro-Hidráulico (UEH) com cabo de potência integrado em sua estrutura.

Os cabos elétricos de potência submarinos representam o maior investimento entre os componentes de um sistema elétrico na indústria *offshore* (OLIVEIRA et al.,

¹ Unidade marítima (plataforma) instalada em alto mar.

2013). Porém, diversos outros são igualmente importantes para seu funcionamento. Alguns componentes são os mesmos utilizados em sistemas convencionais de terra e outros são projetados especificamente para aplicações no mar. Disjuntores e transformadores, por exemplo, muitas vezes são os mesmos usados em terra, ainda que precisem ser testados e qualificados principalmente por conta de particularidades relacionadas à segurança operacional no ambiente *offshore*. Não obstante, novas arquiteturas podem exigir reprojeto ou mesmo desenvolvimento de novas tecnologias para este tipo de equipamento (DUAN et al., 2014). Para viabilizar sistemas submarinos de transmissão e distribuição elétrica, por exemplo, vem sendo desenvolvidos transformadores, painéis de distribuição e VSDs (em inglês, *Variable Speed Drive*) para utilização em profundidades de até 3000 m, como relatam Rasch (2015) e Bugge e Ingebrigtsen (2017).

Além desses, também há alguns equipamentos muito específicos da aplicação *offshore*, para os quais a necessidade de testes e aprimoramento tecnológico é ainda mais constante. Motores e conectores elétricos submarinos são alguns exemplos. Motores elétricos são usados para acionar bombas não só nas plataformas, mas também no interior de poços de petróleo e no leito marinho. Investimentos que vem sendo realizados pela indústria para o desenvolvimento de motores submarinos de alta tensão, por exemplo, são cruciais para superar as limitações atualmente impostas pelo sistema elétrico e expandir o envelope operacional de utilização das tecnologias de bombeamento no fundo do mar (OLIVEIRA et al., 2017). Já os conectores submarinos permitem que conexões e desconexões elétricas sejam realizadas em ambiente marinho por mergulhadores ou ROV² (em inglês, *Remotely Operated Vehicle*) e são componentes cujo projeto constitui um dos principais desafios para os fornecedores de equipamentos elétricos para uso submarino (ASKELAND; SOLVIK, 2014). A Figura 2 ilustra uma operação de conexão elétrica submarina sendo realizada com ROV. Estes conectores são submetidos a uma ampla bateria de testes, tanto na etapa de qualificação de produto quanto na aceitação de fábrica (PLANT, 2017).

Para realizar testes em equipamentos e sistemas elétricos para a indústria *offshore*, é necessária uma infraestrutura que permita representar com boa fidelidade as condições operacionais observadas nas suas aplicações, o que inclui os efeitos da presença de cabos submarinos. Midttveit et al. (2010) apresentam programas de testes realizados na Noruega para componentes elétricos a serem utilizados em instalações *offshore* no Mar do Norte. Para simular o comportamento de cabos submarinos, são usados componentes passivos (seções T ou π) nestes casos. Isso, além de demandar troca física de componentes quando se quer realizar testes com diferentes tipos ou comprimentos de cabo, pode requerer uma área considerável na infraestrutura. Mesmo assim, Monsen et al. (2014) e Grynning, Larsen e Skaale (2009) já consideram esta uma maneira mais eficiente e flexível comparada à

² Veículo submarino operado a partir de uma embarcação que permite filmagem das operações no fundo do mar submarinas além da manipulação de ferramentas necessárias às intervenções em equipamentos submarinos.

Figura 2 – Acoplamento de conector elétrico submarino com ROV.



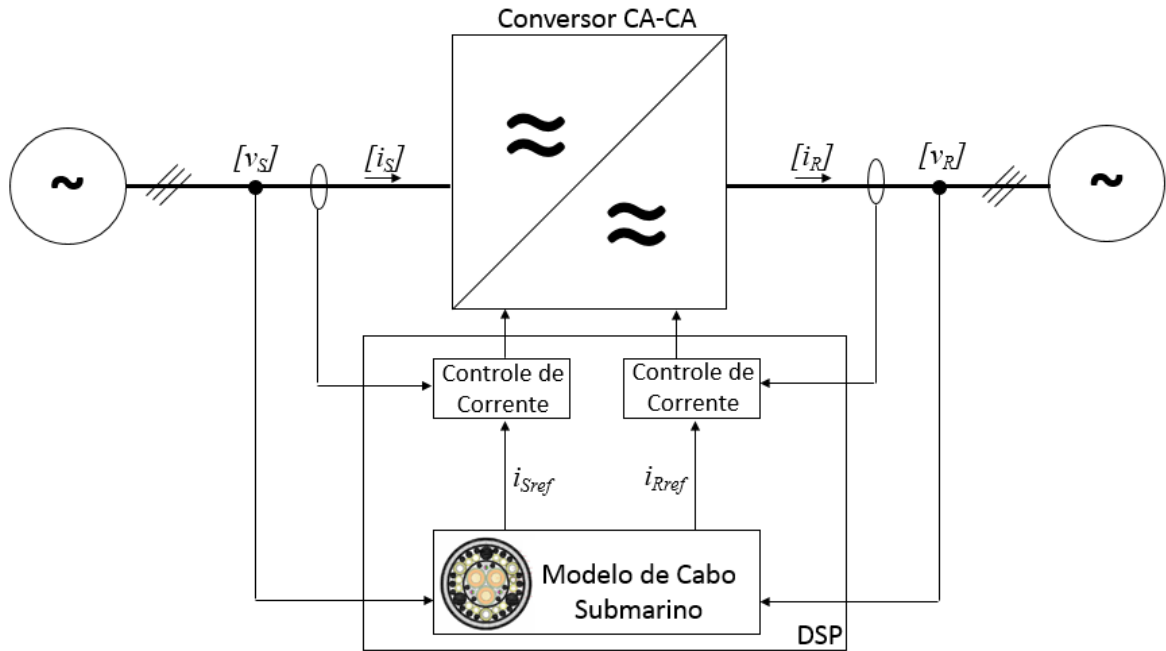
Fonte: Tippee (2017).

alternativa de usar um cabo real.

Uma alternativa que visa aumentar a flexibilidade além de prover mais eficiência e segurança nestes testes é considerar uma infraestrutura baseada no conceito P-HiL, no qual conversores de potência são usados para emular o comportamento de cabos elétricos de potência submarinos. A flexibilidade vem do fato das características elétricas do cabo assim como seu comprimento serem facilmente programáveis. A melhor eficiência é conseguida porque conversores acoplados à rede elétrica são capazes de regenerar a energia que seria perdida caso fossem utilizados elementos passivos. A maior segurança se deve à não necessidade de alteração no *layout* de teste, já que a troca de elementos é minimizada ou até eliminada. Lai et al. (2014) descrevem uma instalação de testes para um sistema submarino de transmissão em Corrente Contínua (CC) que usa este conceito.

Para transmissão em CA, apenas duas referências foram encontradas na literatura tratando da emulação de linhas de transmissão em uma infraestrutura de testes. Liu et al. (2015) focam em linhas aéreas curtas e sem perdas interligando duas barras de geração. Dutta e Basu (2017) não consideram o acoplamento entre condutores. Nenhum trabalho foi encontrado sobre sistemas ativos de emulação de cabos elétricos de potência submarinos. Este tipo de cabo e os testes que devem ser conduzidos em equipamentos submarinos possuem particularidades que o sistema de conversores deve ser capaz de emular. O acoplamento entre os condutores não pode ser desprezado pela própria geometria do cabo e a emulação de situações transitórias nos casos balanceado e desbalanceado

Figura 3 – Emulador de cabos elétricos de potência submarinos.



Fonte: O Autor.

devem ser endereçadas.

1.2 Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é conceber um sistema eletrônico que seja capaz de emular o comportamento dinâmico de cabos elétricos de potência submarinos usados na transmissão de energia em CA em uma plataforma de testes baseada no conceito P-HiL quando submetido a variações de tensão em seus terminais. Trata-se de um conversor chaveado CA-CA associado a um sistema de controle embarcado, por exemplo, em DSP (em inglês, *Digital Signal Processor*). É projetado de maneira que as duas extremidades (*sending end* e *receiving end*) do cabo sejam emuladas. Ou seja, a partir da leitura em tempo real das tensões trifásicas $[v_S]$ e $[v_R]$ em suas extremidades, as correntes que seriam obtidas caso o cabo a ser emulado estivesse no lugar do conversor são calculadas e usadas como referência para a regulação das correntes $[i_S]$ e $[i_R]$. O problema de emulação endereçado neste trabalho é ilustrado na Figura 3.

Para atingir este objetivo geral, os seguintes objetivos específicos foram traçados:

- Definir um modelo de linha de transmissão trifásica adequado para representar cabos elétricos submarinos em uma aplicação de simulação em tempo real.
- Definir uma topologia de conversor trifásico CA-CA para aplicação como emulador.

- Definir as especificações desejadas para o emulador tomando como base requisitos de qualidade da emulação em situações de regime permanente e transitórias.
- Modelar o conversor escolhido e projetar seu sistema de controle de acordo com as especificações definidas considerando a operação do emulador tanto em condições balanceadas quanto desbalanceadas.
- Realizar estudos de caso por simulação com *software* de forma a avaliar o desempenho do emulador em condições balanceadas e desbalanceadas.

1.3 Organização da Dissertação

Esta dissertação está organizada em sete capítulos além de um conjunto de apêndices.

- O segundo capítulo apresenta uma revisão da bibliografia relacionada ao tema desta pesquisa. Um resumo de diversos trabalhos envolvendo o uso de infraestruturas baseadas em P-HiL para testes de equipamentos elétricos é apresentado evidenciando as vantagens deste conceito. A emulação de linhas de transmissão, em particular, é tratada em alguns destes trabalhos. Neles, a escolha de um modelo adequado para representar a linha é imprescindível. Assim, várias alternativas para modelagem de cabos elétricos de potência submarinos são relatadas. Além disso, o princípio de funcionamento de conversores de potência CA-CA é revisto e as técnicas de controle aplicáveis mencionadas. Um destaque especial é dado às técnicas de controle de corrente para conversores conectados à rede por conta da sua aplicabilidade no cenário desta pesquisa.
- No terceiro capítulo, é explicado o método de escolha do modelo de cabo de potência submarino adotado neste trabalho para calcular as referências de corrente para o emulador. Uma série de resultados de simulação comparando a resposta de diversos modelos é apresentada em conjunto com discussões relacionadas. Uma vez selecionado um modelo adequado, as equações usadas no cálculo das correntes de referência para o emulador são derivadas.
- O quarto capítulo traz a metodologia usada neste trabalho para modelar o conversor CA-CA e projetar seu sistema de controle quando as tensões nas extremidades são balanceadas. Especificações de desempenho para o sistema são propostas visando garantir a emulação do comportamento de cabos submarinos até mesmo em eventos transitórios. Resultados de simulações por *software* da operação do emulador considerando tensões balanceadas em seus terminais são apresentados.

- No quinto capítulo, a operação do emulador é estendida para situações em que o conversor é submetido a condições desbalanceadas em seus terminais. Desafios relacionados ao projeto do sistema de controle do conversor são discutidos e duas alternativas apresentadas. Resultados de simulações da operação do emulador considerando tensões desbalanceadas em seus terminais são apresentados. Nas diversas simulações, o sistema de controle do conversor é configurado para representar cabos submarinos típicos com diferentes comprimentos, evidenciando a flexibilidade do sistema de emulação
- O sexto capítulo traz as principais conclusões e contribuições deste trabalho para o desenvolvimento de um emulador de cabos submarinos.
- No sétimo capítulo, algumas sugestões para trabalhos futuros são apresentadas.
- Os apêndices complementam tópicos discutidos ao longo da dissertação e trazem contribuições do presente trabalho.

2 Revisão Bibliográfica

2.1 Simulações *Power Hardware-in-the-Loop*

Desenvolver, qualificar e testar sistemas e equipamentos são tarefas para as quais estão disponíveis diferentes técnicas. Construir o sistema com todos os seus componentes, submetê-lo às condições de operação esperadas e realizar medições seria uma alternativa eficaz. Porém, aspectos de segurança e custo tornam esta opção proibitiva em boa parte das situações (DARGAHI et al., 2012). Por outro lado, as simulações digitais se utilizam de modelos matemáticos dos componentes do sistema e resolvem as equações que o descrevem numericamente para prever as respostas que seriam obtidas com o sistema real. Elas constituem um passo preliminar essencial na concepção e projeto de sistemas elétricos de potência, auxiliando no dimensionamento e seleção de equipamentos de proteção e controle, por exemplo. Entretanto, nenhuma simulação por *software* é capaz de reproduzir perfeitamente o comportamento de um sistema físico completo sob condições reais de operação (SI; CORDIER; KENNEL, 2014).

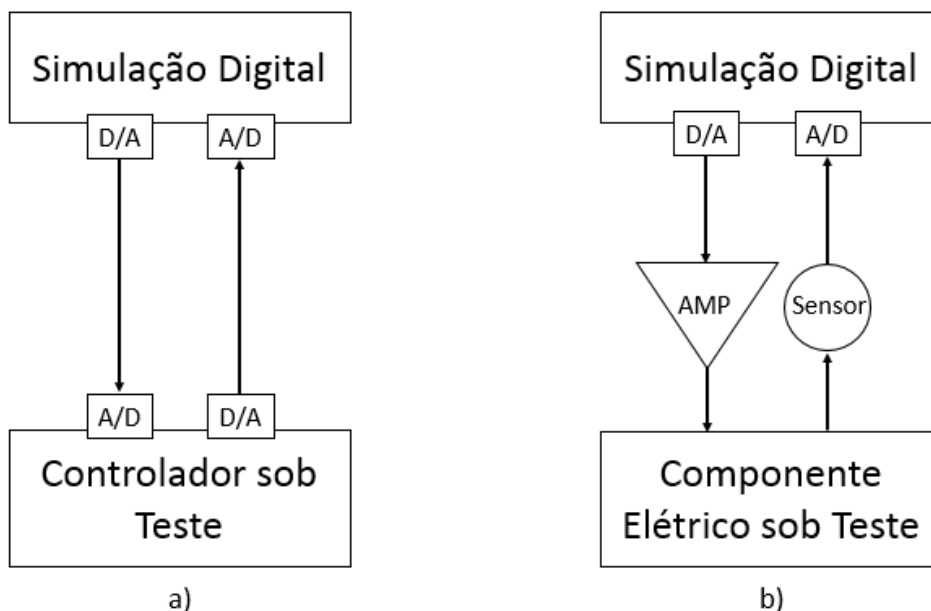
Buscando aliar a confiabilidade da experimentação real e a flexibilidade das simulações digitais, o conceito HiL (em inglês, *Hardware-in-the-Loop*) vem ganhando cada vez mais importância. Nele, testes são conduzidos em um ambiente misto, em que simulações digitais, executadas em controladores ou computadores, interagem com dispositivos físicos em tempo real (BOUSCAYROL, 2008). Quando este método de simulação é usado na investigação do comportamento de controladores, é conhecido como C-HiL (*Controller Hardware-in-the-Loop*). Nestas aplicações, a planta é modelada e simulada em tempo real enquanto o controlador é inserido fisicamente no esquema de teste para ter seu desempenho avaliado (PARMA; DINAVAHI, 2007). Este é o padrão, por exemplo, para testes de controladores usados na indústria automotiva (GRAF et al., 2008). Em contrapartida, nos casos em que equipamentos ou sistemas elétricos de potência como *drives*, motores e dispositivos de proteção são operados através de uma rede virtual simulada em tempo real, o método é conhecido como P-HiL (em inglês, *Power Hardware-in-the-Loop*) (FARUQUE; DINAVAHI, 2010).

Em ambos os casos, é necessária uma interface entre mundo virtual e o mundo real. Em simulações C-HiL, os sinais trocados entre a simulação digital e o *hardware* sob teste (controlador) são de baixa potência. De acordo com Steurer et al. (2010), normalmente são da ordem de 10 V e 100 mA, de maneira que conversores analógico-digitais (A/D) e digital-analógicos (D/A) geralmente são suficientes para implementar tal interface. Por outro lado, nas simulações P-HiL, uma rede elétrica simulada em um processador interage com dispositivos físicos com troca de altos níveis de energia. Portanto, a interface entre

dispositivo sob teste e simulador necessita de sensores de tensão e corrente além de amplificadores de alta precisão. A Figura 4 ilustra os dois casos.

Um ponto chave para viabilizar a implementação do conceito P-HiL é exatamente o amplificador. Responsável por converter sinais gerados na simulação para níveis mais elevados, emula o comportamento dinâmico do sistema elétrico simulado. Devido ao baixo custo e flexibilidade, conversores estáticos têm atraído a atenção de pesquisadores e da indústria para estas aplicações (SI; KENNEL, 2016). Em geral, são usados conversores chaveados com controle em tempo real juntamente com sensores de tensão e corrente. Assim, um modelo matemático do sistema elétrico é implementado no controlador do conversor, que segue os sinais de referência gerados na simulação.

Figura 4 – Métodos de simulação *Hardware-in-the-Loop*: (a) C-HiL (b) P-HiL.



Fonte: Adaptado de Steurer et al. (2010).

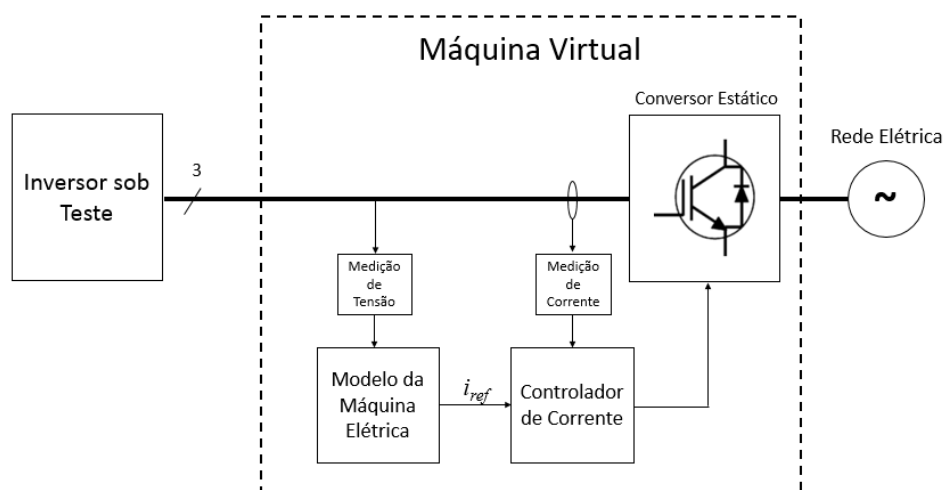
Simulações P-HiL oferecem muitos ganhos no desenvolvimento de um equipamento de potência. Permitem testar partes do equipamento antecipadamente, por exemplo, dando oportunidade para identificar defeitos de fabricação. Além disso, podem ser usadas para verificar a adequação de um *hardware* existente às aplicações para as quais foi projetado ou mesmo para qualificá-lo para uma aplicação para a qual não foi projetado e construído inicialmente. Desta forma, cenários extremos podem ser testados repetidamente com custo e risco mínimos e em condições muito próximas das reais (DARGAHI et al., 2014). Essas vantagens motivaram o desenvolvimento de diversas facilidades de teste que usam este conceito como base.

Slater, Atkinson e Jack (1998) propõem um esquema de teste para inversores de baixa potência em escala real sem a necessidade de utilizar uma máquina elétrica de fato. Ao invés disso, é utilizada uma "máquina virtual". Neste conceito, a saída do inversor sob teste

é acoplada à entrada da máquina virtual, composta de um conversor estático bidirecional e seu sistema de controle. Como mostra a Figura 5, as tensões na entrada da máquina virtual são lidas para alimentar o modelo da máquina real que se quer emular. Este modelo calcula as correntes elétricas que seriam drenadas pela máquina real caso aquelas tensões fossem aplicadas aos seus terminais. Essas correntes são comparadas com as correntes medidas na entrada do sistema e usadas como referências a serem seguidas pelo controlador de corrente do conversor. Portanto, do ponto de vista do inversor sob teste, é como se uma máquina elétrica real estivesse acoplada aos seus terminais. Entretanto, o comportamento dinâmico da máquina está sendo emulado, permitindo que o teste do inversor seja conduzido de forma mais flexível, eficiente e segura. Flexível porque as características elétricas da máquina assim como sua carga mecânica são facilmente programáveis, permitindo testar o inversor em várias condições operacionais sem absolutamente nenhuma alteração no *layout* de teste. Eficiente porque utiliza-se um conversor acoplado à rede elétrica, capaz de regenerar a energia que seria perdida caso fosse utilizada uma máquina real. E segura porque elimina-se o uso de equipamentos com partes móveis.

Armstrong et al. (2005) estendem o conceito de máquina virtual e propõem um "sistema de potência virtual", capaz de emular um sistema qualquer com potências de até 145 kW. Nesses níveis mais altos de potência, ao invés da velocidade de cálculo do modelo executado em tempo real, a frequência de operação do conversor pode ser um limitante para a emulação. Isso ocorre porque as chaves utilizadas nesses conversores, geralmente IGBTs (em inglês, *Insulated Gate Bipolar Transistor*), não podem ser ligadas e desligadas tão rapidamente quanto os MOSFETs (em inglês, *Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor*), normalmente usados em aplicações de baixa potência. Assim, a amostragem dos sinais na malha de controle de corrente deve ser feita de forma mais lenta, podendo comprometer a performance da emulação do comportamento dinâmico do sistema.

Figura 5 – Teste de inversor de frequência utilizando uma "máquina virtual".



Fonte: Adaptado de Armstrong et al. (2005).

Salehi et al. (2012) descrevem o projeto e o desenvolvimento de uma infraestrutura para testes de redes elétricas inteligentes (em inglês, *Smart Grid*) com capacidade de até 72 kW incluindo geração CA, fontes renováveis e armazenamento de energia. Neste laboratório, a rede elétrica é interligada a diferentes tipos de conversores de potência controlados em tempo real para emular as diversas condições de operação da rede. A tensão CA da rede é retificada através de um retificador controlado e um conversor bidirecional provendo um barramento CC. A este barramento são conectados diversos conversores CC-CC responsáveis por emular o comportamento de células fotovoltaicas, motores CC e células a combustível de óxido sólido, SOFC (em inglês, *Solid Oxide Fuel Cell*).

O sistema proposto inicialmente por Wang et al. (2012) é provavelmente a mais complexa infraestrutura de testes baseada no conceito P-HiL. Com estudos ainda em andamento, ela será capaz de emular, em escala reduzida, um sistema de potência completo. Para isso, modelos dos vários componentes de um sistema elétrico de potência são usados no controle de corrente ou tensão em conversores estáticos através de sinais de referência gerados pelo modelo do componente que se quer emular. No âmbito do projeto, a emulação de geradores síncronos é avaliada por Yang et al. (2013), e já havia sido proposta por Zhong e Weiss (2011) para conexão à rede de inversores imitando o comportamento deste tipo de gerador. Fontes renováveis também são emuladas. A modelagem para emulação de células fotovoltaicas é estudada por Cao et al. (2013) e de turbinas eólicas por Ma et al. (2014). A emulação de cargas elétricas estáticas de impedância constante, corrente constante e potência constante, as cargas ZIP é estudada por Wang et al. (2016). A emulação de cargas dinâmicas, como um motor de indução trifásico, também se mostrou viável (WANG et al., 2013). A emulação de cargas não-lineares baseadas em retificadores a diodo também foram estudadas e implementadas para esta aplicação (KESLER et al., 2014).

Yang et al. (2014) ainda propõem estender esta estrutura laboratorial de forma a emular um sistema de potência de duas áreas distantes interligadas entre si. Para isso, Liu et al. (2015) desenvolvem e implementam um sistema de emulação de linhas de transmissão através de conversores estáticos. Duas abordagens distintas são analisadas. Uma utiliza um modelo de linha baseado no domínio fasorial e outra no domínio do tempo. O foco, entretanto, é dado em linhas aéreas curtas e sem perdas, de maneira que a linha trifásica é modelada como três indutâncias. Também com foco em emulação de linhas de transmissão, Dutta e Basu (2017) implementam um sistema de conversores para testes em escala reduzida. É utilizado um modelo de linha longa com perdas, mas sem acoplamento entre condutores. Apenas situações de regime permanente e transitórias de baixa frequência em condições balanceadas são consideradas.

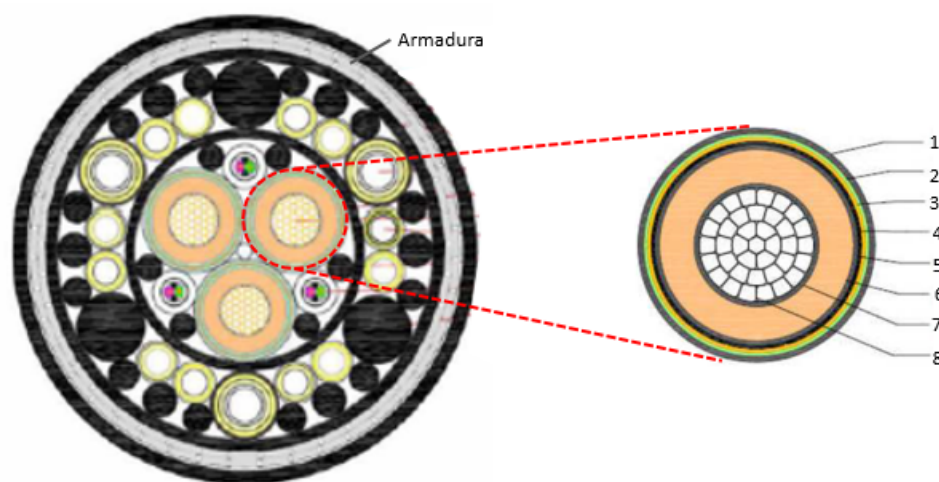
Como se percebe dos trabalhos relatados na literatura sobre a emulação de sistemas e equipamentos elétricos baseada no conceito P-HiL, a concepção de um emulador de cabos elétricos de potência submarinos está ancorada em duas escolhas: a de um modelo que seja adequado à representação do cabo para simulação em tempo real e a de um conversor

estático controlado de maneira a atuar como amplificador dos sinais gerados pelo modelo. Os elementos para subsidiar estas definições são discutidos nas próximas seções deste capítulo.

2.2 Cabos Elétricos de Potência Submarinos

Cabos elétricos de potência usados nas aplicações submarinas são um tipo particular de linha de transmissão trifásica. São constituídos de três veias de potência dispostas em uma configuração tripolar. Como recomenda a norma IEC60502-2 (2014) para cabos de média tensão, cada veia possui um núcleo de material condutor envolvido por um material isolante e uma blindagem metálica. O condutor é composto por fios de cobre encordoados e a isolamento é de XLPE (em inglês, *Cross-Linked Polyethylene*) ou EPR (em inglês, *Ethylene Propylene Rubber*). Na estrutura da veia, ainda são usadas fitas bloqueadoras de água e camadas semicondutoras interna (envolvendo o condutor central) e externa (envolvendo a isolamento) para homogeneização das linhas de campo elétrico na isolamento. Envolvendo as três veias, é usada ainda uma armadura metálica para prover resistência mecânica. A Figura 6 ilustra a estrutura típica de um umbilical integrado usado em aplicações *offshore*, com destaque para uma das veias de potência do cabo. A Tabela 1 detalha a estrutura das veias da camada mais externa para a mais interna.

Figura 6 – Estrutura típica de um umbilical integrado com destaque para uma veia do cabo elétrico de potência submarino.



Fonte: Petrobras - Folha de Dados da Estrutura FDT-0607 (UEHP 3x240 mm² 12/20 kV).

Em um sistema de emulação de cabos elétricos submarinos, é necessária uma representação desta linha por um modelo que seja apropriado para ser executado em tempo real no sistema de controle do emulador.

Tabela 1 – Camadas típicas de uma veia de potência usada em cabos elétricos submarinos.

Número	Camada
1	Capa Externa (Polietileno)
2	Fita Bloqueadora de Água
3	Blindagem (Cobre)
4	Fita Bloqueadora de Água
5	Camada Semicondutora Externa
6	Isolação (XLPE ou EPR)
7	Camada Semicondutora Interna
8	Condutor Central (Cobre)

Fonte: Hafner (2016).

2.2.1 Modelagem de Linhas de Transmissão

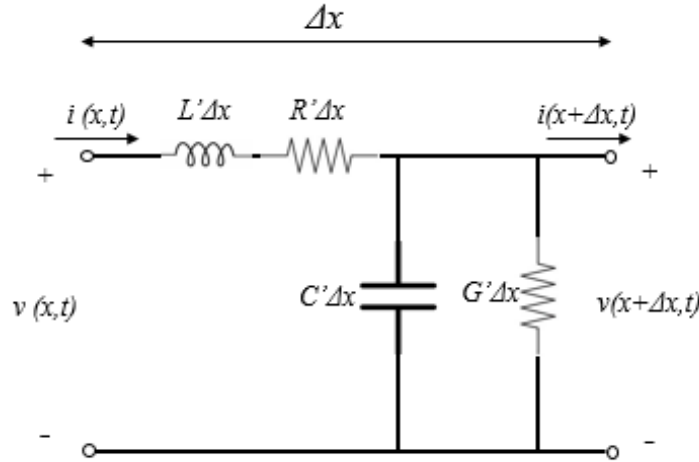
Em geral, linhas de transmissão são modeladas usando duas abordagens: a parâmetros concentrados ou a parâmetros distribuídos. Enquanto modelos a parâmetros distribuídos apresentam resultados mais exatos, os a parâmetros concentrados são mais simples e demandam menor esforço computacional (ARAUJO; SILVA; KUOKAWA, 2014).

Os modelos a parâmetros distribuídos consideram que indutância e capacitância assim como as perdas são distribuídas uniformemente ao longo do comprimento da linha. Assim, é possível definir o circuito que modela a linha de transmissão como um conjunto de seções de comprimento Δx como a mostrada na Figura 7. Os parâmetros elétricos R' , L' , G' e C' são respectivamente resistência, indutância, condutância e capacitância por unidade de comprimento da linha. As relações de tensão e corrente, mostradas na Equação 2.1, são derivadas por Sadiku (2004) para linhas de transmissão monofásicas considerando a abordagem a parâmetros distribuídos. Considerando dependência temporal harmônica, $v(x, t) = V(x)e^{j\omega t}$ e $i(x, t) = I(x)e^{j\omega t}$, a solução é dada pela Equação 2.2, na qual se percebe que a tensão e corrente ao longo da linha se comportam como ondas eletromagnéticas.

$$\begin{cases} -\frac{\partial v(x, t)}{\partial x} = R'i(x, t) + L'\frac{\partial i(x, t)}{\partial t} \\ -\frac{\partial i(x, t)}{\partial x} = G'v(x, t) + C'\frac{\partial v(x, t)}{\partial t} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} V(x) = V^+(0)e^{-\gamma x} + V^-(0)e^{\gamma x} \\ I(x) = \frac{1}{Z_C}V^+(0)e^{-\gamma x} - \frac{1}{Z_C}V^-(0)e^{\gamma x} \end{cases} \quad (2.2)$$

sendo $\gamma = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')}$ é a constante de propagação das ondas de tensão e corrente, $Z_C = \sqrt{(R' + j\omega L')/(G' + j\omega C')}$ é a impedância característica da linha e $V^+(0)$

Figura 7 – Seção de comprimento Δx de uma linha de transmissão monofásica.

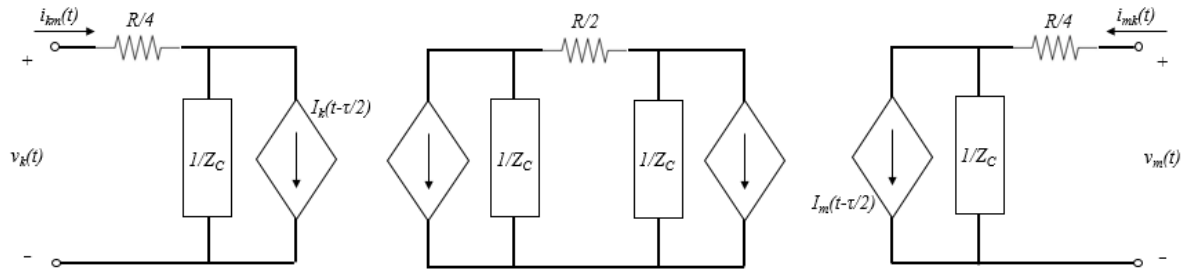
Fonte: Adaptado de Sadiku (2004).

e $V^-(0)$ são as amplitudes das ondas de tensão progressiva e regressiva, respectivamente.

A modelagem a parâmetros distribuídos é preferida quando o comprimento da linha é pelo menos da ordem de grandeza do comprimento de onda correspondente à maior frequência em questão e quando se requer um alto grau de precisão (WATSON; ARRILLAGA, 2003). Na verdade, não só a constante de propagação e a impedância característica são dependentes da frequência, mas também os próprios parâmetros elétricos unitários da linha (resistência e indutância). Isso ocorre devido aos efeitos pelicular e de proximidade (LIMA; DOMMEL; STEPHAN, 2000). Diversos autores estudaram métodos para levar em consideração a dependência com a frequência dos parâmetros elétricos de linhas de transmissão e cabos elétricos em simulações digitais (AMETANI; OHNO; NAGAOKA, 2015). Entretanto, Silva (2016a) relata que em situações nas quais o tempo de simulação deve ser reduzido, o modelo de Bergeron é usado e resultados bastante satisfatórios são encontrados. Este conhecido modelo de linha de transmissão assume parâmetros invariantes com a frequência e perdas modeladas por resistências concentradas nas extremidades e no centro da linha. A Figura 8 ilustra o modelo para uma linha monofásica. O parâmetro $Z_C = \sqrt{L'/C'}$ é chamado impedância de surto, R é a resistência total da linha e τ é o tempo de propagação das ondas eletromagnéticas de um terminal a outro (tempo de trânsito).

Modelos mais simples a parâmetros concentrados geralmente dão boa precisão para linhas curtas e médias. Para linhas aéreas operando em frequências de 50 ou 60 Hz, Stevenson Jr. e Grainger (1994) classifica como curtas aquelas com comprimentos de até 80 km. Nestes casos, a capacitância da linha pode ser desprezada e a impedância série total predomina. Para linhas médias, até 240 km de comprimento, a admitância paralela precisa ser levada em consideração, geralmente como capacitância pura. Nestes casos, quando a capacitância da linha é dividida em duas parcelas, no início e no fim da linha, o circuito

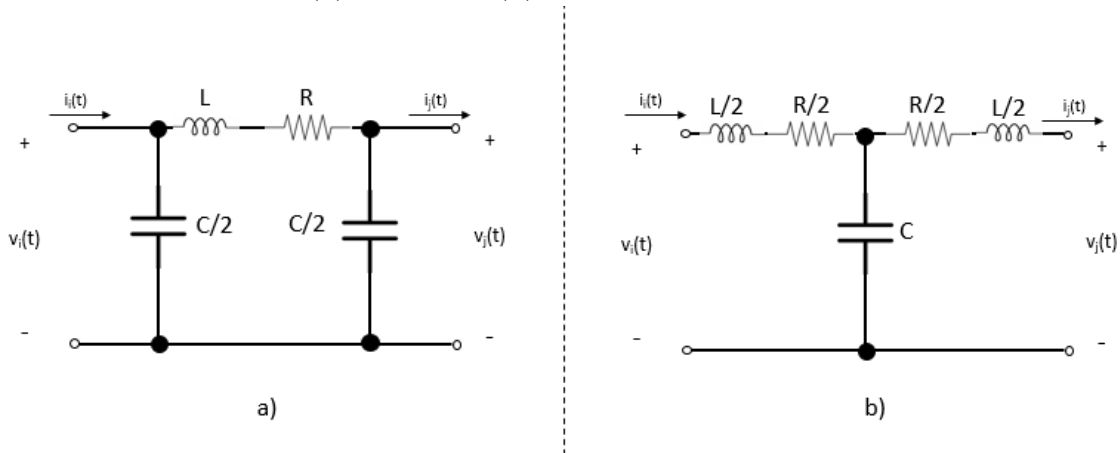
Figura 8 – Modelo de Bergeron para linhas de transmissão monofásicas.



Fonte: O Autor.

equivalente é chamado modelo π . Quando os parâmetros série são divididos entre o início e o fim da linha, chega-se ao modelo T (ZANETTA JR., 2005). A Figura 9 mostra as duas variações. Em geral, os dois modelos levam a resultados satisfatórios e podem ser usados com várias seções em cascata para uma melhor precisão, caso necessário (TALEB; DITTO; BOUTHIBA, 2006).

Figura 9 – Circuitos equivalentes para linhas de transmissão monofásicas a parâmetros concentrados: (a) modelo π (b) modelo T.

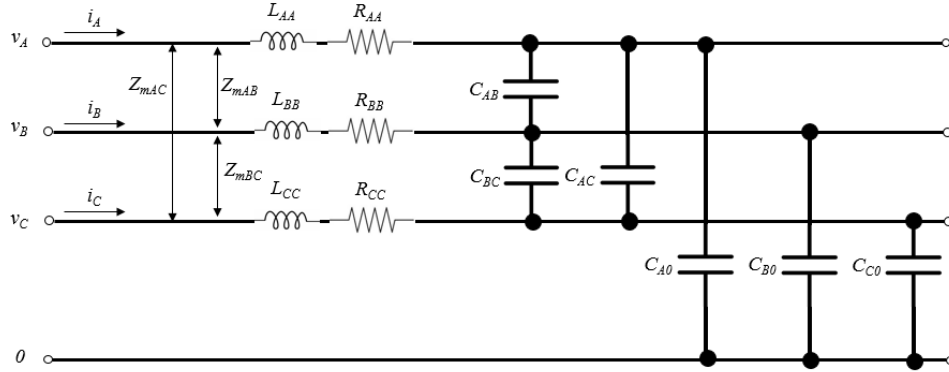


Fonte: O Autor.

Para linhas polifásicas, a análise é mais complexa, já que há acoplamento entre os condutores. A Figura 10 é uma representação genérica de um segmento de linha de transmissão trifásica. Nela, estão mostradas as resistências e indutâncias próprias de cada condutor além das impedâncias mútuas entre os condutores. As admitâncias entre condutores e entre condutores e referência são ilustradas apenas como capacitâncias.

No caso polifásico, as equações de variação de tensão e corrente ao longo do comprimento da linha passam a ser matriciais (ZANETTA JR., 2003). Na Equação 2.3, $[Z] = [R'] + j\omega[L']$ é a matriz de impedâncias longitudinais e $[Y] = [G'] + j\omega[C']$ é a matriz

Figura 10 – Segmento de linha de transmissão trifásica.



Fonte: O Autor.

de admitâncias paralelas.

$$\begin{cases} -\frac{\partial[V(x)]}{\partial x} = [Z][I(x)] \\ -\frac{\partial[I(x)]}{\partial x} = [Y][V(x)] \end{cases} \quad (2.3)$$

Quando uma linha de transmissão possui condutores aterrados (cabos guarda), é possível aproximar as tensões ao longo desses condutores como sendo nula para baixas frequências e as matrizes unitárias $[Z]$ e $[Y]$ podem ser reduzidas pelo método descrito por Dommel (1996). Neste método, os vetores de tensão e corrente assim como as matrizes unitárias são particionados, como na Equação 2.4, em um conjunto de condutores não aterrados u (*ungrounded*) e aterrados g (*grounded*). Como $[V_g]$ e $[\partial V_g / \partial x]$ são nulos, pode-se eliminar $[I_g]$ de maneira que se consegue a simplificação mostrada pela Equação 2.5. A matriz $[Y]$ também pode ser reduzida. Neste caso, apenas elimina-se as linhas e colunas referentes aos condutores aterrados.

$$-\begin{bmatrix} \partial V_u / \partial x \\ \partial V_g / \partial x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Z_{uu}] & [Z_{ug}] \\ [Z_{gu}] & [Z_{gg}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_u] \\ [I_g] \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$-\partial V_u / \partial x = [Z_{red}][I_u] \quad (2.5a)$$

sendo

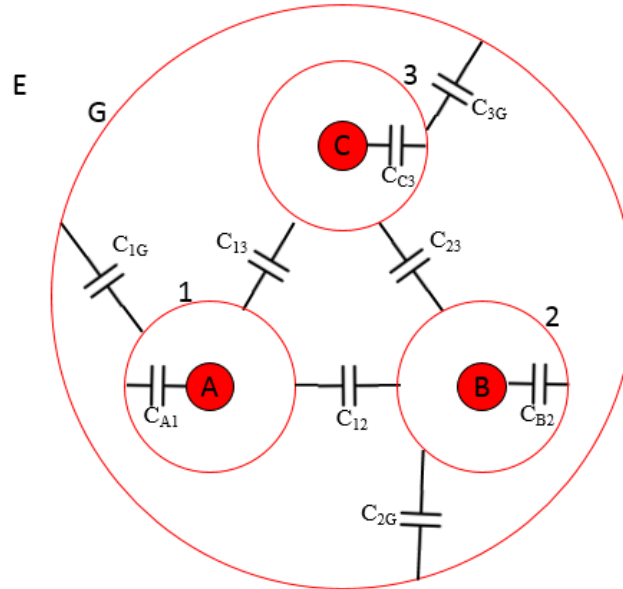
$$[Z_{red}] = [Z_{uu}] - [Z_{ug}][Z_{gg}]^{-1}[Z_{gu}] \quad (2.5b)$$

2.2.2 Modelagem de Cabos Elétricos de Potência Submarinos

A seção transversal de um cabo elétrico submarino é ilustrada na Figura 11. Nela, estão representados os condutores de fase (A, B e C), as blindagens (1, 2 e 3), a

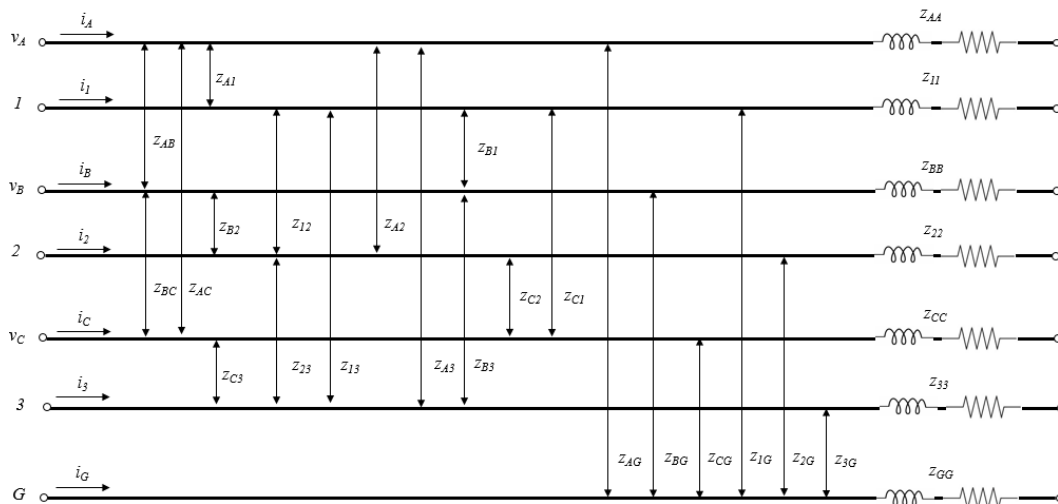
armadura (G) e o meio externo (E) ao qual as tensões são referenciadas. Destaca-se ainda as capacitâncias presentes no cabo. A Figura 12, por outro lado, mostra as impedâncias dos condutores assim como as mútuas.

Figura 11 – Capacitâncias em um cabo elétrico de potência submarino.



Fonte: Adaptado de Hafner (2016).

Figura 12 – Impedâncias em um cabo elétrico de potência submarino.



Fonte: Adaptado de Hafner (2016).

As expressões que descrevem o comportamento de um cabo submarino como o descrito envolvem matrizes quadradas de ordem 7. Essa modelagem é feita por Hafner, Luz e Carpes Jr. (2015) assumindo uniformidade construtiva do cabo, de maneira que as

matrizes $[Z]$ e $[Y]$ são simétricas, como na Equação 2.6.

$$- \begin{bmatrix} \partial v_A / \partial x \\ \partial v_B / \partial x \\ \partial v_C / \partial x \\ \partial v_1 / \partial x \\ \partial v_2 / \partial x \\ \partial v_3 / \partial x \\ \partial v_G / \partial x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{AA} & z_{AB} & z_{AC} & z_{A1} & z_{A2} & z_{A3} & z_{AG} \\ z_{AB} & z_{BB} & z_{BC} & z_{B1} & z_{B2} & z_{B3} & z_{BG} \\ z_{AC} & z_{BC} & z_{CC} & z_{C1} & z_{C2} & z_{C3} & z_{CG} \\ z_{A1} & z_{B1} & z_{C1} & z_{11} & z_{12} & z_{13} & z_{1G} \\ z_{A2} & z_{B2} & z_{C2} & z_{12} & z_{22} & z_{23} & z_{2G} \\ z_{A3} & z_{B3} & z_{C3} & z_{13} & z_{23} & z_{33} & z_{3G} \\ z_{AG} & z_{BG} & z_{CG} & z_{1G} & z_{2G} & z_{3G} & z_{GG} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_G \end{bmatrix} \quad (2.6a)$$

$$- \begin{bmatrix} \partial i_A / \partial x \\ \partial i_B / \partial x \\ \partial i_C / \partial x \\ \partial i_1 / \partial x \\ \partial i_2 / \partial x \\ \partial i_3 / \partial x \\ \partial i_G / \partial x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{AA} & y_{AB} & y_{AC} & y_{A1} & y_{A2} & y_{A3} & y_{AG} \\ y_{AB} & y_{BB} & y_{BC} & y_{B1} & y_{B2} & y_{B3} & y_{BG} \\ y_{AC} & y_{BC} & y_{CC} & y_{C1} & y_{C2} & y_{C3} & y_{CG} \\ y_{A1} & y_{B1} & y_{C1} & y_{11} & y_{12} & y_{13} & y_{1G} \\ y_{A2} & y_{B2} & y_{C2} & y_{12} & y_{22} & y_{23} & y_{2G} \\ y_{A3} & y_{B3} & y_{C3} & y_{13} & y_{23} & y_{33} & y_{3G} \\ y_{AG} & y_{BG} & y_{CG} & y_{1G} & y_{2G} & y_{3G} & y_{GG} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \\ v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_G \end{bmatrix} \quad (2.6b)$$

Em uma modelagem mais completa, as impedâncias e admitâncias próprias e mútuas dos condutores centrais, blindagens, armadura e do próprio meio externo são levadas em consideração (SILVA et al., 2017). Entretanto, levar em conta o maior número de detalhes aumenta muito o esforço computacional e não necessariamente garante melhores resultados (HAFNER, 2016). Assim, pode-se simplificar significativamente o processo de modelagem do cabo submarino reduzindo as matrizes unitárias e adotando a abordagem a parâmetros concentrados. Além disso, os cabos submarinos aplicados na indústria *offshore*, em geral, tem comprimentos de até 50 km, de forma que modelos a parâmetros concentrados conseguem representá-los satisfatoriamente (LIANG; JACKSON, 2009).

Modelos de cabo submarino compostos por seções π ou T têm sido usados em diversos trabalhos. Monsen et al. (2014) usam seções π em cascata para um simulador de umbilical de potência para a qualificação do sistema elétrico de um compressor submarino no Mar do Norte. Modelos T considerando acoplamento entre os condutores foram usados por Ratzke (2017) nas simulações para o controle de um motor submarino de indução a longas distâncias e por Barbosa (2017) em um estudo sobre proteção de sistemas submarinos de distribuição elétrica. Neste trabalho, modelos a parâmetros concentrados são usados para representar o cabo submarino devido à necessidade de velocidade na computação de variáveis, requerida para uma aplicação em tempo real.

2.3 Conversores CA-CA Trifásicos

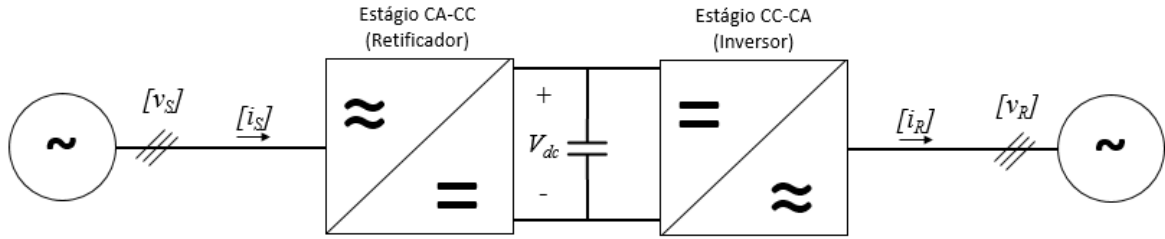
Conversores estáticos são necessários em sistemas de conversão de energia elétrica em inúmeras aplicações e para os mais variados níveis de potência. Um emulador baseado no conceito P-HiL precisa de um conversor para atuar como amplificador dos sinais gerados na simulação digital. Especificamente para a emulação de linhas de transmissão trifásicas, como é o caso do cabo de potência submarino, este conversor deve ter uma entrada trifásica CA e uma saída trifásica CA de maneira a emular o comportamento dinâmico das duas extremidades da linha (*sending end* e *receiving end*).

A conversão CA-CA pode ser conseguida através de diferentes topologias de circuitos de potência. Algumas delas proveem enlace direto entre entrada e saída. Ou seja, não necessitam de nenhum elemento armazenador de energia. Cicloconversores e conversores matriciais são exemplos. Nos primeiros, a frequência de saída é limitada a uma fração da frequência de entrada (AHMED, 2000). Assim, este tipo de conversor é indicado para o acionamento de máquinas elétricas CA de baixa velocidade e alto torque de partida que operam em frequências de saída de até cerca de 40% da frequência de entrada como em moinhos de cimento, guindastes de mineração e laminadores reversíveis (STEMMLER, 1994). Os segundos consistem de uma matriz de chaves controladas individualmente (WHEELER et al., 2002). Apesar de estarem sendo estudados há algum tempo, eles ainda não se mostraram competitivos comercialmente (BOSE, 2006).

Segundo Kolar et al. (2008), não há dúvida de que o tipo de conversor CA-CA mais difundido é o CA-CC-CA. Estes são os conversores trifásicos utilizados na prática, por exemplo, em *drives* para acionamento de máquinas elétricas (FITZGERALD; CHARLES JR.; UMANS, 2006). Tais conversores são compostos de um estágio de conversão CA-CC (retificador) acoplado a um estágio CC-CA (inversor) e um *link* CC entre eles. A grandeza do *link* CC (i.e. tensão ou corrente) é imposta por um elemento armazenador de energia comum aos dois estágios. Este elemento é um capacitor para impor um valor fixo de tensão ou um indutor para impor um valor fixo de corrente. Os conversores cujo *link* CC se comporta como uma fonte de tensão são chamados VSC (em inglês, *Voltage-Source Converter*), enquanto os que tem um *link* de corrente como estágio intermediário são conhecidos como CSC (em inglês, *Current-Source Converter*). A Figura 13 ilustra uma estrutura de conversor CA-CC-CA com *link* CC de tensão, que será adotada neste trabalho, devido à mais ampla gama de aplicações (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

2.3.1 Topologia do VSC Trifásico

Em muitas aplicações práticas, o estágio retificador do VSC é implementado com diodos, que são chaves não controladas. Isso acarreta geração de harmônicos na corrente de entrada e baixo fator de potência como principais problemas mesmo quando são adicionados filtros passa-baixas (PRASAD; ZIOGAS; MANIAS, 1991). Dentre as estratégias usadas

Figura 13 – Conversor CA-CC-CA com *link* de tensão (VSC).

Fonte: O Autor.

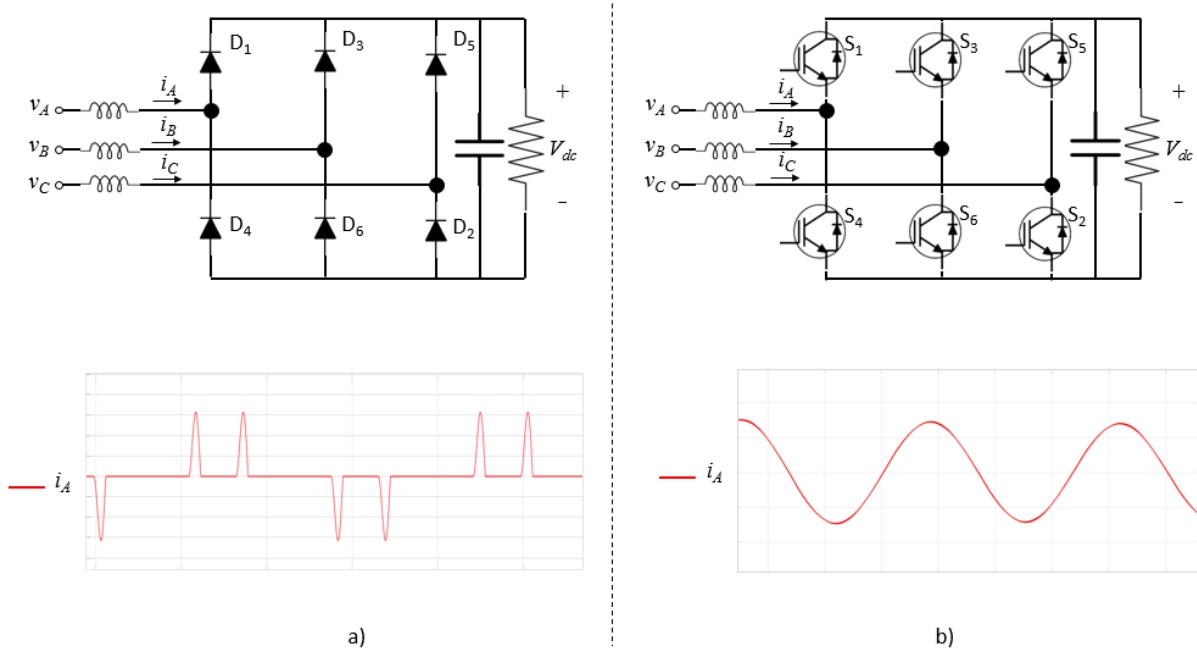
para minimizar estes efeitos, o uso de topologias que permitem o controle ativo da forma de onda da corrente de entrada tem sido cada vez mais difundido. Para isso, é necessário substituir os diodos por chaves como IGBTs ou MOSFETs controladas adequadamente. Certos retificadores controlados ainda permitem fluxo de potência reverso, motivo pelo qual também são conhecidos como regenerativos (RODRIGUEZ et al., 2005). Na verdade, um retificador operando com fluxo de potência reverso nada mais é do que um inversor. Assim, em um sistema CA-CC-CA que requeira controle da forma de onda das correntes nos seus dois terminais, podem ser empregados conversores idênticos tanto no estágio retificador como no inversor em uma configuração BTB (em inglês, *Back-to-Back*). Isso é comum, por exemplo, em *drives* de acionamento de máquinas que requeiram frenagem regenerativa (DIXON et al., 1987). A Figura 14 mostra um retificador com diodos e outro com chaves controladas. As formas de onda das respectivas correntes drenadas também estão ilustradas.

No VSC, tanto o estágio retificador quanto o inversor podem ser vistos como fontes trifásicas de tensão, cujo controle se dá através do ajuste do intervalo de condução das chaves estáticas em relação a um ciclo de chaveamento. Genericamente, usa-se o termo PWM (em inglês, *Pulse Width Modulation*) para esta técnica (MARTINS; BARBI, 2005).

O tempo τ durante o qual o circuito opera em um determinado estado topológico é controlado de forma que o valor médio da saída $v_{PWM}(t)$ em um ciclo T da onda portadora de alta frequência $v_{port}(t)$ depende da magnitude do sinal modulador de controle $v_{controle}(t)$. Geralmente, usa-se uma portadora triangular de amplitude e frequência fixas. A Figura 15 ilustra estes conceitos. A razão entre as amplitudes do sinal modulador $v_{controle}(t)$ e da onda portadora $v_{port}(t)$ é o índice de modulação m_a e a razão entre as frequências da portadora e do sinal modulador é o índice de frequência de modulação m_f .

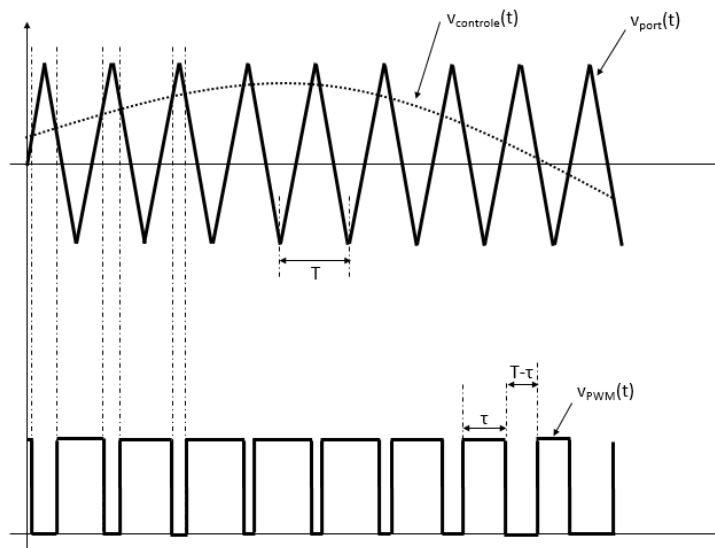
Quando o sinal de controle é senoidal, uma onda chaveada cuja componente fundamental é senoidal de mesma frequência é gerada (LUO; YE, 2013). A técnica de modulação nesse caso particular é chamada SPWM (em inglês, *Sinusoidal Pulse Width Modulation*). Para ilustrar o funcionamento de um conversor operando como inversor através da técnica SPWM, a Figura 16 mostra as formas de onda obtidas para a tensão de

Figura 14 – Topologias de retificadores e formas de onda de corrente: (a) com diodos (b) com IGBTs.



Fonte: O Autor.

Figura 15 – Entradas e saída típicas na modulação PWM.



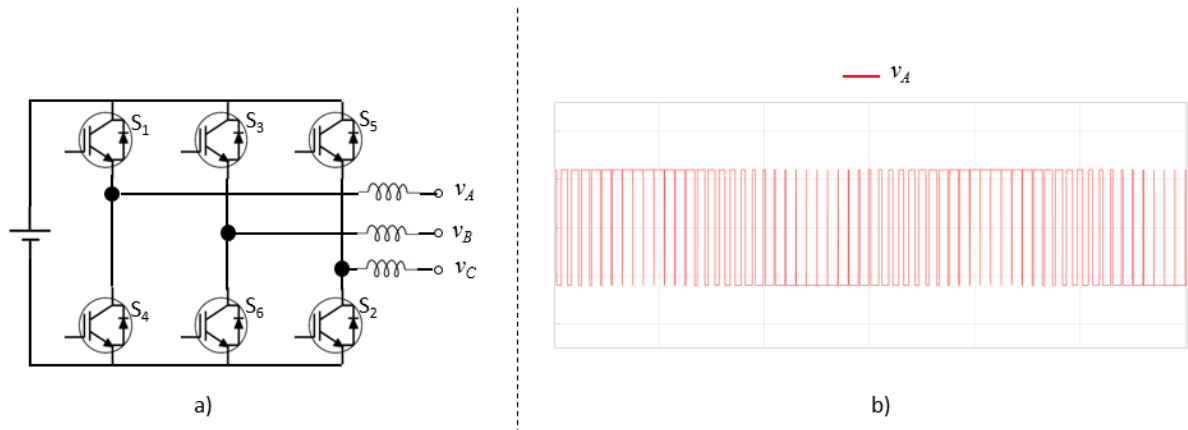
Fonte: Adaptado de Luo e Ye (2013).

Tabela 2 – Conversor trifásico de dois níveis: amplitudes normalizadas da tensão de linha para modulação SPWM.

$n \backslash m_a$	1.0	0.9	0.8	0.7	0.6	0.5	0.4	0.3	0.2	0.1
1	0.866	0.779	0.693	0.606	0.520	0.433	0.346	0.260	0.173	0.087
$m_f \pm 2$	0.275	0.232	0.190	0.150	0.114	0.081	0.053	0.030	0.013	0.003
$2m_f \pm 1$	0.157	0.221	0.272	0.307	0.321	0.313	0.282	0.232	0.165	0.086

Fonte: Martins e Barbi (2005).

fase v_A quando a tensão CC de entrada do inversor é chaveada ciclicamente para a saída. Como se pode observar, o espectro desse sinal possui componentes em alta frequência e em uma componente fundamental. A alta frequência de chaveamento está relacionada à frequência da onda portadora (e.g. 10 kHz) e seus harmônicos. Já a frequência fundamental dessas formas de onda corresponde à frequência do sinal modulador senoidal aplicado (e.g. 60 Hz). A Tabela 2 mostra a relação entre os valores de pico da tensão de linha na saída do inversor em relação à tensão CC de entrada para alguns harmônicos.

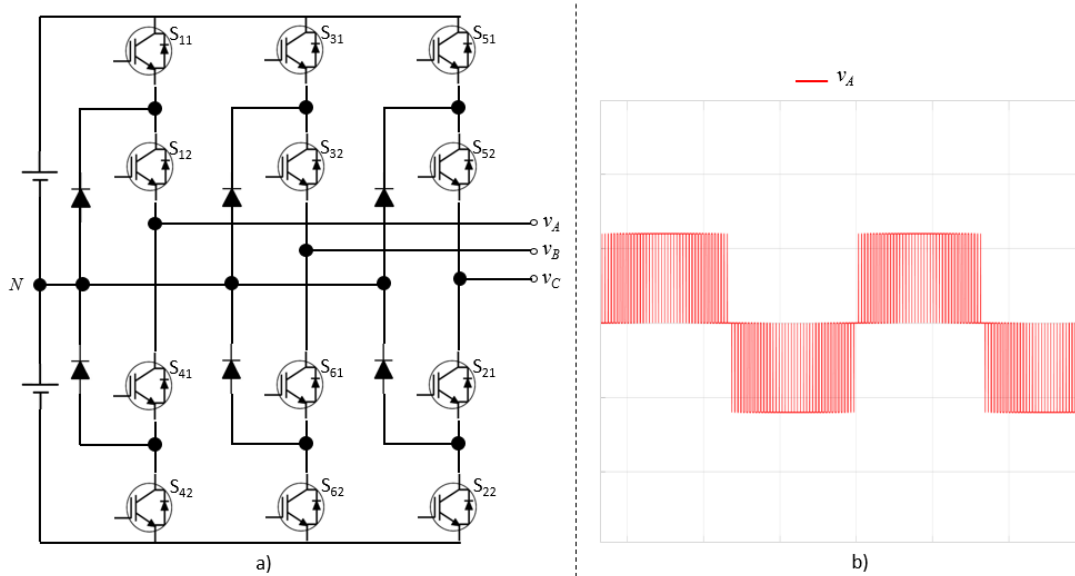
Figura 16 – Inversor de tensão: (a) topologia (b) tensão de fase v_A .

Fonte: O Autor.

Para reduzir a geração de harmônicos na tensão sintetizada pelo conversor, são usadas não só filtros passa-baixas mas também variações na topologia que permitam o chaveamento com mais de dois níveis. Neste caso, a forma de onda da tensão sintetizada é dita multinível, o que possibilita reduzir a distorção harmônica. Topologias de inversor como *flying capacitor* ou a bastante popular NPC (em inglês, *Neutral Point Clamped*) são alternativas de conversores multinível (RODRIGUEZ; LAI; PENG, 2002). A Figura 17 ilustra um inversor NPC em que as tensões de fase em relação ao neutro são chaveadas entre um valor positivo, um valor negativo e zero. Este é um inversor NPC de três níveis. Outra alternativa é conectar várias células de potência (conversores ponte H) em cascata. A Figura 18 ilustra uma conexão de duas células para produzir uma saída de cinco níveis. No caso trifásico, são necessários três braços como este, sendo um para cada fase. Conversores constituídos de células de potência em cascata são bastante usados para aplicações de

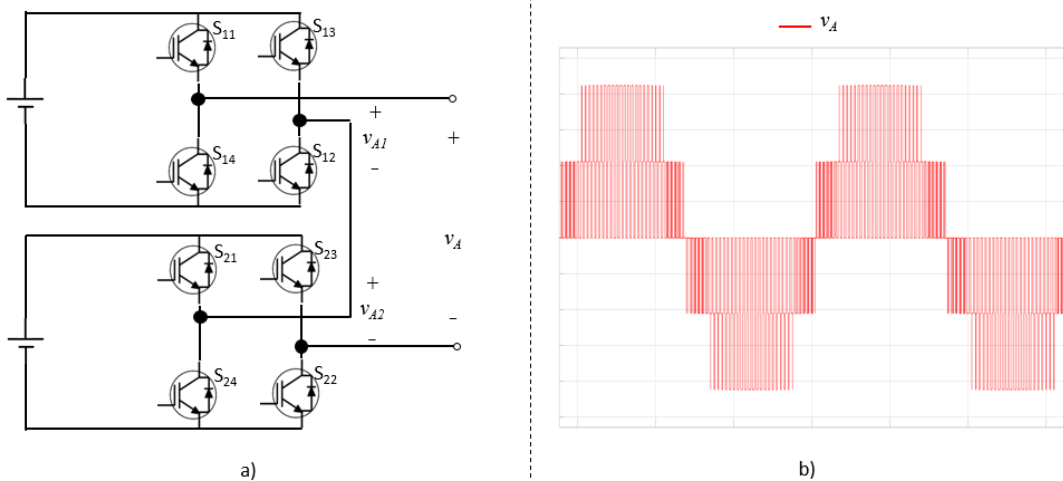
média tensão. Contendo várias células, alguns inversores produzem formas de onda quase senoidais mesmo sem uso de filtros. Nestes conversores, enquanto as chaves são comutadas em frequências f_{sw} relativamente baixas, os harmônicos presentes na tensão de saída estão distribuídos perto de $2Hf_{sw}$. H é o número de células em cascata (WU, 2006).

Figura 17 – Conversor NPC de três níveis: (a) topologia (b) forma de onda da tensão sintetizada v_A



Fonte: Adaptado de Rodriguez, Lai e Peng (2002).

Figura 18 – Conversor cascata de cinco níveis: (a) topologia para um braço (b) forma de onda da tensão sintetizada v_A .



Fonte: Adaptado de Wu (2006).

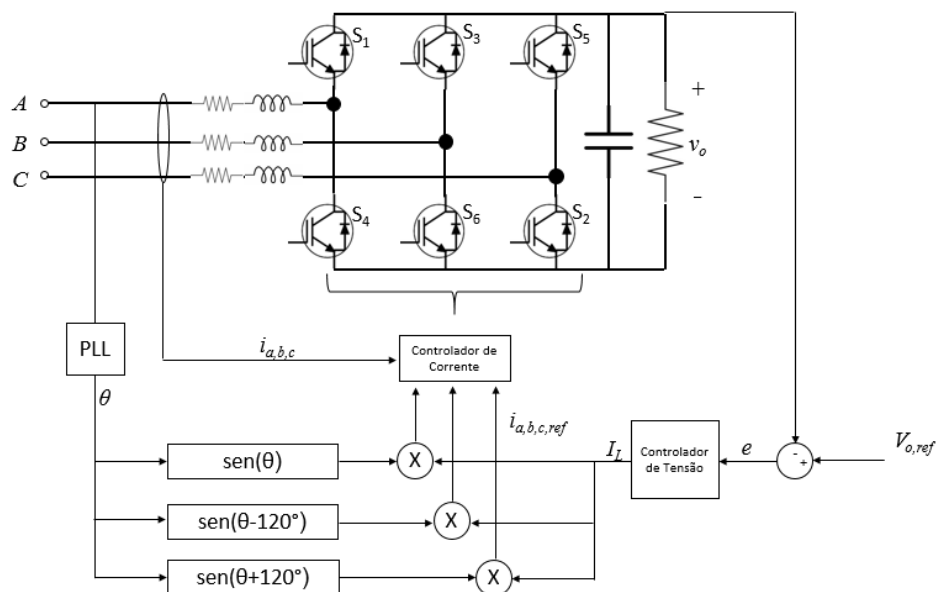
2.3.2 Técnicas de Controle do VSC Trifásico

Uma grande vantagem do uso de conversores CA-CC-CA reside no fato de que, por conta da presença do elemento armazenador de energia no *link* CC, os dois estágios são

praticamente desacoplados do ponto de vista de controle (KOLAR et al., 2008). Desta forma, as correntes $[i_S]$ e $[i_R]$ nas duas extremidades do emulador de cabos submarinos podem ser controladas de maneira independente e o problema do emulador passa a ser semelhante ao de conversores trifásicos conectados à rede.

O controle da forma de onda da corrente elétrica em conversores é importante em muitas aplicações. Em retificadores conectados à rede, é imprescindível que a forma de onda das correntes de entrada seja o mais senoidal possível para evitar problemas a excitação de circuitos ressonantes no sistema de distribuição (STRATFORD, 1980). Além disso, é requerido alto fator de potência nestas aplicações. Como exemplo, a Figura 19 mostra uma estratégia comum no controle de retificadores trifásicos conectados à rede (RODRIGUEZ et al., 2005). O retificador, além de regular a tensão CC na carga, controla o fator de potência de entrada. Para isso, duas malhas de controle são usadas. A malha externa mede o valor da tensão CC na saída $v_o(t)$ e o compara com um valor de referência $V_{o,ref}$. O erro $e(t)$ alimenta o controlador de tensão. A saída do controlador de tensão é o valor da amplitude I_L da corrente a ser drenada da rede. Se $V_{o,ref} > v_o(t)$, o erro é positivo e a saída I_L é aumentada. Se $V_{o,ref} < v_o(t)$, o erro é negativo e I_L diminui. A malha interna controla a forma de onda da corrente drenada da rede. Idealmente, esta corrente deve ser senoidal e estar em fase com a tensão de entrada (fator de potência unitário). Assim, o controlador de corrente compara as correntes medidas com valores de referência gerados a partir da composição de duas informações: a fase das tensões de entrada θ medida por um PLL (em inglês, *Phase-Locked Loop*) e a amplitude da corrente de entrada obtida a partir da saída do controlador de tensão.

Figura 19 – Retificador trifásico com regulação da corrente de entrada.



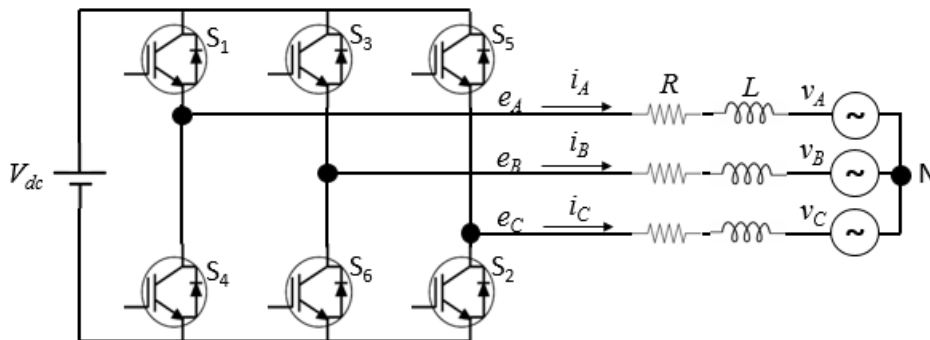
Fonte: Adaptado de Rodriguez et al. (2005).

O controle da forma de onda da corrente também é essencial na saída de inversores. No acionamento de motores elétricos, Mohan, Undeland e Robbins (2003) explicam que harmônicos nas correntes de saída do inversor podem causar fluxos magnéticos com rotações contrárias à do rotor, originando flutuações na velocidade do motor e comprometendo a vida em fadiga do eixo. Elas ainda provocam perdas por aquecimento pelo aumento da resistência dos enrolamentos para essas componentes devido ao efeito pelicular e pelas correntes de Foucault no material ferromagnético.

O controle de corrente em VSCs conectados à rede é realizado em malha fechada e diversas técnicas estão relatadas na literatura (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). As técnicas de controle por histerese, comparação com rampa e preditivo são revisadas por Brod e Novotny (1985). Dixon et al. (1987) utiliza dois controladores por histerese para controlar as correntes de entrada e saída de um conversor CA-CC-CA de enlace de tensão no acionamento de um motor síncrono. Estes apresentam a desvantagem de apresentarem frequência de chaveamento variável (KAZMIERKOWSKI; DZIENIAKOWSKI, 1993). Técnicas de controle não-linear com modos deslizantes podem ser usadas para obter melhor desempenho dinâmico (HABETLER; DIVAN, 1991). Diferentes estratégias utilizando controladores lineares são comparados por Zargari e Joós (1995).

A Figura 20 ilustra um inversor trifásico conectado à rede. As técnicas de controle aplicáveis a estes conversores são baseadas no fato de que as variáveis elétricas instantâneas como tensão e corrente são vistas como vetores de amplitude variável no tempo, que podem ser projetados em diferentes sistemas de referência.

Figura 20 – Inversor trifásico conectado à rede.



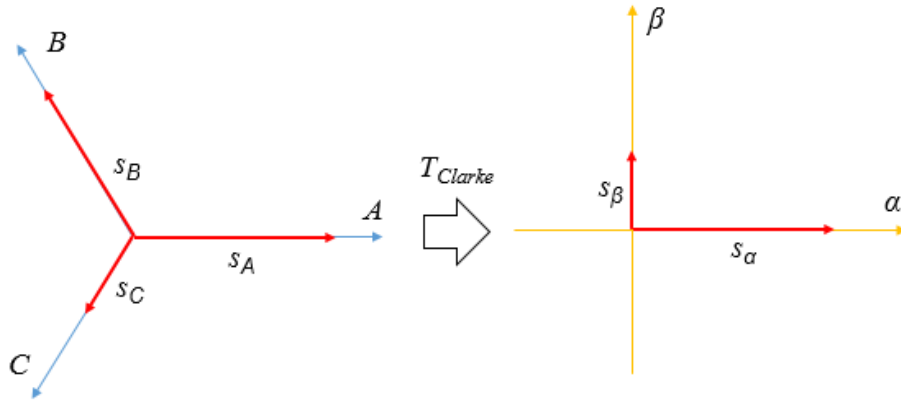
Fonte: Adaptado de Teodorescu, Liserre e Rodríguez (2011).

No sistema de referência natural ABC , as grandezas trifásicas instantâneas são representadas em três eixos defasados de $2\pi/3$ rad entre si. Essas grandezas podem ser representadas em outro sistema de referência composto de eixos ortogonais através da transformação mostrada na Equação 2.7 para um sinal elétrico qualquer s . A escolha do coeficiente que multiplica a matriz é arbitrária. O valor $2/3$ é usado para que a amplitude das grandezas elétricas se mantenham invariantes na transformação. Em certos casos, pode-se escolher outros valores, como $\sqrt{2/3}$ para realizar uma transformação invariante na

potência. Conhecida como Transformação de Clarke, esta mudança de eixos de referência pode ser visualizada graficamente na Figura 21.

$$\begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \\ s_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_A(t) \\ s_B(t) \\ s_C(t) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Figura 21 – Transformação de Clarke ($ABC \rightarrow \alpha\beta$).

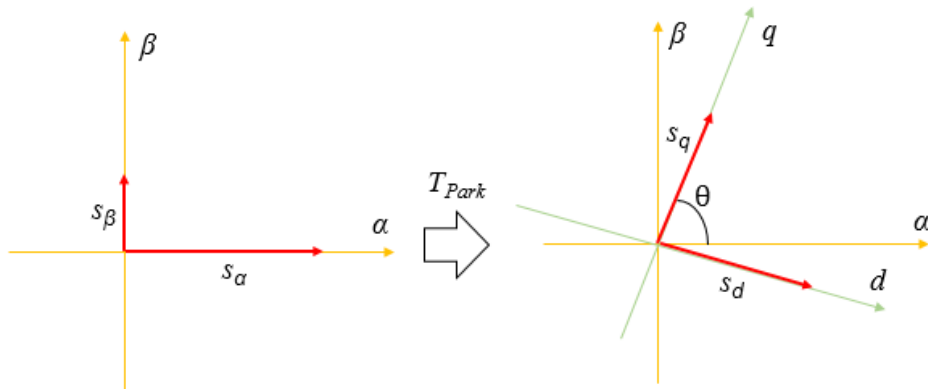


Fonte: Adaptado de Akagi, Watanabe e Aredes (2007).

Com as variáveis elétricas representadas no sistema $\alpha\beta$, é possível obter um outro sistema de coordenadas também com eixos ortogonais dq , mas rotacionados de um ângulo θ . A Equação 2.8 mostra a aplicação desta transformação sobre um sinal s . Ela é conhecida como Transformação de Park e pode ser visualizada na Figura 22.

$$\begin{bmatrix} s_d(t) \\ s_q(t) \\ s_0(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin(\theta) & 0 \\ \sin\theta & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_\alpha(t) \\ s_\beta(t) \\ s_0(t) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Figura 22 – Transformação de Park ($\alpha\beta \rightarrow dq$).



Fonte: Adaptado de Novotny e Lipo (1996).

As vantagens do uso destas transformações no controle de conversores conectados à rede ficam mais evidentes quando se verifica a forma dos sinais trifásicos representados nestes sistemas de referência. Por exemplo, um conjunto genérico de correntes no sistema de referência ABC é dado pela Equação 2.9. No caso geral, as correntes podem possuir componentes de sequência positiva (I^+ , ϕ^+), sequência negativa (I^- , ϕ^-) e sequência zero (I^0 , ϕ^0). A frequência angular é $\omega = 2\pi f$.

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I^+ \text{sen}(\omega t + \phi^+) + I^- \text{sen}(\omega t + \phi^-) + I^0 \text{sen}(\omega t + \phi^0) \\ I^+ \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi^+) + I^- \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi^-) + I^0 \text{sen}(\omega t + \phi^0) \\ I^+ \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi^+) + I^- \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi^-) + I^0 \text{sen}(\omega t + \phi^0) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Quando se aplica a Transformação de Clarke a este conjunto de correntes, chega-se à Equação 2.10. As componentes de sequência positiva e negativa contribuem para as projeções nos eixos ortogonais α e β . Os sinais i_α e i_β são senoidais com velocidade angular ω . Por outro lado, a componente de sequência zero é separada na transformação. Isso constitui uma vantagem da representação das grandezas no sistema estacionário $\alpha\beta$ visto que, como em um sistema trifásico a três fios não há componente de sequência zero, ela pode ser eliminada, resultando em simplificação nas análises (AKAGI; WATANABE; AREDES, 2007).

$$\begin{cases} i_\alpha(t) = I^+ \text{sen}(\omega t + \phi^+) + I^- \text{sen}(\omega t + \phi^-) \\ i_\beta(t) = -I^+ \cos(\omega t + \phi^+) + I^- \cos(\omega t + \phi^-) \\ i_0(t) = I^0 \text{sen}(\omega t + \phi^0) \end{cases} \quad (2.10)$$

Quando a Transformação de Park é aplicada em seguida fazendo $\theta = \omega t$ com auxílio de um PLL, o sistema de eixos dq gira na mesma velocidade angular ω . O sistema de referência gerado desta maneira é conhecido como SRF (em inglês, *Synchronous Reference Frame*). Na Equação 2.11, nota-se que a componente de sequência positiva é transformada em uma constante em ambos os eixos e a componente de sequência negativa aparece como uma senoide de velocidade angular 2ω . A componente de sequência zero foi omitida.

$$\begin{cases} i_d(t) = I^+ \cos\phi^+ - I^- \cos(2\omega t + \phi^-) \\ i_q(t) = I^+ \text{sen}\phi^+ + I^- \text{sen}(2\omega t + \phi^-) \end{cases} \quad (2.11)$$

No caso particular em que as correntes são senoidais equilibradas de sequência positiva, as grandezas representadas no SRF são constantes. A Equação 2.12 mostra este resultado. Neste caso, controladores do tipo Proporcional-Integral (PI) podem ser usados

para obter erro nulo em regime permanente (FRANKLIN; POWELL; EMAMI-NAEINI, 2010).

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I^+ \cos\phi^+ \\ I^+ \sin\phi^+ \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

As técnicas de controle aplicáveis ao VSC no SRF são exploradas por diversos autores. Liao e Yeh (2000) derivam o modelo do VSC para projetar um sistema de controle baseado no fluxo de potência instantânea em um conversor CA-CC-CA usado em acionamentos de máquinas elétricas. Ye, Kazerani e Quintana (2003) fazem uso de uma mudança de variáveis de estado para transformar o modelo do VSC no SRF em um sistema linear para projetar um controlador baseado em realimentação de estados.

Quando o sistema elétrico é desbalanceado, a presença da componente de sequência negativa impõe mais desafios ao projeto do sistema de controle do conversor (TEODORESCU; LISERRE; RODRÍGUEZ, 2011). A estrutura de controle deve assumir outras configurações quando obter erro estacionário nulo é um requisito. Isso ocorre porque as referências de corrente no SRF não são constantes como no caso balanceado. Duas alternativas são normalmente adotadas nestes casos.

A primeira consiste na separação das componentes de sequência positiva e negativa para utilização de um sistema de controle de corrente baseado em controladores PI. A ideia é utilizar duas Transformações de Park com velocidades de rotação $+\omega$ e $-\omega$ e realizar o controle das componentes de sequência positiva e negativa de maneira independente (SONG; NAM, 1999). Este sistema duplo é conhecido como DSRF (em inglês, *Double Synchronous Reference Frame*). No sistema de eixos que gira com velocidade positiva (dq^+), as correntes do conversor possuem um termo constante correspondente à componente de sequência positiva e um termo que oscila com velocidade 2ω que corresponde à componente de sequência negativa. Por outro lado, no sistema de eixos que gira com velocidade negativa (dq^-), ocorre o contrário. A componente de sequência negativa produz um termo constante e a de sequência positiva um termo oscilante. Os termos oscilantes são normalmente eliminados por filtros ou através de outras técnicas como a DSC (em inglês, *Delayed Signal Cancellation*). Nesta técnica, a separação ocorre no sistema estacionário $\alpha\beta$ antes das Transformações de Park (SVENSSON; BONGIORNO; SANNINO, 2007).

Uma segunda alternativa é utilizar controladores do tipo Proporcional-Ressonante (PR) para seguir referências senoidais com erro nulo (SATO et al., 1998). Neste caso, o controle é realizado no sistema de referência estacionário $\alpha\beta$ ou mesmo no sistema natural ABC e é uma aplicação do Princípio do Modelo Interno ao controle de conversores CA (BACHA; MUNTEANU; BRATCU, 2014).

3 Modelo de Cabo Elétrico de Potência Submarino para Emulação

Neste capítulo, o modelo de linha a ser utilizado na emulação de cabos submarinos é definido. Inicialmente, as matrizes unitárias $[Z]$ e $[Y]$ para cabos submarinos típicos são apresentadas e uma simplificação é proposta para permitir o uso de modelos mais simples para emulação. Depois, parâmetros elétricos de cabos submarinos típicos são usados em modelos de linha de transmissão a parâmetros concentrados para uma comparação com o modelo de ondas viajantes de Bergeron, tomado como referência. Os resultados das simulações em regime permanente e em situações transitórias permitem selecionar um modelo de cabo simples porém representativo para aplicação no emulador.

Uma vez definido o modelo de cabo, as equações que o descrevem são aproximadas no domínio do tempo discreto usando o método de integração trapezoidal. Finalmente, com base em uma análise espectral dos sinais calculados pelo modelo selecionado, o passo de tempo de integração é escolhido de tal maneira que não haja degradação significativa em decorrência da aproximação.

3.1 Matrizes Unitárias $[Z]$ e $[Y]$ para um Cabo Elétrico de Potência Submarino

Segundo Oliveira et al. (2013), a experiência operacional mostra que cabos que possuam condutores centrais com área de seção transversal maiores que 240 mm^2 devem ser evitados para aplicações *offshore* na indústria de óleo e gás. Isso ocorre tanto pelo custo de umbilicais integrados com grande área de seção quanto pelas dificuldades na instalação do cabo e seu roteamento no convés da UEP. Assim, foram escolhidas duas estruturas típicas de cabo elétrico de potência para este trabalho. A primeira possui condutores centrais com 120 mm^2 de área de seção transversal e a segunda com 240 mm^2 . Com o procedimento de estimação de parâmetros elétricos descrito por Silva (2016b), baseado no método desenvolvido por Ametani (1980), a matriz de impedâncias $[Z]$ referentes a um cabo cujos condutores possuem área de seção transversal de 120 mm^2 tem seus elementos dados em 3.1 (Ω/km). Os elementos da matriz de admitâncias $[Y]$ são dados em 3.2 (S/km). Os parâmetros são estimados para uma frequência de 60 Hz e algumas premissas que simplificam a estrutura do cabo são adotadas: condutância da isolação desprezível (XLPE / EPR), condutores centrais sólidos e cilíndricos, blindagens cilíndricas e concêntricas com os condutores centrais, efeito das camadas semicondutoras incorporado aos condutores centrais e blindagens, trifólio concêntrico com a armadura.

$$z_{AA} = z_{BB} = z_{CC} = 0.688713 + j1.1345 \quad (3.1a)$$

$$z_{AB} = z_{BC} = z_{AC} = 0.567174 + j1.00699 \quad (3.1b)$$

$$z_{11} = z_{22} = z_{33} = 1.03896 + j1.0788 \quad (3.1c)$$

$$z_{12} = z_{13} = z_{22} = 0.567174 + j1.00699 \quad (3.1d)$$

$$z_{A1} = z_{B2} = z_{C3} = 0.571924 + j0.107939 \quad (3.1e)$$

$$z_{A2} = z_{A3} = z_{B1} = z_{B3} = z_{C1} = z_{C2} = 0.567174 + j1.00699 \quad (3.1f)$$

$$z_{AG} = z_{BG} = z_{CG} = z_{1G} = z_{2G} = z_{3G} = 0.283145 + j0.706558 \quad (3.1g)$$

$$z_{GG} = 0.268289 + j0.704756 \quad (3.1h)$$

$$y_{AA} = y_{BB} = y_{CC} = j1.37362 * 10^{-4} \quad (3.2a)$$

$$y_{AB} = y_{BC} = y_{AC} = 0 \quad (3.2b)$$

$$y_{11} = y_{22} = y_{33} = j1.86105 * 10^{-4} \quad (3.2c)$$

$$y_{12} = y_{13} = y_{23} = -j1.31267 * 10^{-5} \quad (3.2d)$$

$$y_{A1} = y_{B2} = y_{C3} = -j1.37362 * 10^{-4} \quad (3.2e)$$

$$y_{A2} = y_{A3} = y_{B1} = y_{B3} = y_{C1} = y_{C2} = 0 \quad (3.2f)$$

$$y_{AG} = y_{BG} = y_{CG} = 0 \quad (3.2g)$$

$$y_{1G} = y_{2G} = y_{3G} = -j2.24894 * 10^{-5} \quad (3.2h)$$

$$y_{GG} = j4.9429 * 10^{-4} \quad (3.2i)$$

Por outro lado, no caso de um cabo cujos condutores centrais possuem área de seção transversal de 240 mm², os elementos de $[Z]$ e $[Y]$ são dados respectivamente pelas Equações 3.3 e 3.4 para a mesma frequência.

$$z_{AA} = z_{BB} = z_{CC} = 0.467849 + j0.96163 \quad (3.3a)$$

$$z_{AB} = z_{BC} = z_{AC} = 0.398583 + j0.817841 \quad (3.3b)$$

$$z_{11} = z_{22} = z_{33} = 0.839958 + j0.895957 \quad (3.3c)$$

$$z_{12} = z_{13} = z_{22} = 0.398583 + j0.817841 \quad (3.3d)$$

$$z_{A1} = z_{B2} = z_{C3} = 0.406363 + j0.896206 \quad (3.3e)$$

$$z_{A2} = z_{A3} = z_{B1} = z_{B3} = z_{C1} = z_{C2} = 0.398583 + j0.817841 \quad (3.3f)$$

$$z_{AG} = z_{BG} = z_{CG} = z_{1G} = z_{2G} = z_{3G} = 0.218157 + j0.626922 \quad (3.3g)$$

$$z_{GG} = 0.205434 + j0.620091 \quad (3.3h)$$

$$y_{AA} = y_{BB} = y_{CC} = j1.03909 * 10^{-4} \quad (3.4a)$$

$$y_{AB} = y_{BC} = y_{AC} = 0 \quad (3.4b)$$

$$y_{11} = y_{22} = y_{33} = j2.64913 * 10^{-4} \quad (3.4c)$$

$$y_{12} = y_{13} = y_{23} = -j4.40723 * 10^{-5} \quad (3.4d)$$

$$y_{A1} = y_{B2} = y_{C3} = -j1.03909 * 10^{-4} \quad (3.4e)$$

$$y_{A2} = y_{A3} = y_{B1} = y_{B3} = y_{C1} = y_{C2} = 0 \quad (3.4f)$$

$$y_{AG} = y_{BG} = y_{CG} = 0 \quad (3.4g)$$

$$y_{1G} = y_{2G} = y_{3G} = -j7.28589 * 10^{-5} \quad (3.4h)$$

$$y_{GG} = j7.16766 * 10^{-4} \quad (3.4i)$$

As matrizes unitárias de impedância transversal $[Z]$ e admitância paralela $[Y]$ evidenciam os sete elementos condutores que constituem o cabo elétrico de potência submarino. Destes, apenas três são os condutores de fase propriamente ditos. Como a armadura do cabo submarino opera aterrada e em contato com a água do mar em todo seu comprimento e as blindagens dos condutores também ficam aterradas, neste trabalho optou-se por reduzir as matrizes unitárias de maneira a considerar apenas condutores de fase equivalentes. Assim, o modelo de cabo para aplicação no emulador é simplificado.

Para fazer isso, foi desenvolvido um código no MATLAB[®] para implementar o método de redução das matrizes $[Z]$ e $[Y]$. O código está transcrito no Apêndice A. Aplicando para as matrizes correspondentes aos cabos de 120 mm² e 240 mm², chega-se a matrizes 3x3 no formato mostrado da Equação 3.5 com os valores da Tabela 3.

$$[Z_{red}] = \begin{bmatrix} R_s + j\omega L_s & R_m + j\omega L_m & R_m + j\omega L_m \\ R_m + j\omega L_m & R_s + j\omega L_s & R_m + j\omega L_m \\ R_m + j\omega L_m & R_m + j\omega L_m & R_s + j\omega L_s \end{bmatrix} \quad (3.5a)$$

$$[Y_{red}] = \begin{bmatrix} j\omega C & 0 & 0 \\ 0 & j\omega C & 0 \\ 0 & 0 & j\omega C \end{bmatrix} \quad (3.5b)$$

3.2 Comparação entre Modelos de Cabo para Emulação

Em virtude da necessidade de velocidade na computação das variáveis por conta da aplicação em tempo real, neste trabalho optou-se por usar uma abordagem de modelagem a parâmetros concentrados para o cabo a ser emulado. Entretanto, é necessário avaliar o desempenho dos possíveis modelos de maneira a escolher um que seja simples do ponto de vista de esforço computacional, mas que represente de forma satisfatória o comportamento

Tabela 3 – Parâmetros elétricos dos cabos de potência submarinos considerados.

Seção Transversal Parâmetros	120 mm ²	240 mm ²
R_s (Ω/km)	0.2466	0.1739
R_m (Ω/km)	0.1145	0.0918
L_s (mH/km)	0.3411	0.3845
L_m (mH/km)	0.0110	0.0165
C ($\mu F/km$)	0.3644	0.2756

Fonte: O Autor.

da estrutura. Com o objetivo de selecionar um modelo adequado para a aplicação, foram realizadas simulações tanto em regime permanente como em eventos transitórios para vários comprimentos do cabo. Diversos modelos tiveram suas respostas comparadas com a do modelo de ondas viajantes de Bergeron, considerado como referência.

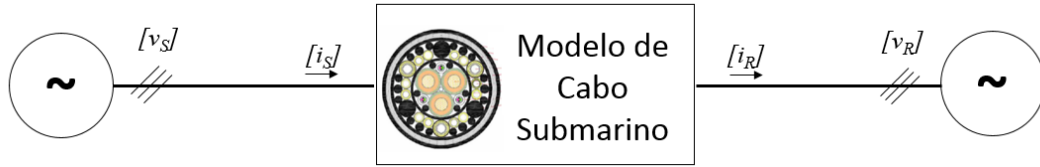
As simulações com o *software* MATLAB/Simulink[®] foram conduzidas de acordo com o esquema mostrado na Figura 23 para cabos com condutores centrais de 240 mm² de seção transversal e comprimentos variando entre 10 e 50 km. Os modelos cujas respostas foram avaliadas são baseados no modelo T de linhas de transmissão. Isso foi feito porque as simulações foram conduzidas considerando duas fontes de tensão nas extremidades do cabo. Assim, haveria instabilidade numérica nos momentos de variação das tensões sobre a capacitância concentrada na extremidade do cabo, caso um modelo π fosse utilizado.

Para o presente estudo de comparação, foram escolhidas três variações do modelo T. Elas estão colocadas abaixo em ordem crescente de complexidade em termos de esforço computacional em uma aplicação de tempo real:

- Modelo T Desacoplado: É utilizada uma seção T para cada uma das três fases. Apenas as impedâncias próprias das fases são modeladas, desconsiderando-se as impedâncias mútuas entre as fases (acoplamento).
- Modelo T Acoplado: É utilizada uma seção T para cada uma das três fases. Além das impedâncias próprias, são modeladas as impedâncias mútuas.
- Modelo 5T Acoplado: São utilizadas 5 seções T em cascata para cada uma das três fases. Cada seção representa um quinto do comprimento do cabo. Considera-se acoplamento entre as fases.

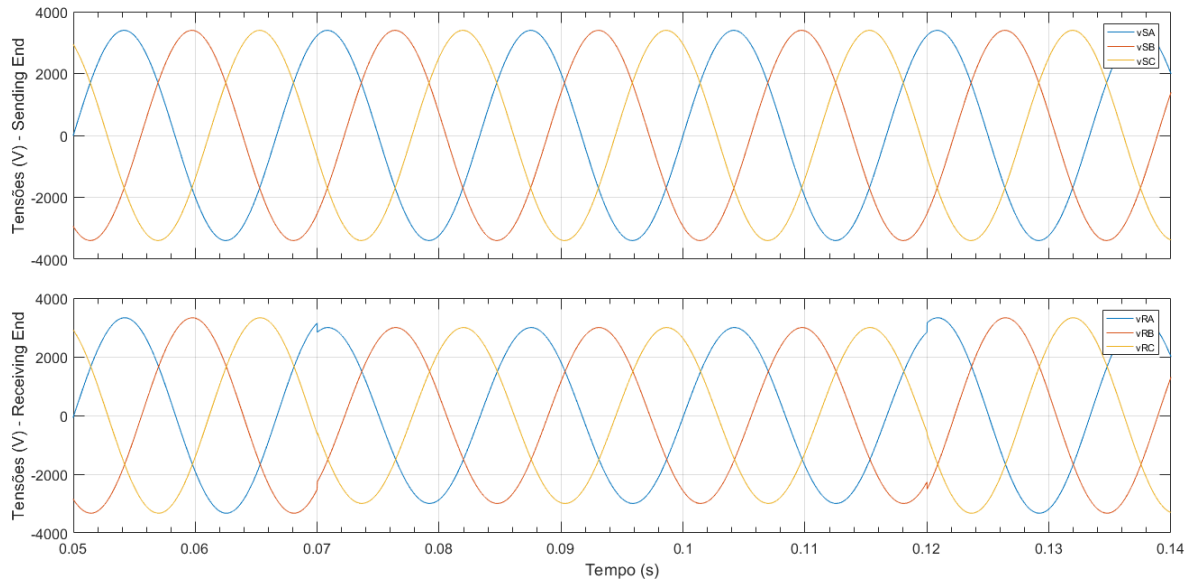
As tensões de fase na entrada do cabo $[v_S]$ (*sending end*) são trifásicas equilibradas e tem valor de linha eficaz correspondente de 4160 V (1 p.u.). A tensão v_{SA} na fase A é escolhida como referência fasorial. As tensões de fase na saída do cabo $[v_R]$ (*receiving end*) são também equilibradas. O valor de linha correspondente é de 0.98 p.u. e a tensão v_{RA} está atrasada em 1 grau com relação à referência. Como ilustra a Figura 24, o módulo

Figura 23 – *Layout* de simulação para comparação do desempenho de modelos de cabos.



Fonte: O Autor.

Figura 24 – Tensões de entrada (superior) e saída (inferior) consideradas na simulação.



Fonte: O Autor.

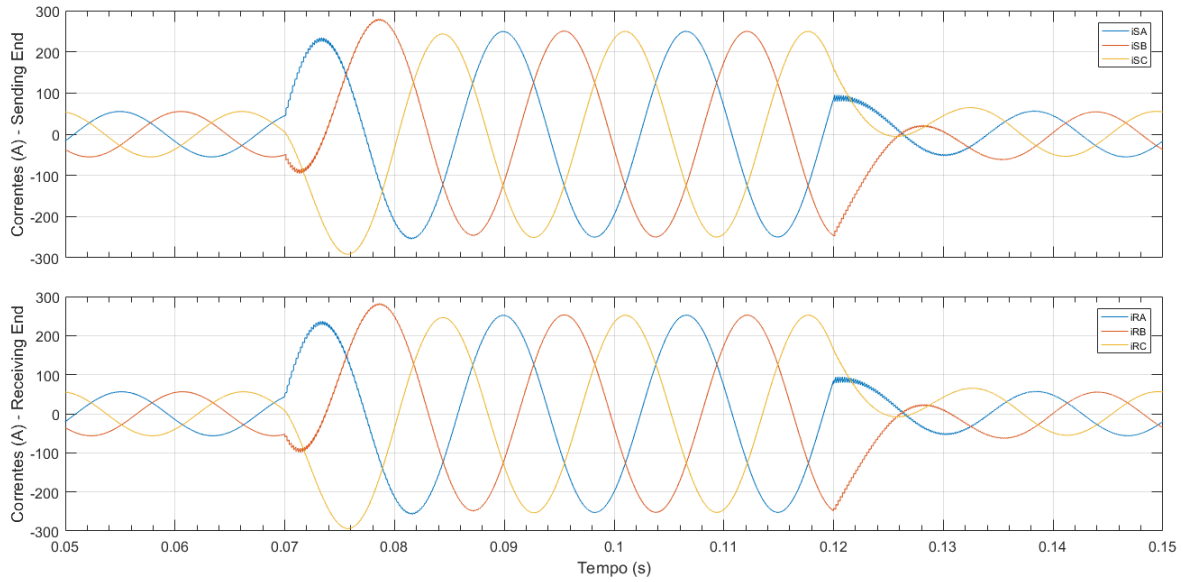
das tensões de fase na saída do cabo cai 10% no instante $t = 0,07$ s e retorna ao seu valor original no instante $t = 0,12$ s.

Para um cabo com comprimento de 10 km, os resultados estão mostrados nas Figuras 25, 26, 27 e 28 para os modelos Bergeron, T Desacoplado, T Acoplado e 5T Acoplado, respectivamente. Os gráficos mostram as correntes obtidas com os diversos modelos de cabo para as mesmas condições de simulação.

Pelos resultados das simulações com cabo de 10 km e considerando o modelo de Bergeron como referência, é possível perceber que os modelos T Acoplado e 5T Acoplado apresentam respostas muito satisfatórias, ao passo que as obtidas com o modelo T Desacoplado destoam completamente. Em regime permanente, os valores de corrente obtidos com este último chegam a apresentar um erro de mais de 40 %. Assim, pode-se concluir que a influência das impedâncias mútuas entre os condutores do cabo é bastante relevante, de maneira que o modelo T Desacoplado se mostra limitado e inadequado para representar cabos submarinos até mesmo com comprimentos menores.

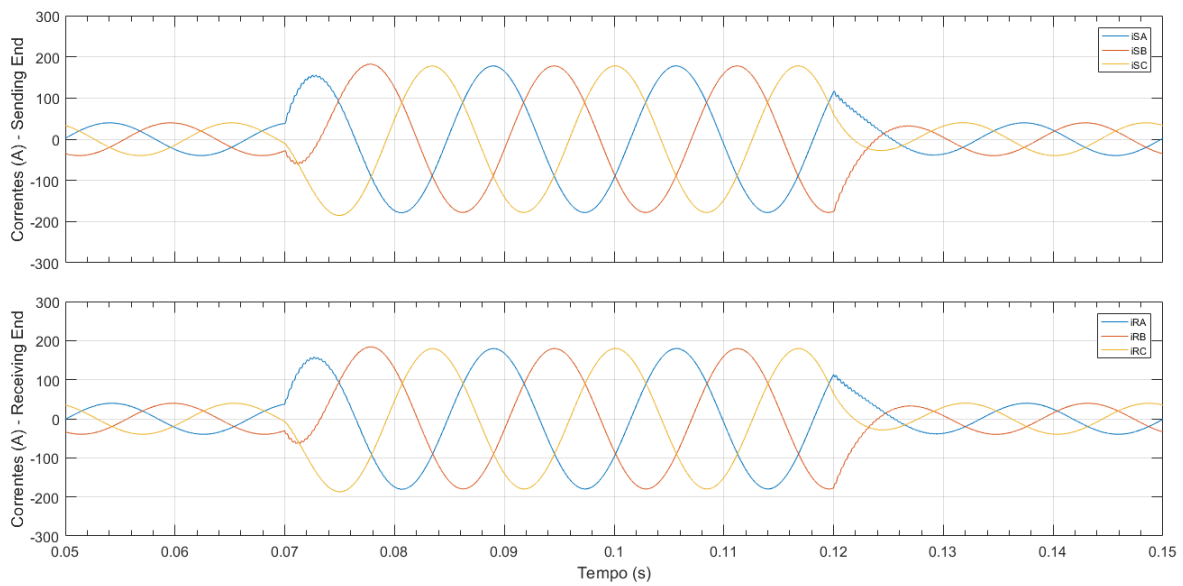
As simulações foram conduzidas novamente para cabos com comprimentos maiores.

Figura 25 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo de Bergeron para um cabo de 10 km de comprimento.



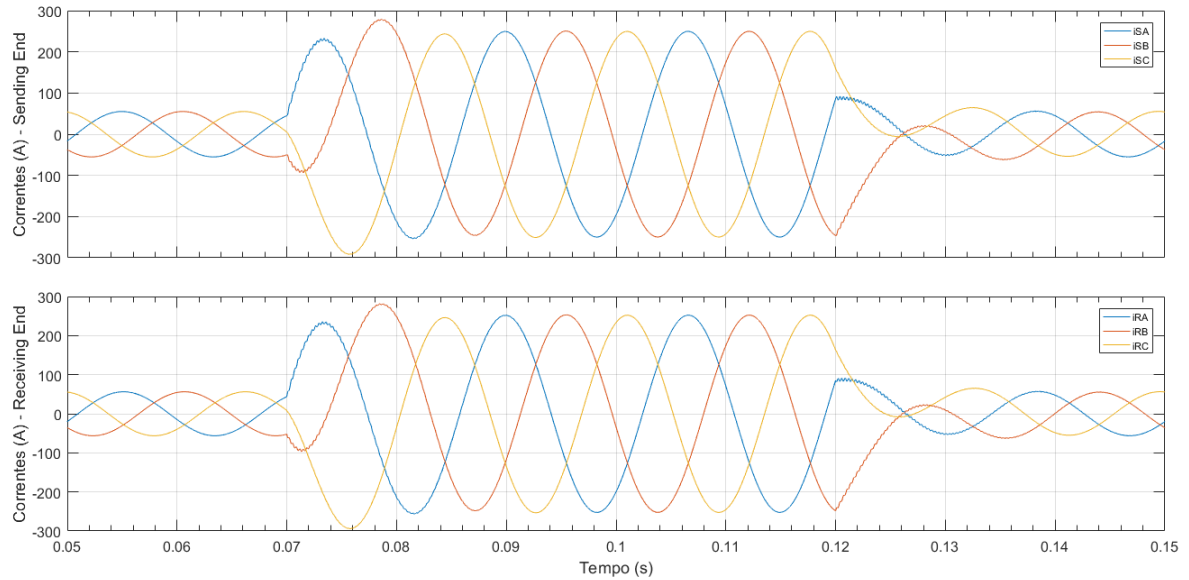
Fonte: O Autor.

Figura 26 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo T desacoplado para um cabo de 10 km de comprimento.



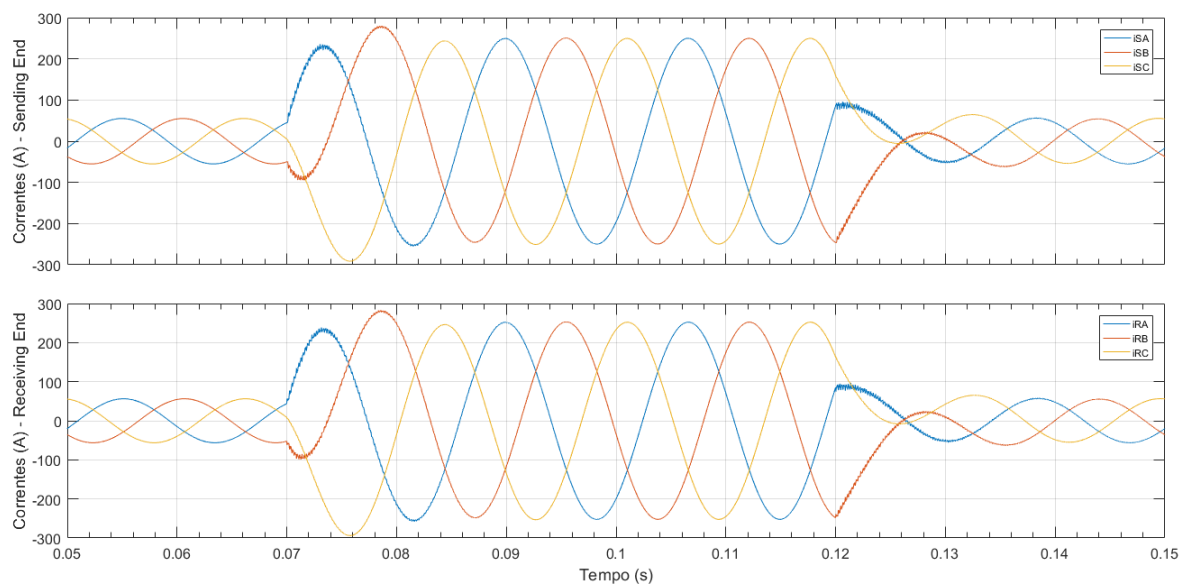
Fonte: O Autor.

Figura 27 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo T acoplado para um cabo de 10 km de comprimento.



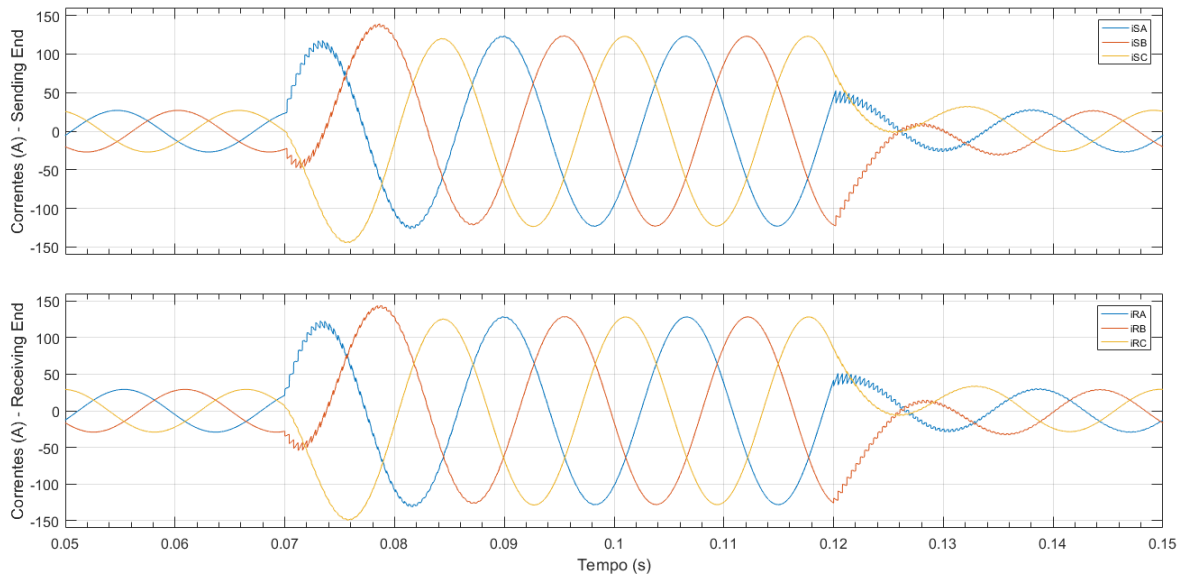
Fonte: O Autor.

Figura 28 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo 5T acoplado para um cabo de 10 km de comprimento.



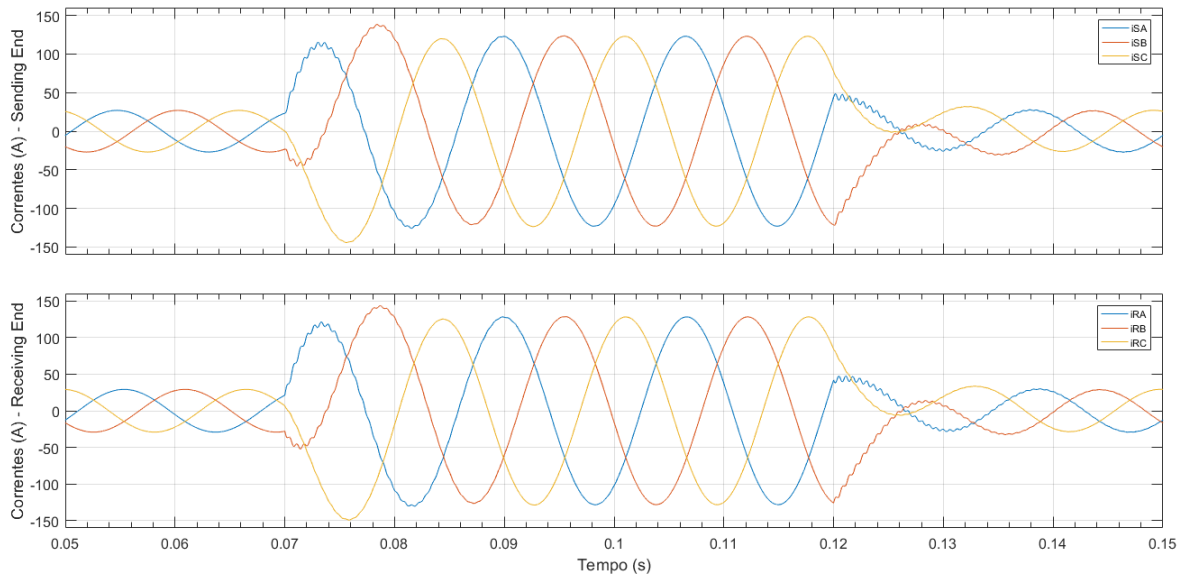
Fonte: O Autor.

Figura 29 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo de Bergeron para um cabo de 20 km de comprimento.



Fonte: O Autor.

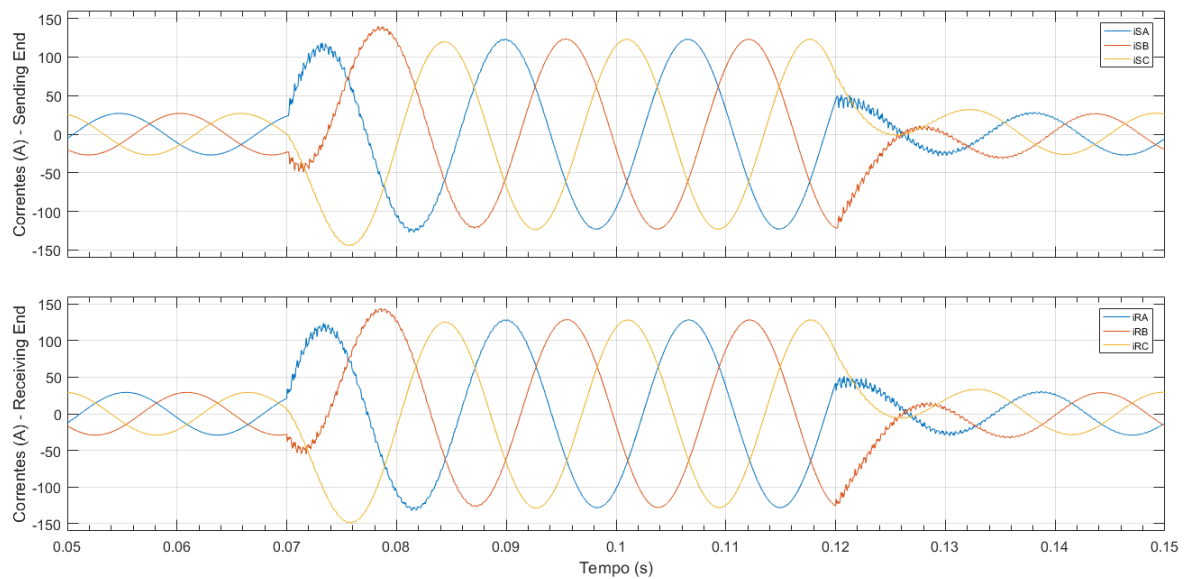
Figura 30 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo T acoplado para um cabo de 20 km de comprimento.



Fonte: O Autor.

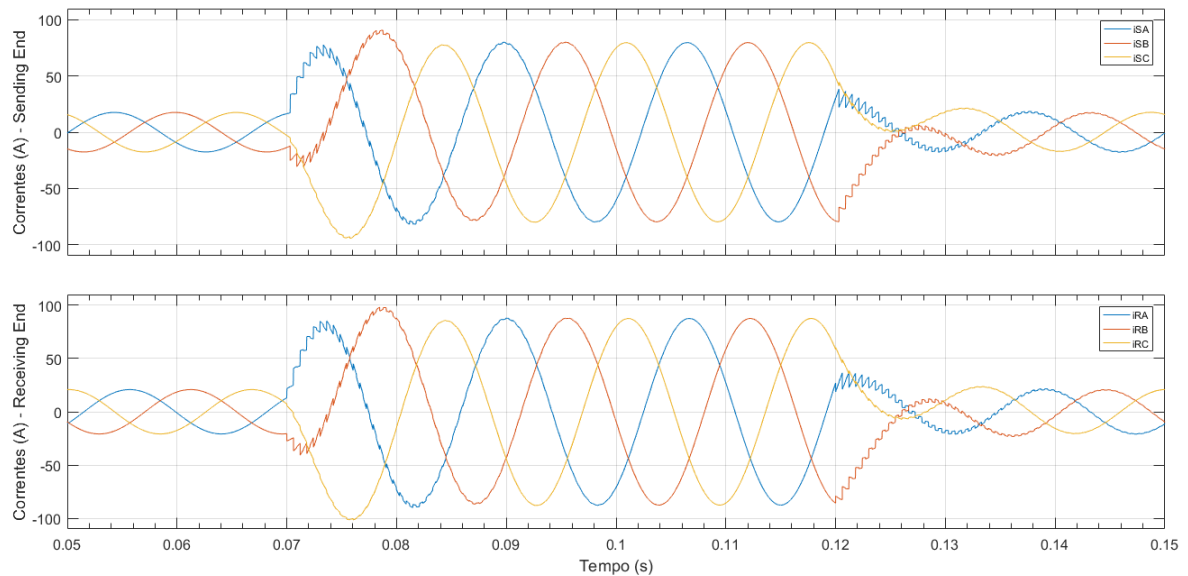
Os resultados estão mostrados para cabos de 20 km, 30 km, 40 km e 50 km de comprimento com o intuito de comparar as respostas usando o modelo de Bergeron com aquelas que são obtidas usando os modelos T Acoplado e 5T Acoplado para esses comprimentos. Nas Figuras 29, 30 e 31, estão mostradas as correntes de entrada e saída para um cabo com 20 km de comprimento.

Figura 31 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo 5T acoplado para um cabo de 20 km de comprimento.



Fonte: O Autor.

Figura 32 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo de Bergeron para um cabo de 30 km de comprimento.

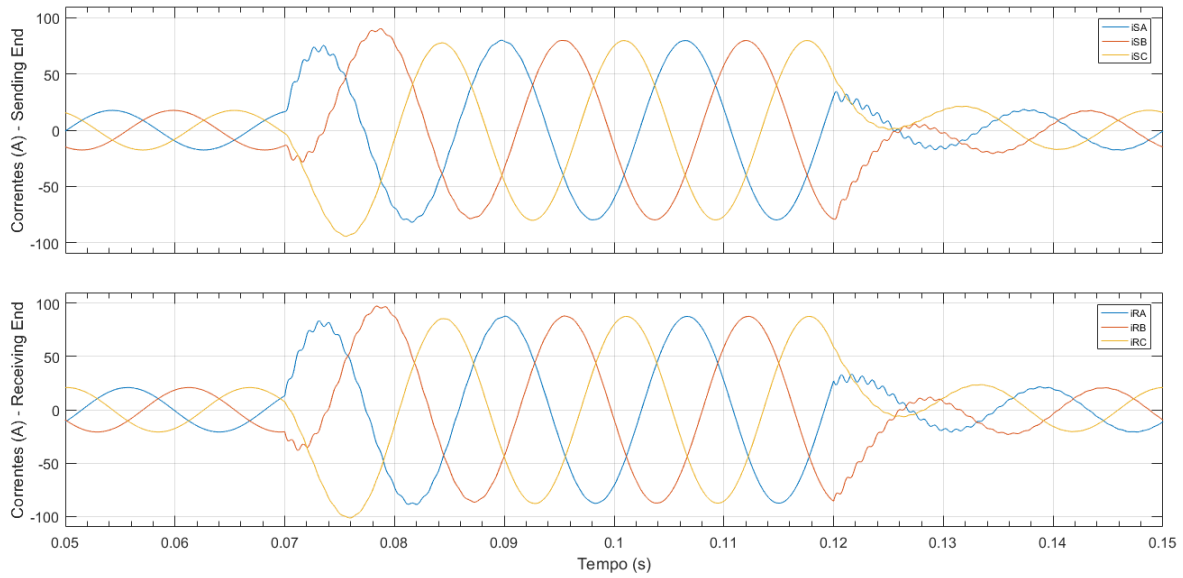


Fonte: O Autor.

Observando as Figuras 32, 33 e 34, é possível comparar as respostas para um cabo de 30 km de comprimento. Por outro lado, as Figuras 35, 36 e 37, mostram os resultados obtidos para um comprimento de 40 km.

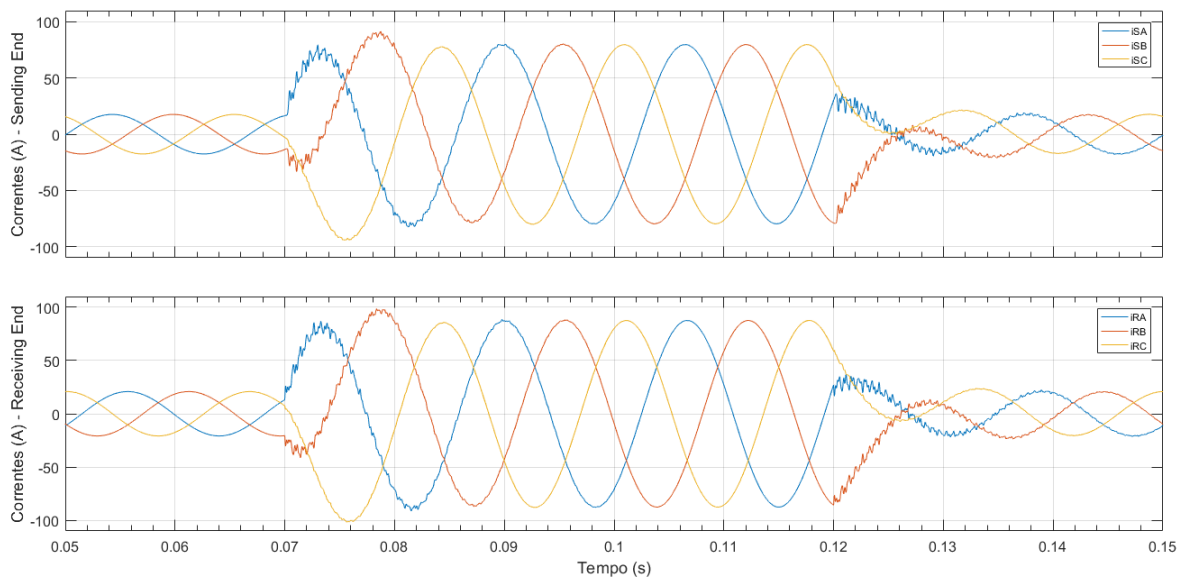
Finalmente, as Figuras 38, 39 e 40 ilustram o comportamento dos modelos para um cabo de 50 km.

Figura 33 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo T acoplado para um cabo de 30 km de comprimento.



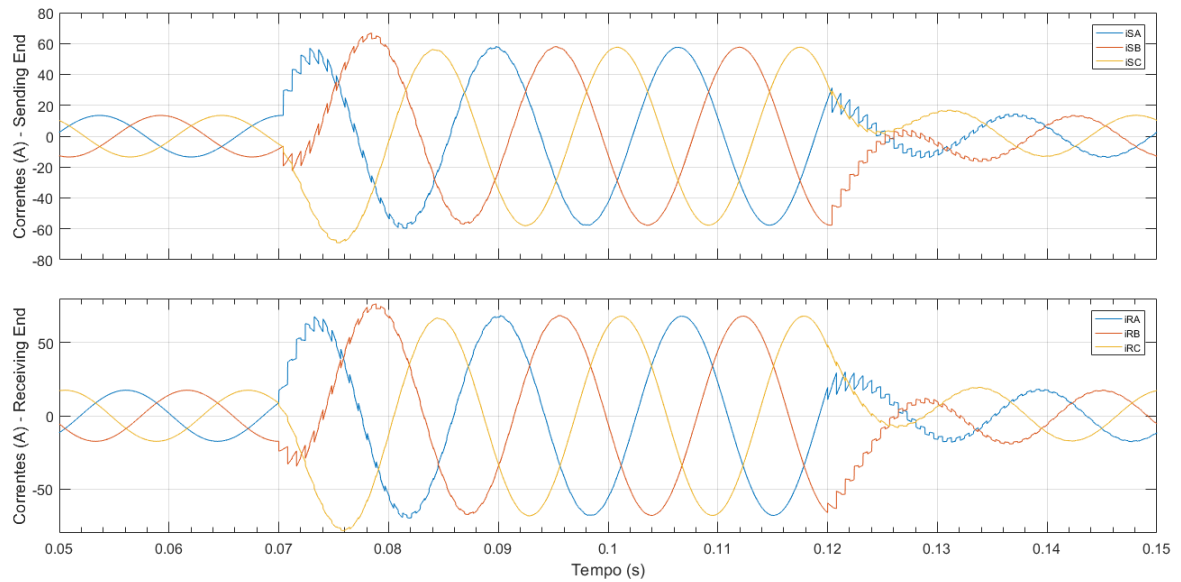
Fonte: O Autor.

Figura 34 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo 5T acoplado para um cabo de 30 km de comprimento.



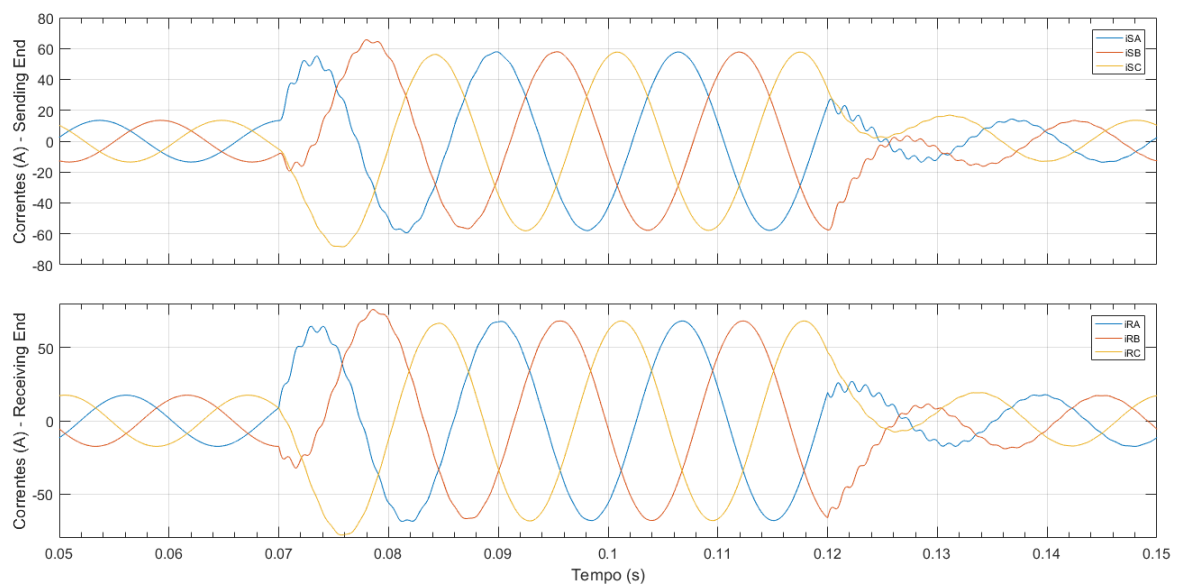
Fonte: O Autor.

Figura 35 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo de Bergeron para um cabo de 40 km de comprimento.



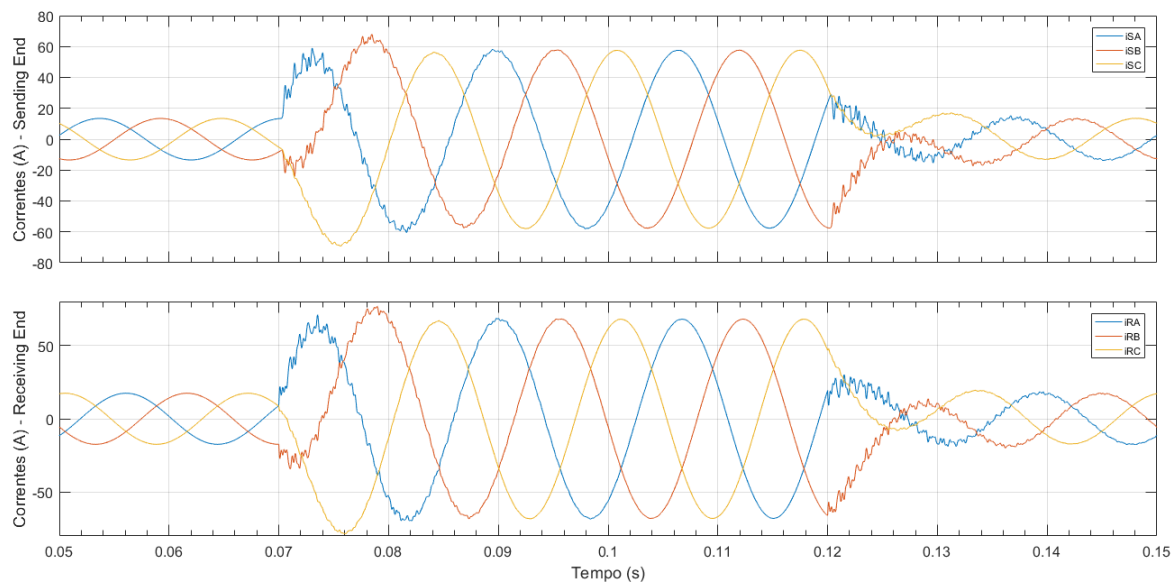
Fonte: O Autor.

Figura 36 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo T acoplado para um cabo de 40 km de comprimento.



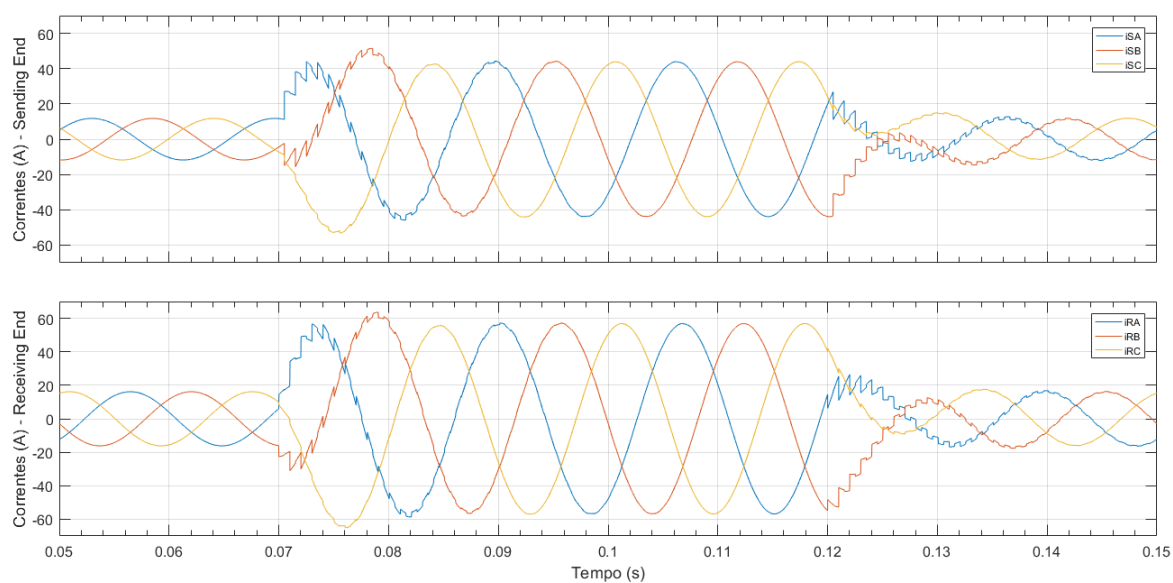
Fonte: O Autor.

Figura 37 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo 5T acoplado para um cabo de 40 km de comprimento.



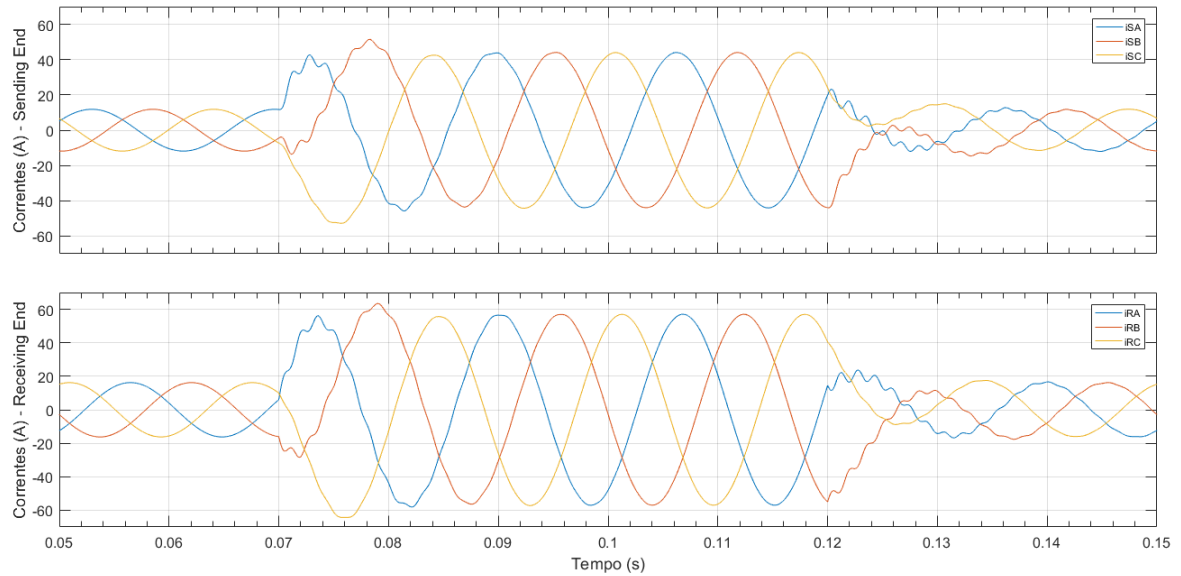
Fonte: O Autor.

Figura 38 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo de Bergeron para um cabo de 50 km de comprimento.



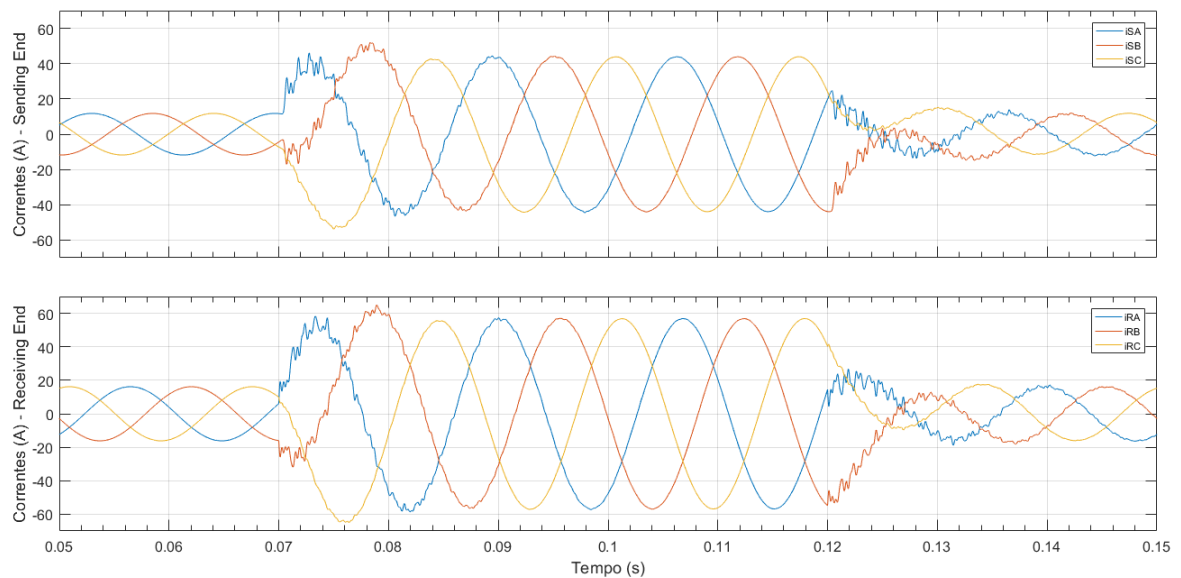
Fonte: O Autor.

Figura 39 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo T acoplado para um cabo de 50 km de comprimento.



Fonte: O Autor.

Figura 40 – Correntes de entrada (superior) e saída (inferior) utilizando o modelo 5T acoplado para um cabo de 50 km de comprimento.



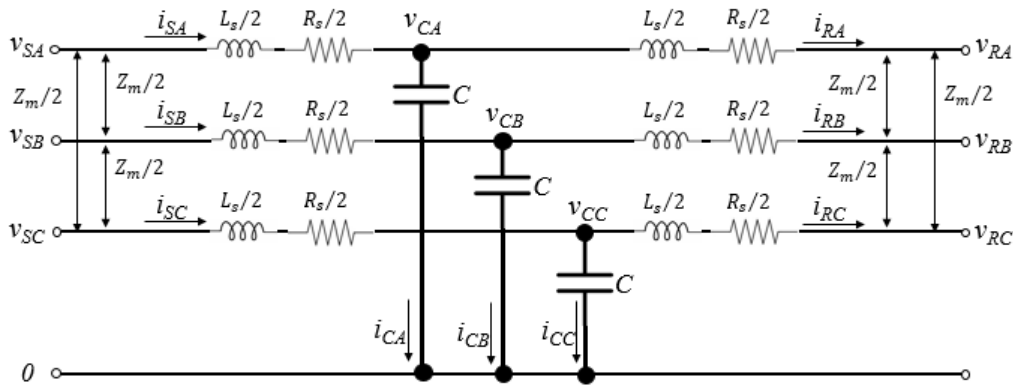
Fonte: O Autor.

Tabela 4 – Erro máximo em regime permanente na comparação dos modelos a parâmetros concentrados com o de Bergeron.

Modelo \ Comprimento	1T Desacoplado	1T Acoplado	5T Acoplado
10 km	40.787%	0.012%	0.003%
15 km	40.968%	0.027%	0.006%
20 km	41.225%	0.049%	0.012%
25 km	41.558%	0.077%	0.018%
30 km	41.972%	0.111%	0.026%
35 km	42.468%	0.154%	0.035%
40 km	43.050%	0.204%	0.047%
45 km	43.724%	0.262%	0.059%
50 km	44.492%	0.330%	0.074%

Fonte: O Autor.

Figura 41 – Modelo T Acoplado para representar cabos elétricos de potência submarinos.

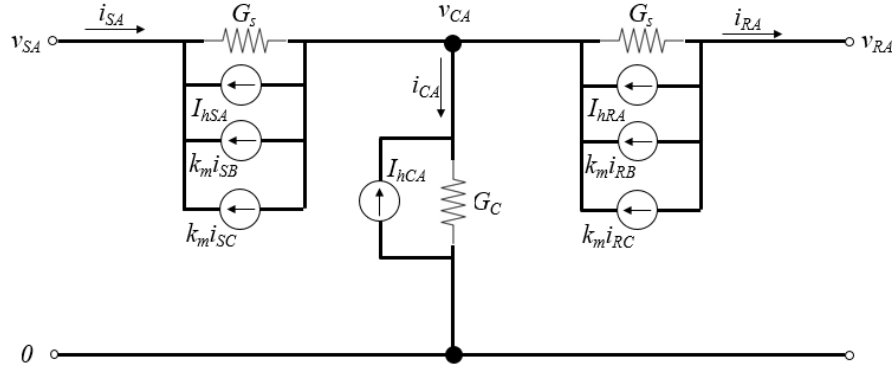


Fonte: O Autor.

Simulações também foram realizadas para outros comprimentos de cabo. Os erros máximos percentuais em regime permanente para os três modelos a parâmetros concentrados em comparação com o modelo de Bergeron estão resumidos na Tabela 4 para diversos comprimentos de cabo.

Com base nesses resultados, observa-se que o modelo 5T acoplado é o mais preciso para representar o cabo submarino, como esperado. Entretanto, o modelo T acoplado é mais simples do ponto de vista computacional e também consegue representar o cabo submarino satisfatoriamente para os comprimentos requeridos para esta aplicação. Além disso, quanto mais altas as componentes de frequência que se deseja reproduzir, maior a banda requerida do sistema de emulação e o esforço de controle. Assim, considera-se que, dentre os três modelos testados, o modelo T acoplado é o mais indicado para implementação no sistema de controle do emulador de cabos elétricos de potência submarinos. A Figura 41 ilustra o circuito que representa o modelo escolhido.

Figura 42 – Modelo T Acoplado Usando o Método de Integração Trapezoidal (Fase A).



Fonte: O Autor.

3.3 Derivação das Equações do Modelo T Acoplado

Para implementar o modelo T acoplado no sistema de controle do emulador, é necessário obter as equações que o descrevem no domínio do tempo discreto. Para isso, pode-se substituir os componentes do circuito que representa o modelo T Acoplado por componentes equivalentes aplicando o método de integração trapezoidal com passo de tempo Δt . O passo de tempo é escolhido a depender das componentes de frequência esperadas nos sinais. Quanto maiores as frequências, menor deve ser Δt .

As associações série de resistências e indutâncias assim como as capacitâncias do circuito são substituídas por uma condutância em paralelo com uma fonte de corrente. A Figura 42 mostra o circuito transformado. Apenas a fase A está mostrada por questões de clareza da imagem. Circuitos semelhantes podem ser obtidos para as fases B e C.

Os parâmetros G_s e G_c são condutâncias e k_m é o termo de acoplamento entre as fases. Eles dependem unicamente dos parâmetros elétricos do cabo e do passo de tempo escolhido Δt , como se pode observar na Equação 3.6.

$$G_s = \frac{1}{\frac{L_s}{\Delta t} + \frac{R_s}{2}} \quad (3.6a)$$

$$G_c = \frac{2C}{\Delta t} \quad (3.6b)$$

$$k_m = \frac{\frac{L_m}{\Delta t} + \frac{R_m}{2}}{\frac{L_s}{\Delta t} + \frac{R_s}{2}} \quad (3.6c)$$

As correntes I_{hSA} , I_{hSB} , I_{hSC} , I_{hRA} , I_{hRB} , I_{hRC} , I_{hCA} , I_{hCB} e I_{hCC} são termos históricos. Ou seja, dependem dos parâmetros elétricos do circuito e dos valores de tensão

e corrente calculados no passo imediatamente anterior $\tau = t - \Delta t$. As Equações 3.7, 3.8 e 3.9 mostram as expressões usadas para calcular esses termos. Os parâmetros k_{sh} e k_{mh} são também dependentes apenas dos parâmetros elétricos e do passo de tempo, como mostra a Equação 3.10.

$$I_{hSA}(t) = -k_{sh}i_{SA}(\tau) - k_{mh}i_{SB}(\tau) - k_{mh}i_{SC}(\tau) - G_s v_{SA}(\tau) + G_s v_{CA}(\tau) \quad (3.7a)$$

$$I_{hSB}(t) = -k_{sh}i_{SB}(\tau) - k_{mh}i_{SA}(\tau) - k_{mh}i_{SC}(\tau) - G_s v_{SB}(\tau) + G_s v_{CB}(\tau) \quad (3.7b)$$

$$I_{hSC}(t) = -k_{sh}i_{SC}(\tau) - k_{mh}i_{SA}(\tau) - k_{mh}i_{SB}(\tau) - G_s v_{SC}(\tau) + G_s v_{CC}(\tau) \quad (3.7c)$$

$$I_{hRA}(t) = -k_{sh}i_{RA}(\tau) - k_{mh}i_{RB}(\tau) - k_{mh}i_{RC}(\tau) + G_s v_{RA}(\tau) - G_s v_{CA}(\tau) \quad (3.8a)$$

$$I_{hRB}(t) = -k_{sh}i_{RB}(\tau) - k_{mh}i_{RA}(\tau) - k_{mh}i_{RC}(\tau) + G_s v_{RB}(\tau) - G_s v_{CB}(\tau) \quad (3.8b)$$

$$I_{hRC}(t) = -k_{sh}i_{RC}(\tau) - k_{mh}i_{RA}(\tau) - k_{mh}i_{RB}(\tau) + G_s v_{RC}(\tau) - G_s v_{CC}(\tau) \quad (3.8c)$$

$$I_{hCA}(t) = G_c v_{CA}(\tau) + i_{CA}(\tau) \quad (3.9a)$$

$$I_{hCB}(t) = G_c v_{CB}(\tau) + i_{CB}(\tau) \quad (3.9b)$$

$$I_{hCC}(t) = G_c v_{CC}(\tau) + i_{CC}(\tau) \quad (3.9c)$$

$$k_{sh} = \frac{\frac{L_s}{\Delta t} - \frac{R_s}{2}}{\frac{L_s}{\Delta t} + \frac{R_s}{2}} \quad (3.10a)$$

$$k_{mh} = \frac{\frac{L_m}{\Delta t} - \frac{R_m}{2}}{\frac{L_s}{\Delta t} + \frac{R_s}{2}} \quad (3.10b)$$

Tendo ainda como referência a Figura 42, pode-se realizar a análise nodal do circuito, derivando as expressões que relacionam as tensões e correntes na forma $[Y_b][V] = [I]$. Neste caso, o vetor de tensões nodais $[V]$ é dado pela Equação 3.11 e o vetor de correntes $[I]$ pela Equação 3.12. A matriz de admitâncias nodais $[Y_b]$ tem dimensão 9x9 (três nós por

fase) e é dada por 3.13.

$$[V] = \begin{bmatrix} v_{CA} \\ v_{CB} \\ v_{CC} \\ v_{SA} \\ v_{SB} \\ v_{SC} \\ v_{RA} \\ v_{RB} \\ v_{RC} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$[I] = \begin{bmatrix} -k_m i_{SB} - k_m i_{SC} + k_m i_{RB} + k_m i_{RC} - I_{hSA} + I_{hCA} + I_{hRA} \\ -k_m i_{SA} - k_m i_{SC} + k_m i_{RA} + k_m i_{RC} - I_{hSB} + I_{hCB} + I_{hRB} \\ -k_m i_{SA} - k_m i_{SB} + k_m i_{RA} + k_m i_{RB} - I_{hSC} + I_{hCC} + I_{hRC} \\ i_{SA} + k_m i_{SB} + k_m i_{SC} + I_{hSA} \\ i_{SB} + k_m i_{SA} + k_m i_{SC} + I_{hSB} \\ i_{SC} + k_m i_{SA} + k_m i_{SB} + I_{hSC} \\ -i_{RA} - k_m i_{RB} - k_m i_{RC} - I_{hRA} \\ -i_{RB} - k_m i_{RA} - k_m i_{RC} - I_{hRB} \\ -i_{RC} - k_m i_{RA} - k_m i_{RB} - I_{hRC} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$$[Y_b] = \begin{bmatrix} 2G_s + G_c & 0 & 0 & -G_s & 0 & 0 & -G_s & 0 & 0 \\ 0 & 2G_s + G_c & 0 & 0 & -G_s & 0 & 0 & -G_s & 0 \\ 0 & 0 & 2G_s + G_c & 0 & 0 & -G_s & 0 & 0 & -G_s \\ -G_s & 0 & 0 & G_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -G_s & 0 & 0 & G_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -G_s & 0 & 0 & G_s & 0 & 0 & 0 \\ -G_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & G_s & 0 & 0 \\ 0 & -G_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & G_s & 0 \\ 0 & 0 & -G_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & G_s \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

A equação nodal pode ser modificada colocando todas as variáveis a serem calculadas em um único vetor $[X]$ dado pela Equação 3.14. Assim, tem-se uma nova equação na forma $[A][X] = [B]$, em que as matrizes $[A]$ e $[B]$ são dadas respectivamente pelas Equações 3.15

e 3.16.

$$[X] = \begin{bmatrix} v_{CA} \\ v_{CB} \\ v_{CC} \\ i_{SA} \\ i_{SB} \\ i_{SC} \\ i_{RA} \\ i_{RB} \\ i_{RC} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} 2G_s + G_c & 0 & 0 & 0 & k_m & k_m & 0 & -k_m & -k_m \\ 0 & 2G_s + G_c & 0 & k_m & 0 & k_m & -k_m & 0 & -k_m \\ 0 & 0 & 2G_s + G_c & k_m & k_m & 0 & -k_m & -k_m & 0 \\ -G_s & 0 & 0 & -1 & -k_m & -k_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -G_s & 0 & -k_m & -1 & -k_m & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -G_s & -k_m & -k_m & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -G_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & k_m & k_m \\ 0 & -G_s & 0 & 0 & 0 & 0 & k_m & 1 & k_m \\ 0 & 0 & -G_s & 0 & 0 & 0 & k_m & k_m & 1 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} -I_{hSA} + I_{hCA} + I_{hRA} + G_s v_{SA} + G_s v_{RA} \\ -I_{hSB} + I_{hCB} + I_{hRB} + G_s v_{SB} + G_s v_{RB} \\ -I_{hSC} + I_{hCC} + I_{hRC} + G_s v_{SC} + G_s v_{RC} \\ I_{hSA} - G_s v_{SA} \\ I_{hSB} - G_s v_{SB} \\ I_{hSC} - G_s v_{SC} \\ -I_{hRA} - G_s v_{RA} \\ -I_{hRB} - G_s v_{RB} \\ -I_{hRC} - G_s v_{RC} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Portanto, a cada passo de tempo Δt , o vetor $[X]$ é calculado. Dele, são extraídas as correntes $[i_S]$ e $[i_R]$, que serão os sinais de referência a serem seguidos pelo sistema de controle do emulador. No Apêndice B, o código desenvolvido para este trabalho para implementação no *software* MATLAB/Simulink[®] está transcrito.

3.4 Escolha do Passo de Tempo

Em qualquer aplicação de emulação, o seguimento de referência pelo sistema de controle do conversor de potência é fundamental. No caso do emulador deste trabalho, os sinais de referência para o sistema de controle são as correntes calculadas em tempo real através das equações do modelo T acoplado.

Um ponto de extrema importância na computação desses sinais de referência é a escolha do passo de tempo de integração Δt . Caso o passo de tempo utilizado seja muito pequeno, o esforço computacional pode se tornar muito alto. Por outro lado, se o passo de tempo for grande, visando diminuir o esforço computacional, componentes de frequência presentes no sinal a ser calculado podem ser filtradas e o método perde precisão. Assim, é necessária uma análise prévia dos sinais a serem calculados para que se possa escolher um passo de tempo adequado para o cálculo das correntes pelo modelo de cabo.

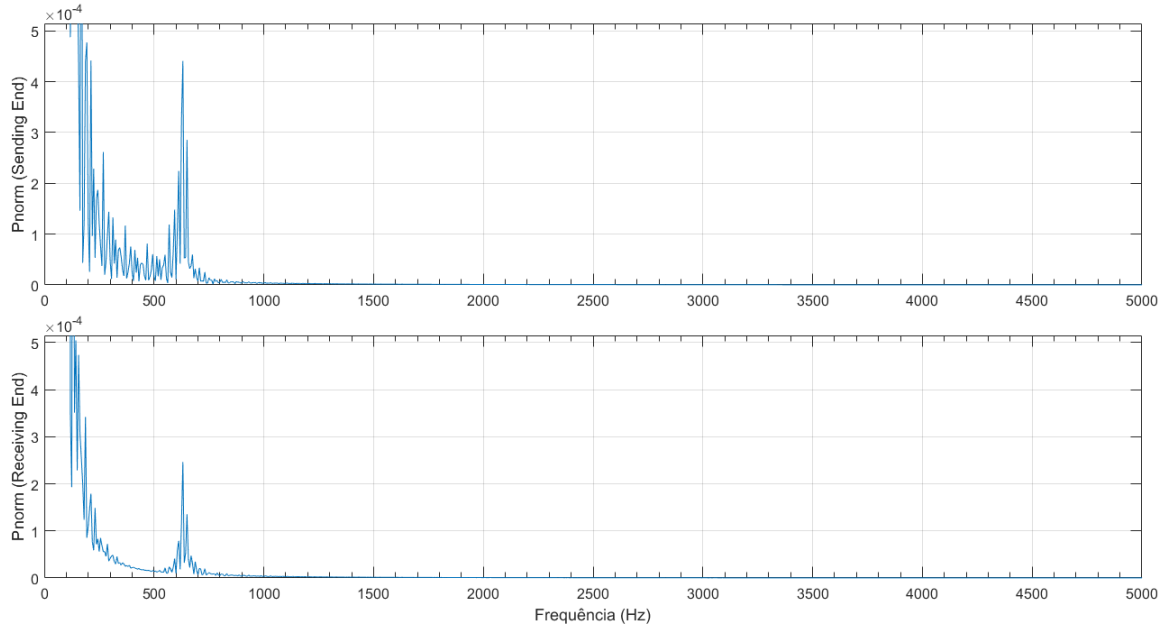
Assim, com o objetivo de verificar a largura de banda dos sinais de referência e definir um passo de tempo adequado para seu cálculo, é realizada uma análise espectral dos sinais calculados pelo modelo T acoplado dos cabos considerados neste trabalho para diferentes comprimentos. As análises foram realizadas com um passo de tempo pequeno de $\Delta t = 1 \mu s$ para uma maior precisão.

Os resultados mostrados na Figura 43 foram obtidos calculando a densidade espectral de potência normalizada dos sinais de referência obtidos para um cabo com condutores centrais de 240 mm^2 de área de seção e 50 km de comprimento. Como se pode perceber, a potência do sinal é mais significativa em componentes de frequência da ordem de até 600 Hz. À medida que o comprimento do cabo diminui, como pode ser observado na Figura 44, a frequência na qual há componentes mais significativas aumenta e a potência do sinal diminui. No caso mais crítico considerado neste trabalho, a representação de um cabo de 10 km exige que sinais com componentes de frequência da ordem de 3 kHz sejam reproduzidas. A Figura 45 ilustra o resultado da análise espectral para este caso.

Para cabos submarinos com condutores centrais de 120 mm^2 , as simulações também apontam para uma frequência máxima próxima a 3 kHz para um comprimento de 10 km. A Figura 46 mostra o resultado da análise para este caso.

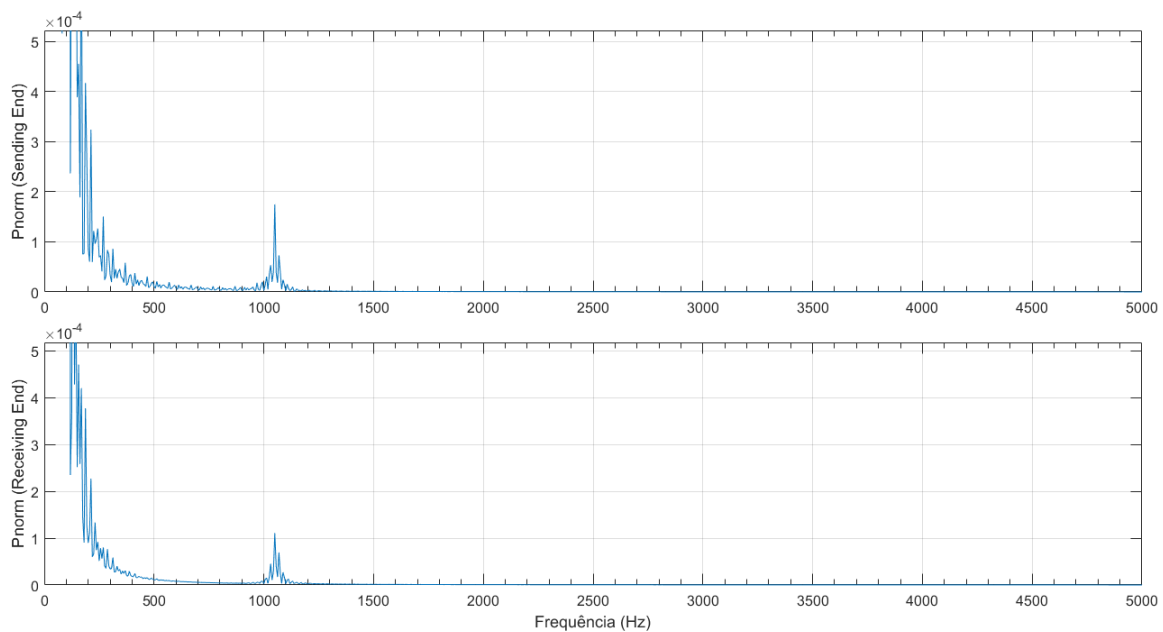
Com base nessas análises e na observação de que a frequência máxima encontrada nas respostas é da ordem de 3 kHz, pode-se concluir que para o cálculo das correntes de referência contemplar as frequências presentes nas situações transitórias, o passo de tempo deve ser suficientemente menor que o inverso desta frequência ($333 \mu s$). Portanto, para garantir que frequências desta ordem estejam presentes nos sinais de referência do sistema de controle do emulador, neste trabalho, o passo de tempo é escolhido em $\Delta t = 30 \mu s$. A Figura 47 mostra as correntes calculadas pelo modelo T acoplado para um cabo de 240 mm^2 e 10 km de comprimento com o passo de tempo escolhido. Somente no detalhe mostrado no gráfico inferior, é possível observar o efeito do passo de tempo Δt na forma

Figura 43 – Potência normalizada do sinal de referência calculado pelo modelo T acoplado para um cabo de 240 mm^2 e 50 km de comprimento.



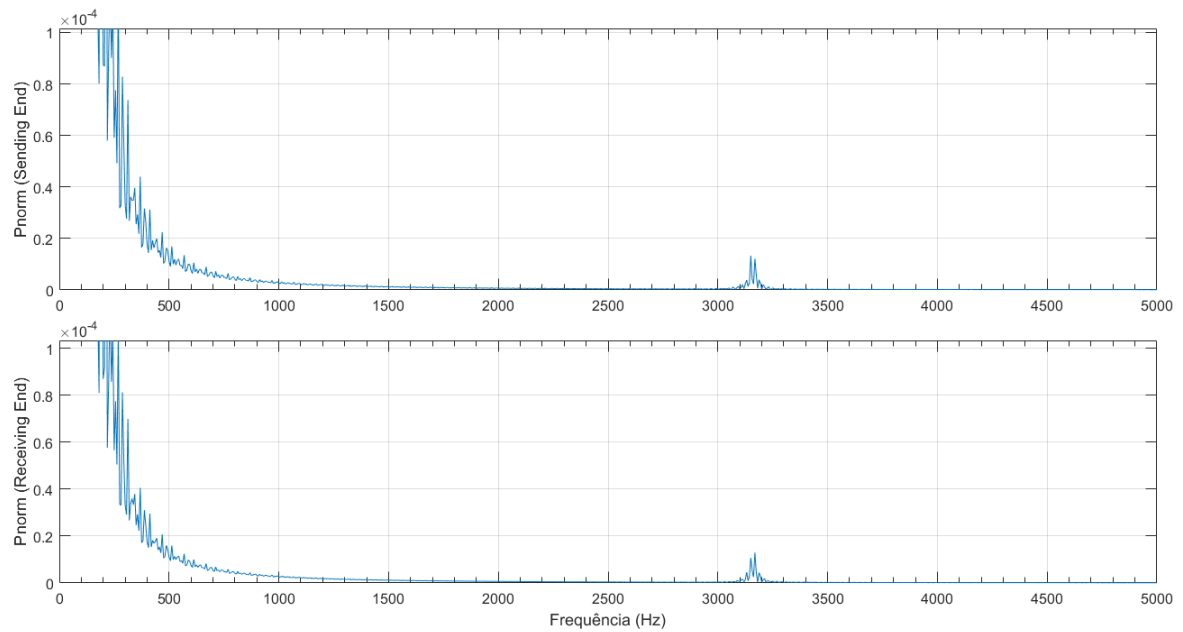
Fonte: O Autor.

Figura 44 – Potência normalizada do sinal de referência calculado pelo modelo T acoplado para um cabo de 240 mm^2 e 30 km de comprimento.



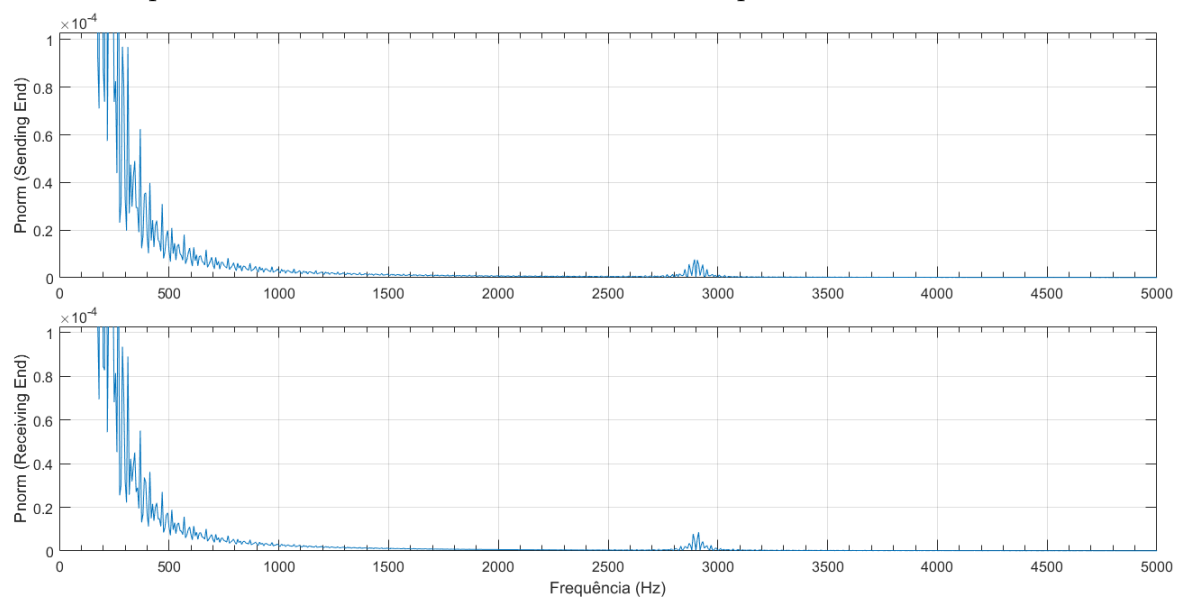
Fonte: O Autor.

Figura 45 – Potência normalizada do sinal de referência calculado pelo modelo T acoplado para um cabo de 240 mm^2 e 10 km de comprimento.



Fonte: O Autor.

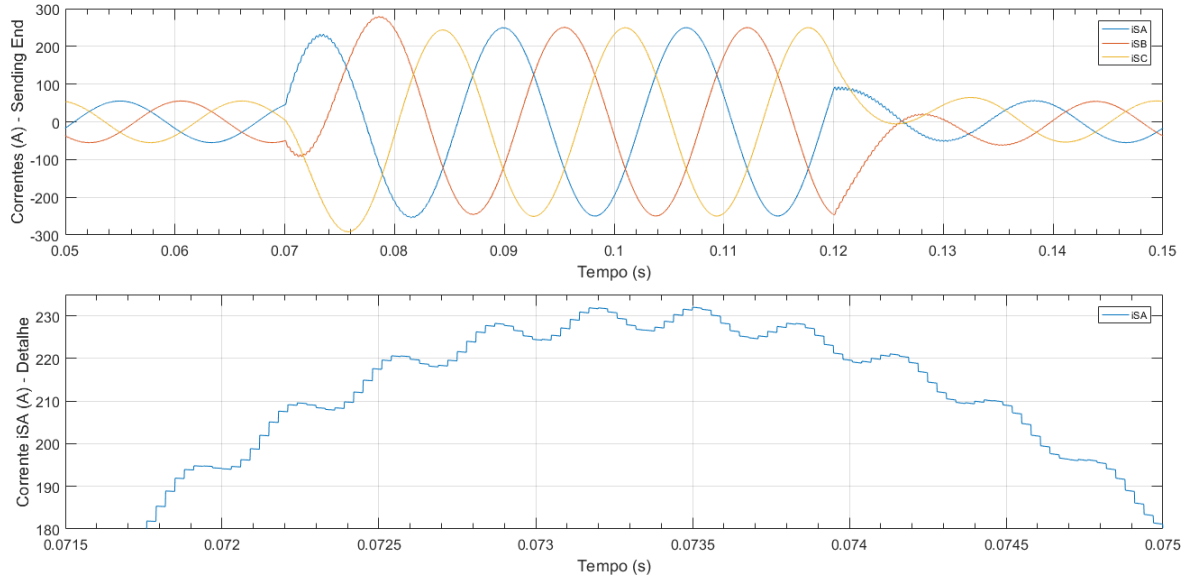
Figura 46 – Potência normalizada do sinal de referência calculado pelo modelo T acoplado para um cabo de 120 mm^2 e 10 km de comprimento.



Fonte: O Autor.

de onda resultante.

Figura 47 – Correntes de referência (*sending end*) calculadas pelo modelo T acoplado para um cabo de 240 mm² e 10 km de comprimento e $\Delta t = 30 \mu s$.



Fonte: O Autor.

Os resultados das análises espectrais dos sinais de referência permitiram definir um passo de tempo de maneira que o compromisso esperado entre custo computacional e precisão dos resultados de simulação seja obtido.

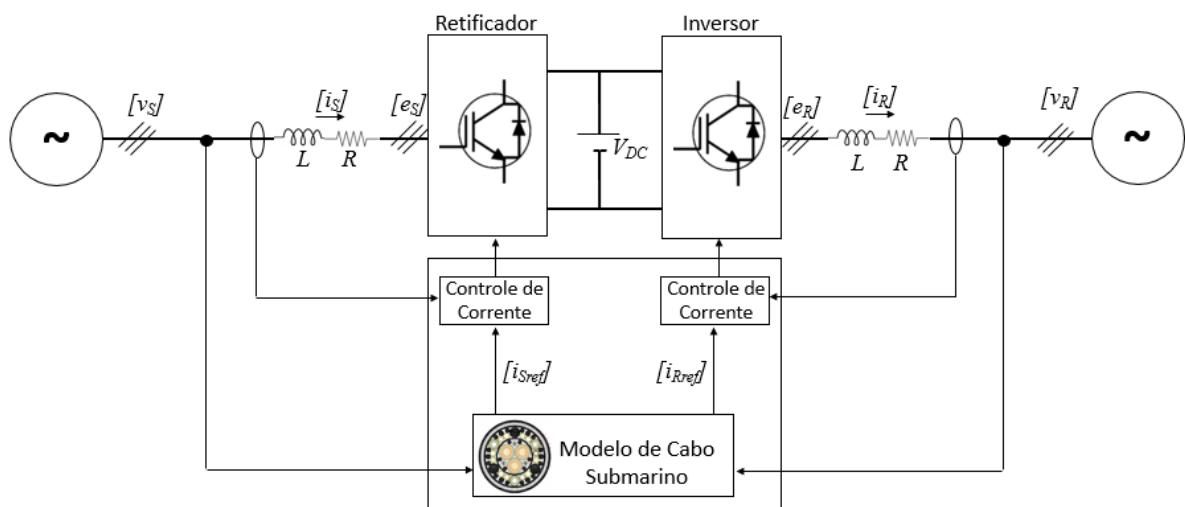
4 Emulador de Cabos Elétricos de Potência Submarinos em Condições Balanceadas

Neste capítulo, são realizados a modelagem e o projeto do sistema de controle do conversor trifásico com o intuito de aplicá-lo como emulador de cabos elétricos de potência submarinos. O modelo do conversor no SRF é desenvolvido, sua estratégia de controle escolhida e os controladores sintonizados com base em especificações definidas para o problema. No caso do emulador deste trabalho, os sinais de referência são as correntes calculadas em tempo real através do modelo T acoplado. Finalmente, são apresentados resultados de simulação da operação do emulador em diversos casos de interesse, considerando condições balanceadas.

4.1 Modelagem do Conversor

A Figura 48 é tomada como ponto de partida para a derivação do modelo do sistema e para o projeto do seu sistema de controle. Como a imagem sugere, assume-se que a tensão no *link* CC entre os estágios retificador e inversor é constante. Na realidade ela deve ser mantida constante através de uma fonte externa, como uma fonte de tensão ou um retificador dedicado.

Figura 48 – Emulador de cabos submarinos com VSC e controle de corrente.



Fonte: O Autor.

As tensões de fase $[v_S]$ e $[v_R]$ são aquelas às quais o conversor está submetido nos seus terminais, *sending end* e *receiving end*, respectivamente. As correntes de linha $[i_S]$ e

$[i_R]$ são as variáveis a serem controladas. Elas devem seguir as referências $[i_{Sref}]$ e $[i_{Rref}]$ calculadas a partir do modelo T acoplado incorporado ao sistema de controle do conversor. Finalmente, as tensões $[e_S]$ e $[e_R]$ são as sintetizadas através da técnica SPWM. Ou seja, correspondem às variáveis manipuladas pelo sistema de controle e, neste momento, são assumidas senoidais.

Analisando o circuito por inspeção, chega-se às expressões que governam o comportamento do conversor, dadas pela Equação 4.1.

$$\begin{cases} [v_S] = [e_S] + R[i_S] + L\frac{d}{dt}[i_S] \\ [v_R] = [e_R] - R[i_R] - L\frac{d}{dt}[i_R] \end{cases} \quad (4.1)$$

Apesar de ser possível projetar um sistema de controle para este modelo, é conveniente utilizar uma transformação de eixos de referência. Substituindo na Equação 4.1 as tensões e correntes no sistema de referência ABC pelas respectivas componentes no SRF multiplicadas pela inversa da matriz de transformação, são obtidos os modelos do retificador e do inversor no SRF. Para realizar esta transformação, o ângulo $\theta = \omega t$ é rastreado através de PLLs. Os cálculos levam ao modelo da Equação 4.2, em que a componente de sequência zero está sendo desprezada porque são assumidas condições balanceadas nesta primeira abordagem.

$$\begin{cases} L\frac{d}{dt}i_{Sd} = -Ri_{Sd} + \omega Li_{Sq} + v_{Sd} - e_{Sd} \\ L\frac{d}{dt}i_{Sq} = -\omega Li_{Sd} - Ri_{Sq} + v_{Sq} - e_{Sq} \end{cases} \quad (4.2a)$$

$$\begin{cases} L\frac{d}{dt}i_{Rd} = -Ri_{Rd} + \omega Li_{Rq} - v_{Rd} + e_{Rd} \\ L\frac{d}{dt}i_{Rq} = -\omega Li_{Rd} - Ri_{Rq} - v_{Rq} + e_{Rq} \end{cases} \quad (4.2b)$$

O modelo obtido para o conversor no SRF é usado no projeto do sistema de controle do emulador.

4.2 Projeto do Sistema de Controle

4.2.1 Definição da Estratégia de Controle

O modelo do conversor no SRF pode ser simplificado assumindo que os sinais de controle já compensam parcelas previamente conhecidas ou medidas. Ou seja, é usada a

técnica *feedforward*. Mais especificamente, considera-se que as tensões sintetizadas pelo conversor são dadas como na Equação 4.3, de maneira que as equações que modelam o conversor podem ser reescritas, como na Equação 4.4.

Portanto, pode-se pensar no modelo resultante como sendo quatro sistemas desacoplados de primeira ordem, com funções de transferência dadas pela equação 4.5 e para os quais podem ser projetados controladores de corrente independentes. A estratégia de controle adotada, associando a técnica *feedforward* ao uso de controladores de corrente no SRF, é mostrada na Figura 49 para o estágio retificador (*sending end*) e na Figura 50 para o inversor (*receiving end*). Os ângulos θ_S e θ_R são rastreados através de PLLs.

$$\begin{cases} e_{Sd} = e'_{Sd} + v_{Sd} + \omega L i_{Sq} \\ e_{Sq} = e'_{Sq} + v_{Sq} - \omega L i_{Sd} \end{cases} \quad (4.3a)$$

$$\begin{cases} e_{Rd} = e'_{Rd} + v_{Rd} - \omega L i_{Rq} \\ e_{Rq} = e'_{Rq} + v_{Rq} + \omega L i_{Rd} \end{cases} \quad (4.3b)$$

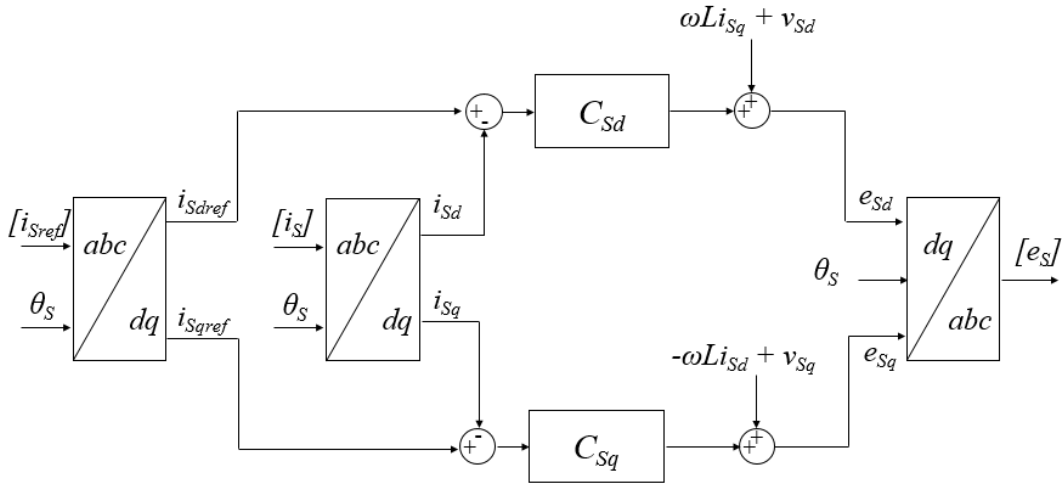
$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{Sd} = -\frac{R}{L} i_{Sd} - \frac{1}{L} e'_{Sd} \\ \frac{d}{dt} i_{Sq} = -\frac{R}{L} i_{Sq} - \frac{1}{L} e'_{Sq} \end{cases} \quad (4.4a)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{Rd} = -\frac{R}{L} i_{Rd} + \frac{1}{L} e'_{Rd} \\ \frac{d}{dt} i_{Rq} = -\frac{R}{L} i_{Rq} + \frac{1}{L} e'_{Rq} \end{cases} \quad (4.4b)$$

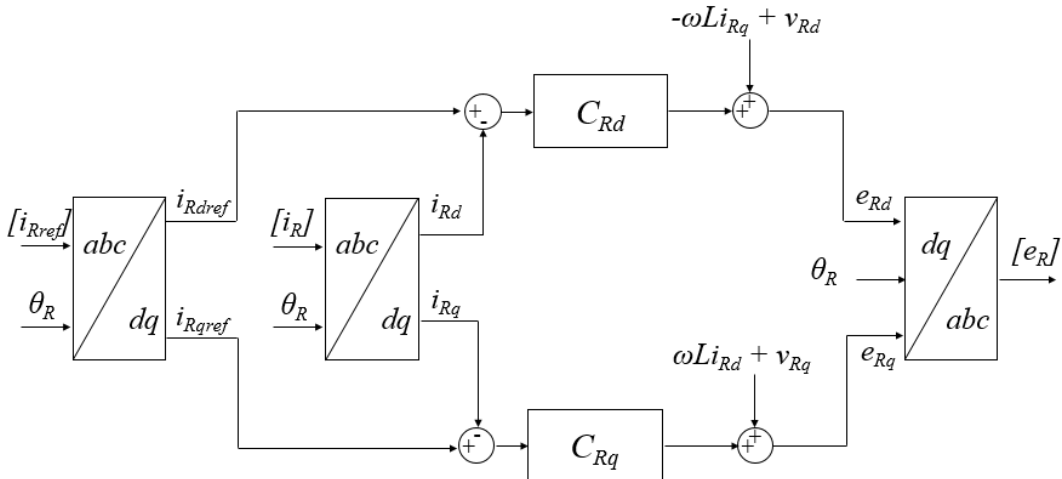
$$\begin{cases} G_{Sd}(s) = \frac{I_{Sd}(s)}{E'_{Sd}(s)} = \frac{-1/L}{s + R/L} \\ G_{Sq}(s) = \frac{I_{Sq}(s)}{E'_{Sq}(s)} = \frac{-1/L}{s + R/L} \end{cases} \quad (4.5a)$$

$$\begin{cases} G_{Rd}(s) = \frac{I_{Rd}(s)}{E'_{Rd}(s)} = \frac{1/L}{s + R/L} \\ G_{Rq}(s) = \frac{I_{Rq}(s)}{E'_{Rq}(s)} = \frac{1/L}{s + R/L} \end{cases} \quad (4.5b)$$

Em regime permanente, os sinais de referência no SRF são constantes quando apenas sinais trifásicos de sequência positiva são considerados. Assim, controladores de

Figura 49 – Esquema de controle de corrente para o lado retificador (*sending end*).

Fonte: O Autor.

Figura 50 – Esquema de controle de corrente para o lado inversor (*receiving end*).

Fonte: O Autor.

corrente PI, com função de transferência da forma mostrada na Equação 4.6, podem ser usados para obter erro estacionário nulo.

$$C(s) = k_P + \frac{k_I}{s} \quad (4.6)$$

Considerando ganhos k_{PS} e k_{IS} para os controladores do retificador e k_{PR} e k_{IR} para o inversor, chega-se às funções de transferência de malha fechada da referência para

a saída. Elas estão dadas na Equação 4.7.

$$\begin{cases} T_{Sd}(s) = \frac{I_{Sd}}{I_{Sdref}} = \frac{G_{Sd}(s)C_{Sd}(s)}{1 + G_{Sd}(s)C_{Sd}(s)} = \frac{-\frac{k_{PS}}{L}s - \frac{k_{IS}}{L}}{s^2 + \frac{-k_{PS} + R}{L}s - \frac{k_{IS}}{L}} \\ T_{Sq}(s) = \frac{I_{Sq}}{I_{Sqref}} = \frac{G_{Sq}(s)C_{Sq}(s)}{1 + G_{Sq}(s)C_{Sq}(s)} = \frac{-\frac{k_{PS}}{L}s - \frac{k_{IS}}{L}}{s^2 + \frac{-k_{PS} + R}{L}s - \frac{k_{IS}}{L}} \end{cases} \quad (4.7a)$$

$$\begin{cases} T_{Rd}(s) = \frac{I_{Rd}}{I_{Rdref}} = \frac{G_{Rd}(s)C_{Rd}(s)}{1 + G_{Rd}(s)C_{Rd}(s)} = \frac{\frac{k_{PR}}{L}s + \frac{k_{IR}}{L}}{s^2 + \frac{k_{PR} + R}{L}s + \frac{k_{IR}}{L}} \\ T_{Rq}(s) = \frac{I_{Rq}}{I_{Rqref}} = \frac{G_{Rq}(s)C_{Rq}(s)}{1 + G_{Rq}(s)C_{Rq}(s)} = \frac{\frac{k_{PR}}{L}s + \frac{k_{IR}}{L}}{s^2 + \frac{k_{PR} + R}{L}s + \frac{k_{IR}}{L}} \end{cases} \quad (4.7b)$$

Escolhendo $k_{PR} = -k_{PS} = k_P$ e $k_{IR} = -k_{IS} = k_I$, as funções de transferência da referência para a saída são idênticas à mostrada na Equação 4.8. Assim, os polos de malha fechada podem ser escolhidos conforme desejado, visto que k_P e k_I são parâmetros de sintonia livremente ajustáveis. Nota-se que, independentemente dos valores escolhidos para os ganhos, desde que positivos, o sistema é estável.

$$T_{ref}(s) = \frac{\frac{k_P}{L}(s + \frac{k_I}{k_P})}{s^2 + \frac{k_P + R}{L}s + \frac{k_I}{L}} \quad (4.8)$$

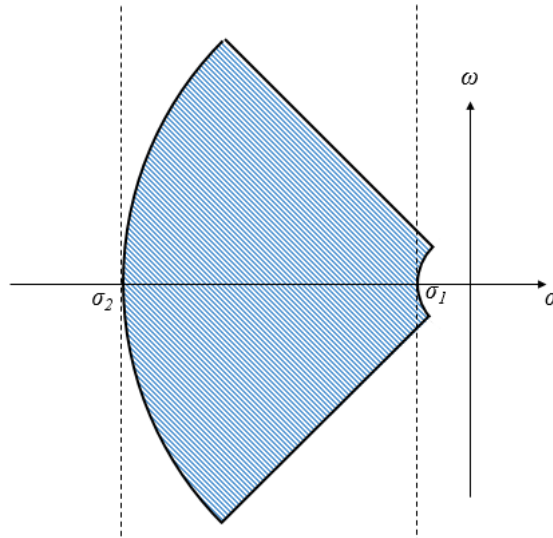
4.2.2 Especificações de Projeto

Apesar de ser possível sintonizar os controladores livremente para se ter um sistema estável e com erro nulo em regime permanente, o conversor deve ser capaz de emular o comportamento dinâmico do cabo também em situações transitórias. Nestas situações, componentes de frequência mais alta estão presentes nos sinais de referência. Assim, a largura de banda do sistema em malha fechada deve ser adequada para rastrear estas componentes. Por outro lado, estes mesmos sinais de referência também possuem componentes correspondentes ao passo de tempo de computação das variáveis Δt . Estas são indesejadas e devem ser atenuadas pelo sistema de controle. Portanto, no processo de sintonia dos controladores, deve haver um compromisso entre reprodução das componentes presentes no sinal de referência e atenuação da frequência correspondente ao passo de tempo. Além do exposto, na prática, sistemas de controle estão sujeitos a ruídos de medição e erros de modelagem. Assim, a largura de banda de malha fechada deve ser projetada tendo em vista os desafios e compromissos típicos de sistemas de controle reais.

Como foi mostrado na Seção 3.4, os sinais de referência calculados pelo modelo T acoplado podem apresentar componentes de frequência da ordem de 3 kHz nas situações transitórias. Por outro lado, o passo de tempo $\Delta t = 30 \mu s$ escolhido no capítulo 3 introduz nos sinais de referência componentes de frequência da ordem de 33 kHz. Assim, para emular o comportamento dos cabos em situações transitórias, o sistema em malha fechada deve ser capaz de seguir componentes de frequências da ordem de 3 kHz e atenuar componentes na faixa de 33 kHz.

Portanto, o controlador deve ser sintonizado de forma que os polos dominantes em malha fechada estejam situados mais à esquerda que a reta $\sigma_1 = -2\pi * 3000$ e mais à direita que a reta $\sigma_2 = -2\pi * 33000$. Nesta aplicação de seguimento de referência em que os polos dominantes são complexo conjugados, também é importante que o fator de amortecimento seja suficiente para limitar o *overshoot*. Neste trabalho, especifica-se $0.7 \leq \xi \leq 1$ para que o *overshoot* não ultrapasse 5%. A Figura 51 ilustra a região desejada no plano-s para a localização dos polos dominantes do sistema em malha fechada.

Figura 51 – Localização dos polos desejados para o sistema em malha fechada.



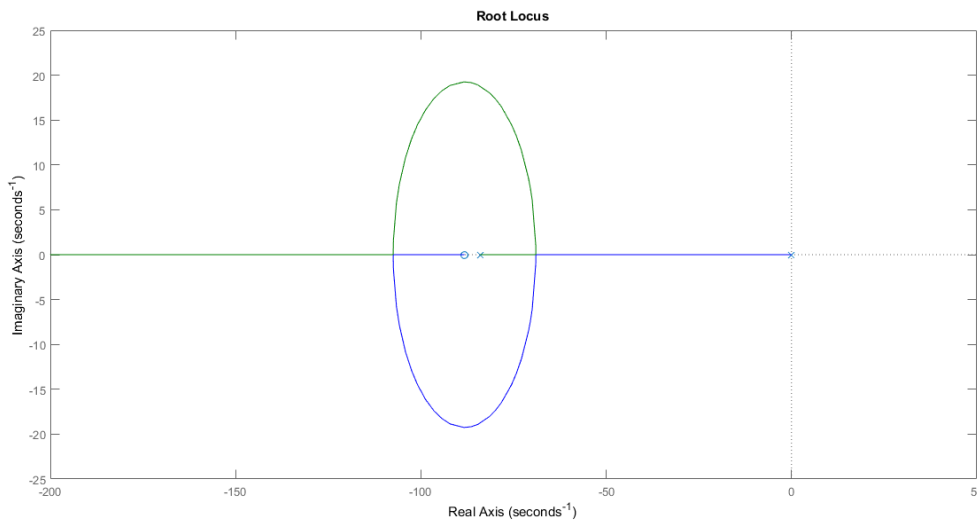
Fonte: O Autor.

4.2.3 Sintonia dos Controladores

Neste trabalho, o conversor CA-CA é baseado em uma topologia tipicamente usada em *drives* de média tensão (SIEMENS, 2017). Os valores de indutância e resistência série adotados para os filtros são $L = 2.38 \text{ mH}$ e $R = 0.2 \Omega$, respectivamente. Esta configuração é adotada tanto para o retificador quanto para o inversor. Considerando as funções de transferência que modelam o conversor e a forma dos controladores PI, chega-se ao ganho de malha $C(s)G(s)$, para o qual pode-se usar o método do Lugar Geométrico das Raízes (LGR) para escolher adequadamente os ganhos dos controladores. Neste trabalho, o zero do controlador PI, dado pela razão entre os ganhos integral e proporcional $-k_I/k_P$, é escolhido

5% à esquerda do polo da planta no plano-s. Esta escolha tem como objetivo exigir um menor esforço de controle. Uma vez definida localização do zero desta maneira, seu efeito na resposta pode ser minimizado aumentando os ganhos k_P e k_I proporcionalmente para que um dos polos de malha fechada fique próximo a ele. O outro polo de malha fechada passa a dominar a resposta do sistema e, naturalmente, deve estar situado na região especificada na Seção 4.2.2. O gráfico do LGR para o ganho de malha $C(s)G(s)$ é mostrado na Figura 52.

Figura 52 – Lugar Geométrico das Raízes para ganho de malha $C(s)G(s)$ com controlador PI.



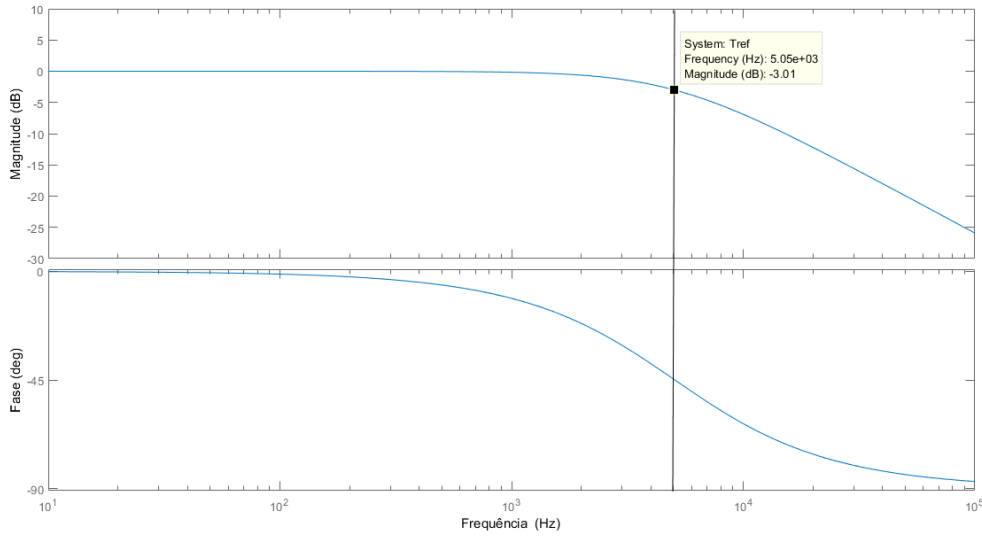
Fonte: O Autor.

Com estes parâmetros, o controlador é sintonizado com os seguintes ganhos: $k_P = 75.8$ e $k_I = 6688.2 \text{ s}^{-1}$. Com estes valores, o polo dominante fica situado em $p_d = -2\pi * 5000$. A função de transferência de malha fechada da referência para a saída tem a resposta em frequência mostrada na Figura 53. Ou seja, se comporta como um filtro com ganho próximo à unidade em baixas frequências e largura de banda de aproximadamente 5 kHz, de acordo com as especificações desejadas. Assim, o conversor é capaz de seguir sinais de referência mesmo em eventos transitórios, atenuar componentes de frequências maiores, como a relativa ao passo de tempo Δt , além de apresentar erro nulo em regime permanente.

4.3 Resultados de Simulação

Com o objetivo de testar o modelo do conversor, a metodologia de projeto do seu sistema de controle e as equações do modelo T acoplado, são realizadas simulações digitais com o *software* MATLAB/Simulink®. As condições de tensão nas extremidades são iguais às apresentadas no Capítulo 3 na comparação dos diferentes modelos de cabo. Ou seja, as

Figura 53 – Resposta em frequência do sistema em malha fechada $T_{ref}(s) = \frac{C(s)G(s)}{1+C(s)G(s)}$.



Fonte: O Autor.

tensões na entrada do retificador (*sending end*) são trifásicas equilibradas de frequência 60 Hz com valor de linha eficaz de 4160 V (1 p.u.) e as tensões na saída do inversor (*receiving end*) são também equilibradas com valor de linha eficaz de 0.98 p.u. atrasadas em 1 grau. Para verificar o desempenho do emulador em situações transitórias, o módulo das tensões no terminal *receiving end* cai 10% no instante $t = 0.07$ s e retorna ao valor original no instante $t = 0.12$ s. O passo de tempo para cálculo das correntes de referência é $\Delta t = 30$ μ s, conforme escolhido previamente.

4.3.1 Verificação da Estratégia de Controle

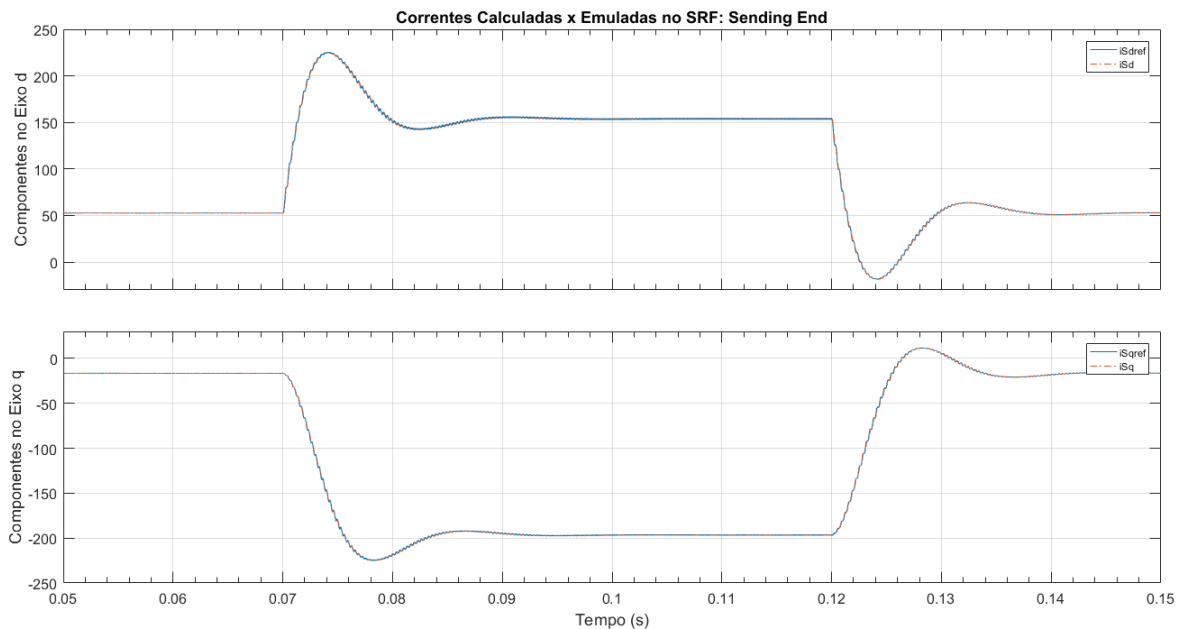
Inicialmente, o sistema foi simulado com o retificador e o inversor modelados pelas equações que os descrevem no SRF, apresentadas na Seção 4.1. Estas simulações objetivam avaliar a metodologia de projeto do sistema de controle. Foram realizadas simulações considerando um cabo cujos condutores centrais possuem 240 mm² de área de seção transversal e comprimentos de 10 e 50 km, considerados os casos extremos neste trabalho.

Na Figura 54, estão mostradas as correntes no SRF no terminal *sending end* simuladas para um cabo de 240 mm² com 10 km de comprimento. O gráfico superior mostra a comparação das componentes no eixo d entre a referência calculada pelo modelo T acoplado (linha sólida) e a variável controlada (linha tracejada). O gráfico inferior ilustra a mesma comparação para as componentes no eixo q . Os resultados para o terminal *receiving end* são mostrados na Figura 55. Nas Figuras 56 e 57 ainda é possível observar em detalhe as formas de onda das referências e dos sinais emulados no período transitório em torno de $t = 0.07$ s, quando a tensão na extremidade *receiving end* cai subitamente

10% em relação ao valor original. Como se pode verificar, mesmo neste período em que há componentes de frequência mais elevada nos sinais de referência, as correntes emuladas são bastante próximas às calculadas pelo modelo do cabo. Em ambos os terminais, as correntes emuladas seguem as referências calculadas com bastante precisão.

A Figura 58 ilustra a evolução do sinal de erro na entrada dos controladores para os eixos d e q em ambos os terminais. A oscilação que aparece em regime permanente se deve ao passo de tempo utilizado no cálculo das referências. O valor médio do erro estacionário é nulo, como esperado.

Figura 54 – Correntes no SRF - Terminal *sending end*: i_{sd} e i_{sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 10 km.

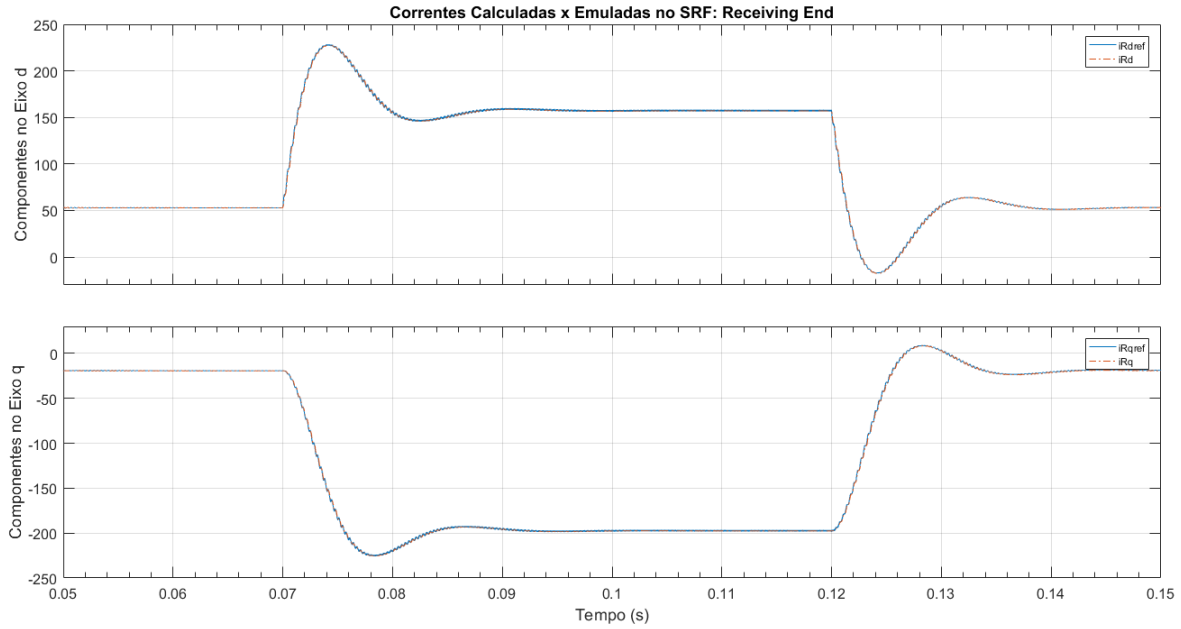


Fonte: O Autor.

Quando o comprimento do cabo é aumentado para 50 km, os resultados se mostram igualmente animadores. O seguimento de referência é observado nas Figuras 59 e 60. Em situações transitórias, como a mostrada em detalhe nas Figuras 61 e 62, pode-se verificar atenuação e atraso menores nas componentes de maior frequência quando se compara com os resultados do caso anterior. Isso ocorre porque o sistema em malha fechada possui característica passa-baixas, com frequência de corte próxima a 5 kHz. Como no caso do cabo de 10 km estão presentes componentes de frequência da ordem de 3 kHz, este fato é mais perceptível do que no caso do cabo de 50 km. A evolução do erro pode ser percebida na Figura 63.

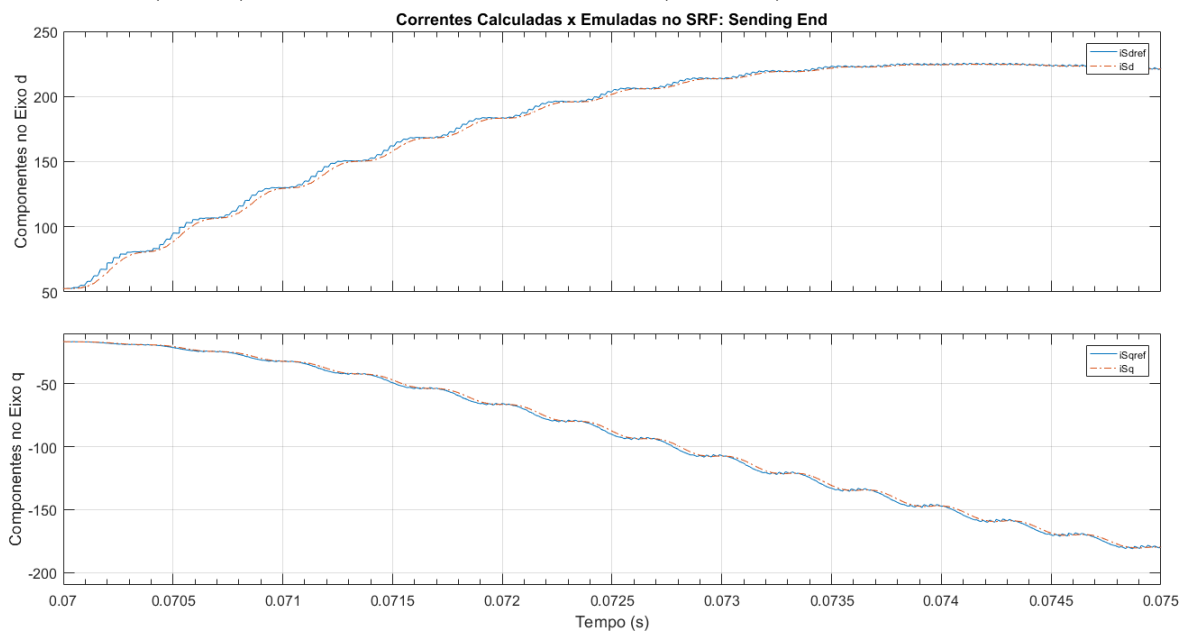
Apesar de ser possível melhorar a resposta escolhendo a localização do polo de malha fechada em uma frequência ainda mais elevada, o que demandaria um maior esforço de controle e uma oscilação de maior amplitude devida ao passo de tempo, o autor considera os resultados obtidos já bastante satisfatórios.

Figura 55 – Correntes no SRF - Terminal *receiving end*: i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 10 km.



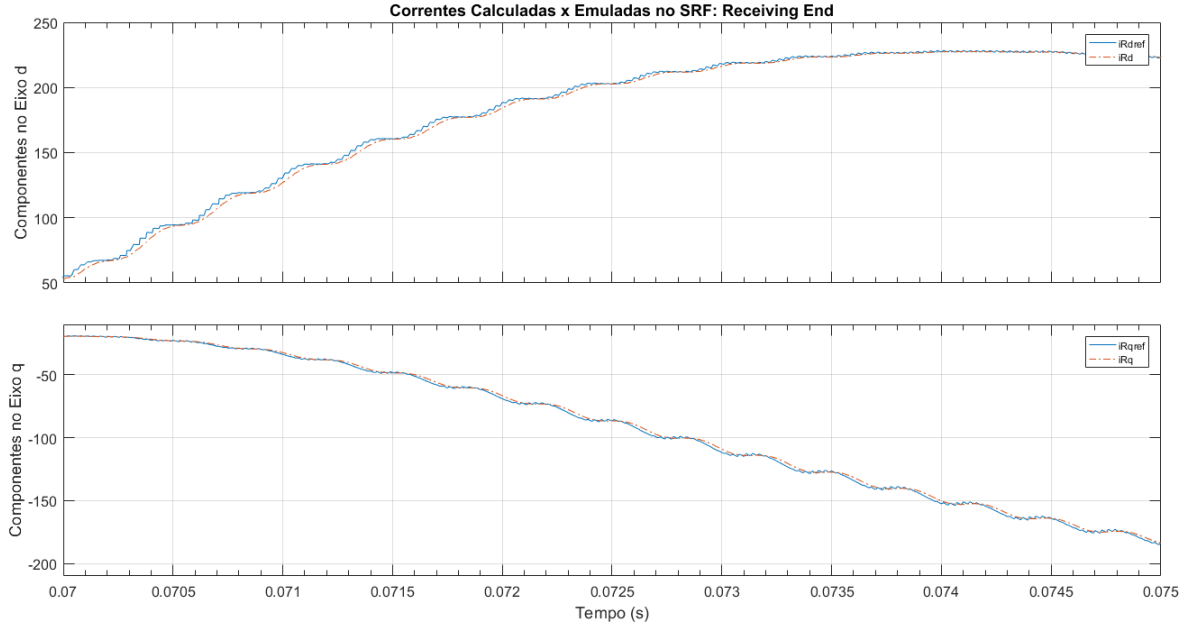
Fonte: O Autor.

Figura 56 – Correntes no SRF - Terminal *sending end*: i_{Sd} e i_{Sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 10 km (Detalhe).



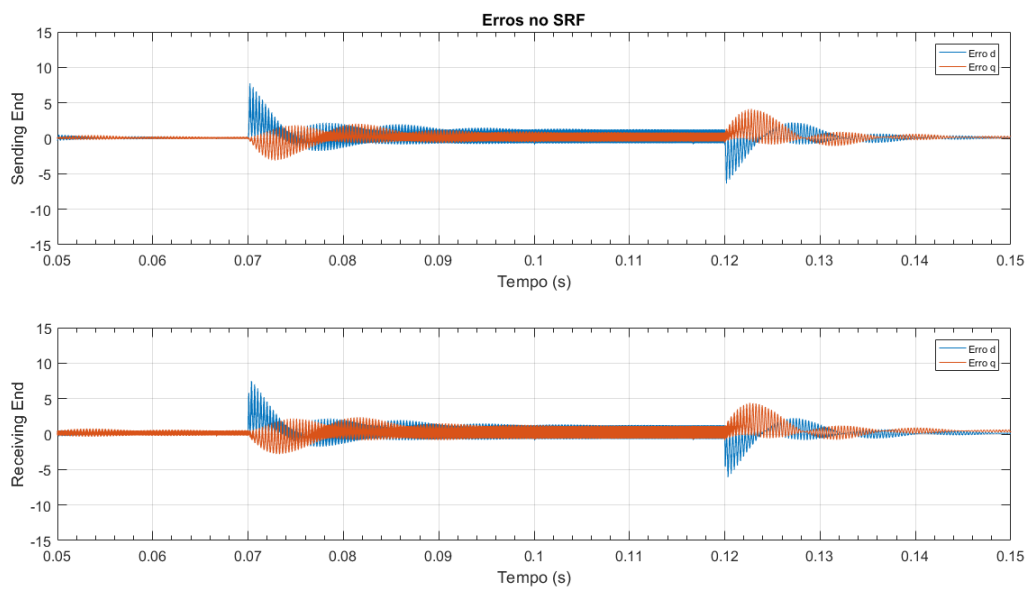
Fonte: O Autor.

Figura 57 – Correntes no SRF - Terminal *receiving end*: i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 10 km (Detalhe).



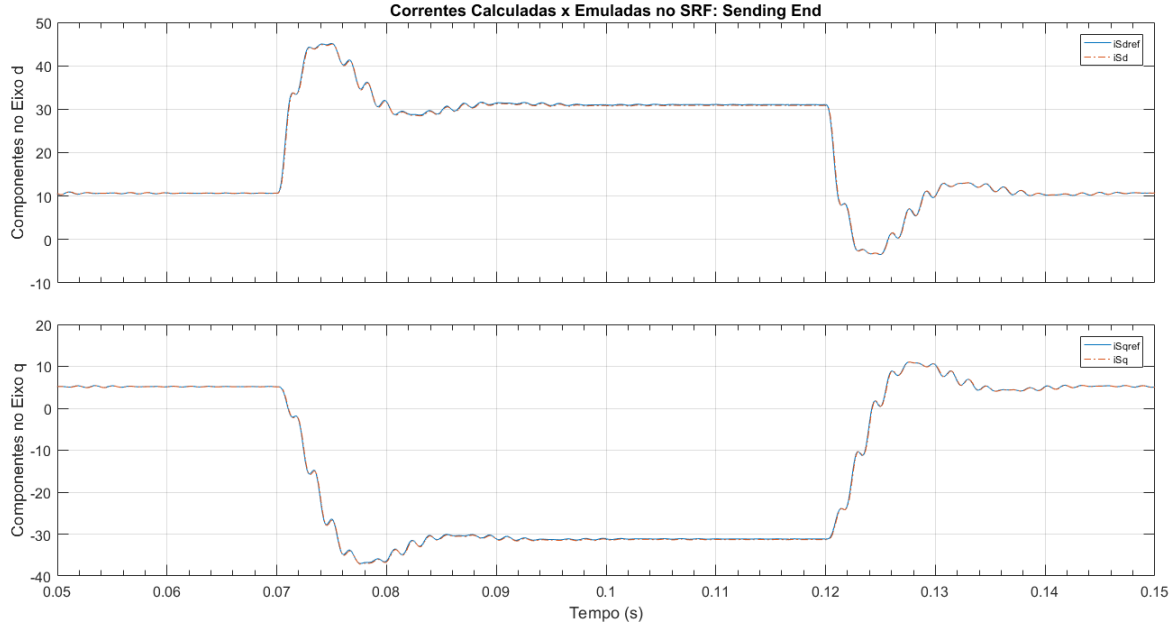
Fonte: O Autor.

Figura 58 – Erros no SRF: Δi_{Sd} e Δi_{Sq} (superior) e Δi_{Rd} e Δi_{Rq} - Cabo de 240 mm² e 10 km.



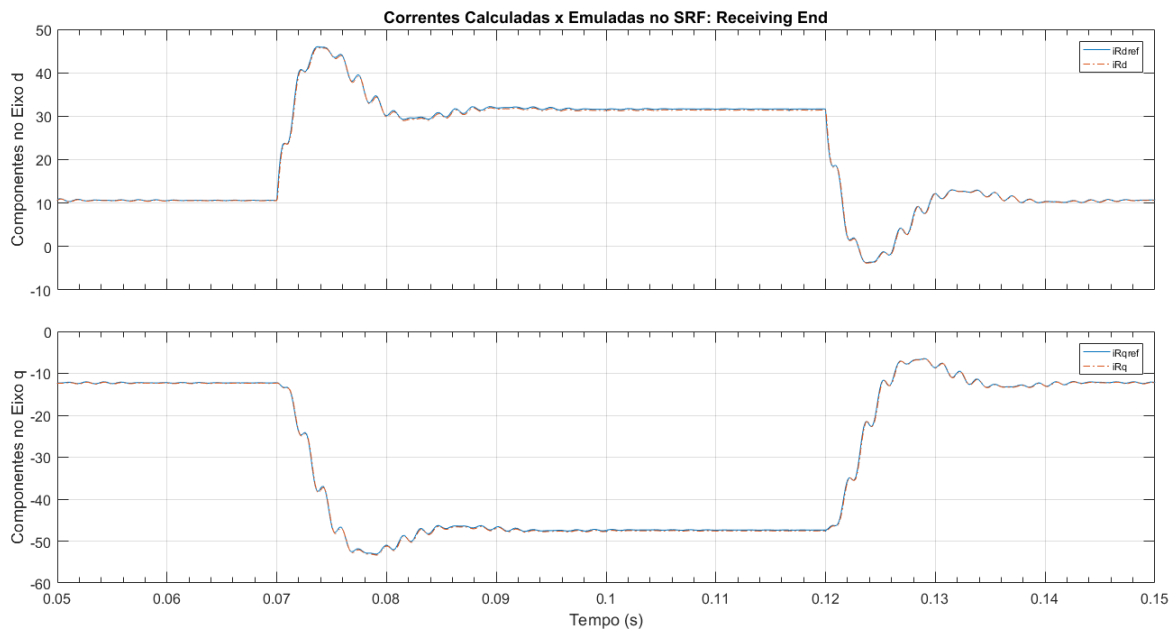
Fonte: O Autor.

Figura 59 – Correntes no SRF - Terminal *sending end*: i_{Sd} e i_{Sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 50 km.



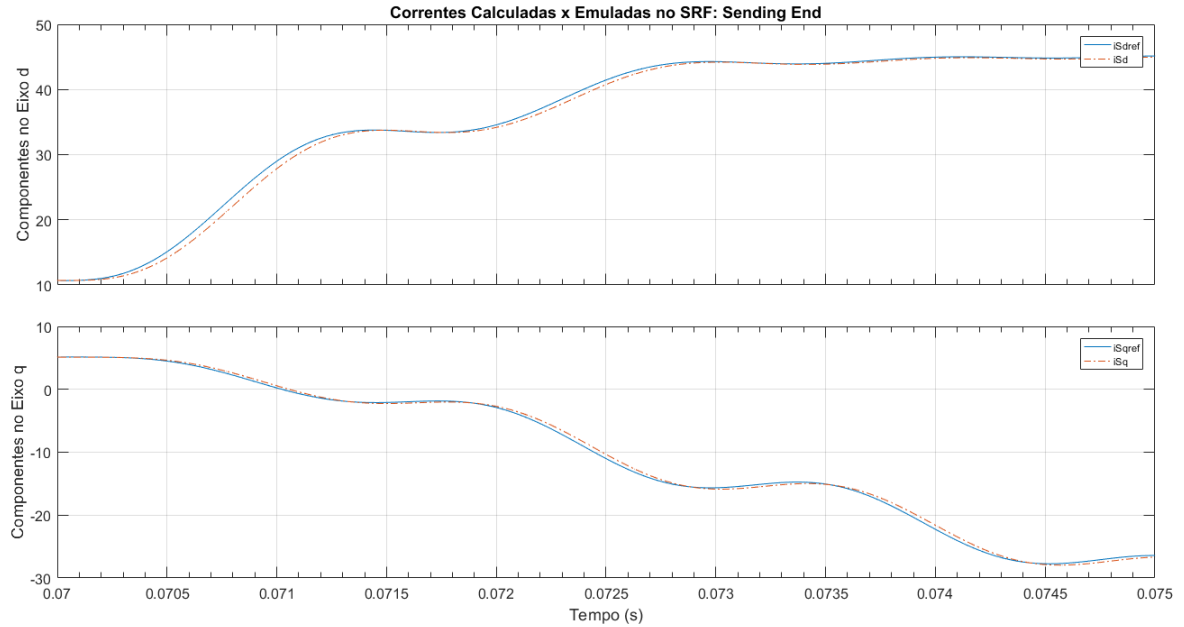
Fonte: O Autor.

Figura 60 – Correntes no SRF - Terminal *receiving end*: i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 50 km.



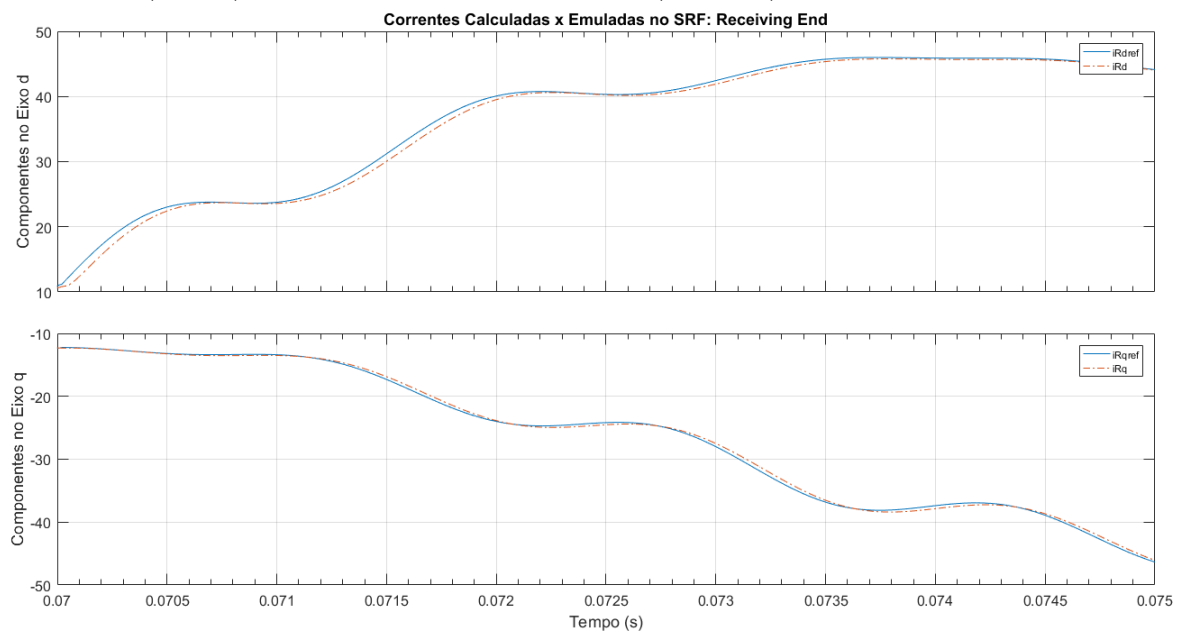
Fonte: O Autor.

Figura 61 – Correntes no SRF - Terminal *sending end*: i_{sd} e i_{sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 50 km (Detalhe).



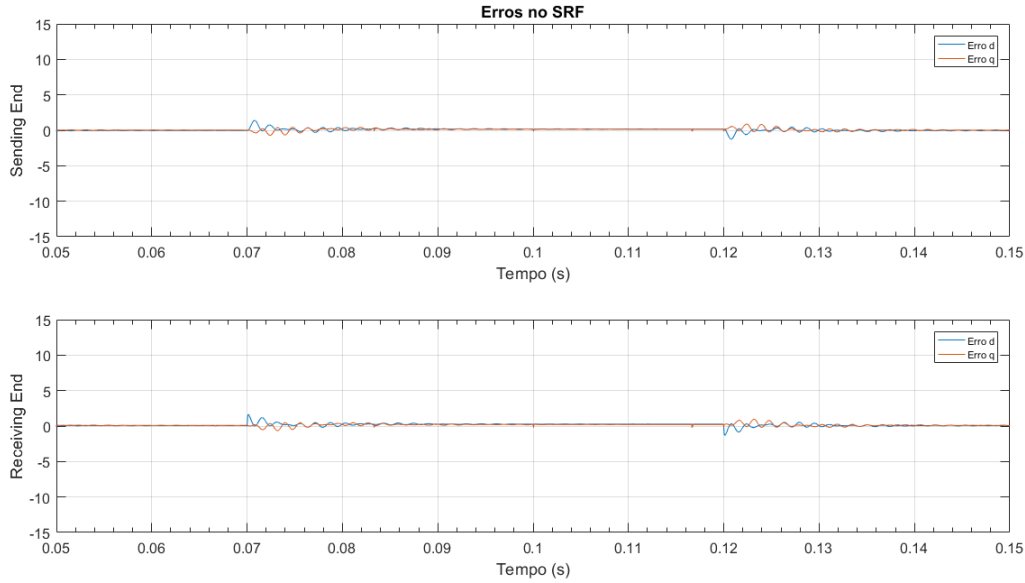
Fonte: O Autor.

Figura 62 – Correntes SRF - Terminal *receiving end*: i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 50 km (Detalhe).



Fonte: O Autor.

Figura 63 – Erros no SRF: Δi_{sd} e Δi_{sq} (superior) e Δi_{rd} e Δi_{rq} - Cabo de 240 mm² e 50 km.



Fonte: O Autor.

4.3.2 Simulação do Emulador de Cabos Elétricos Submarinos em Condições Balanceadas

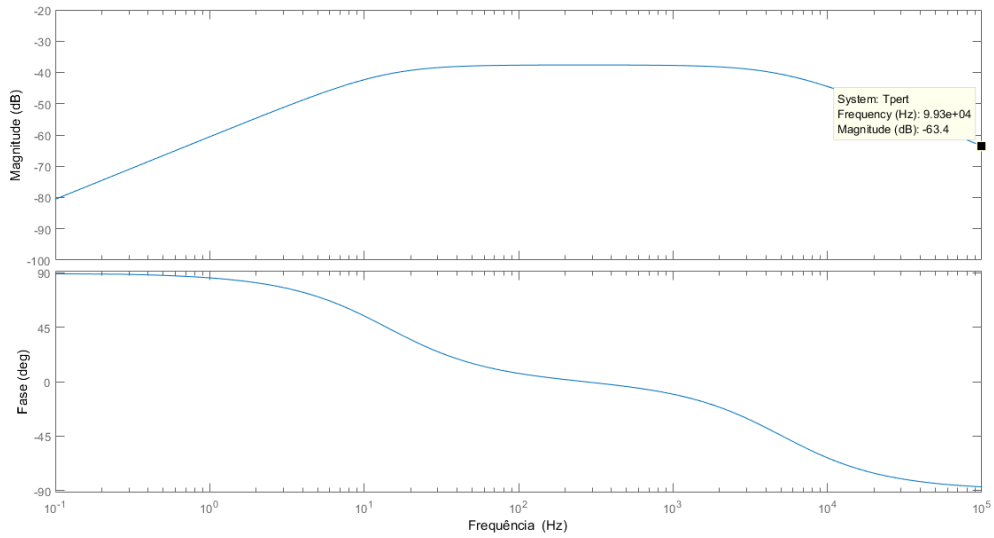
Para verificar a modelagem do conversor juntamente com o projeto do sistema de controle, foram realizadas simulações com a biblioteca *SimPowerSystems*. Nestas simulações, o conversor é modelado através dos elementos de circuito da biblioteca como resistores, indutores e chaves de potência. É usada uma topologia de conversor baseada em uma típica de *drives* de média tensão. Trata-se de um conversor multinível com cinco pontes H em cascata por fase, totalizando 15 células de potência. Assim, as tensões de fase sintetizadas pelo conversor apresentam 11 níveis distintos. O valor de tensão no barramento CC de cada célula deste conversor é mantida em 1060 V. Assim, tensões de linha eficazes de até 6,6 kV podem ser alcançadas (SIEMENS, 2017). Esta configuração foi adotada tanto para o retificador quanto para o inversor e as chaves são IGBTs.

A frequência das portadoras do conversor multinível foi fixada em 10 kHz, o que implica em componentes de frequência na faixa de 100 kHz na tensão sintetizada pelo conversor. Na verdade, as componentes de alta frequência presentes no sinal de controle podem ser consideradas como perturbações na entrada da planta, de maneira que a função de transferência que rege sua influência nas correntes de saída são dadas na Equação 4.9. A resposta em frequência correspondente é mostrada na Figura 64. Nota-se que a atenuação de sinais na faixa de 100 kHz é da ordem de -63 dB, tornando o *ripple* nas

correntes emuladas baixo.

$$T_{pert}(s) = \frac{\frac{1}{L}s}{s^2 + \frac{k_P + R}{L}s + \frac{k_I}{L}} \quad (4.9)$$

Figura 64 – Resposta em frequência do sistema em malha fechada $T_{pert}(s) = \frac{G(s)}{1+C(s)G(s)}$.



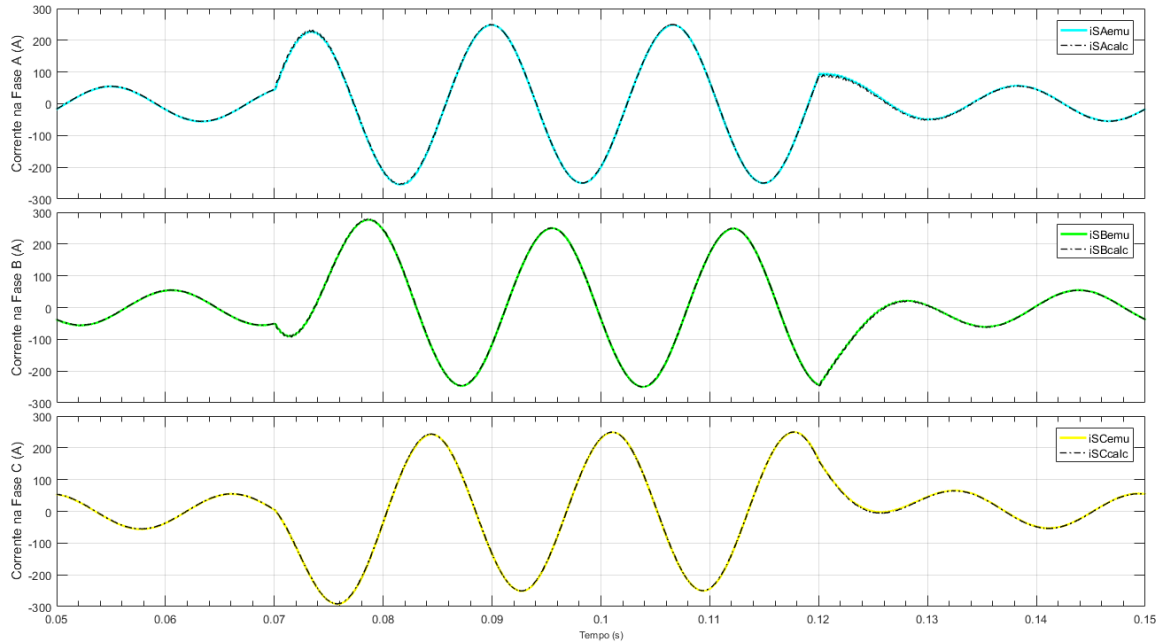
Fonte: O Autor.

As Figuras 65 e 66 ilustram os resultados obtidos para um cabo de 240 mm² e 10 km de comprimento. Até mesmo nos eventos transitórios em $t = 0.07$ s e $t = 0.12$ s as correntes de referência são seguidas de maneira fiel. As Figuras 67 e 68 mostram em detalhe as formas de onda das correntes na fase A durante o período transitório em torno de $t = 0.07$ s. Em ambos os gráficos, é possível perceber o passo de tempo $\Delta t = 30 \mu\text{s}$ com o qual o modelo do cabo calcula as correntes de referência. Por outro lado, nota-se a ondulação (*ripple*) de 100 kHz na corrente emulada decorrente do chaveamento do conversor multinível utilizado.

Configurando o emulador para representar um cabo submarino com condutores centrais de 120 mm² de seção transversal, também são realizadas simulações e os resultados obtidos são igualmente satisfatórios. As Figuras 69 e 70 mostram as correntes obtidas com o emulador para um cabo de 50 km de comprimento.

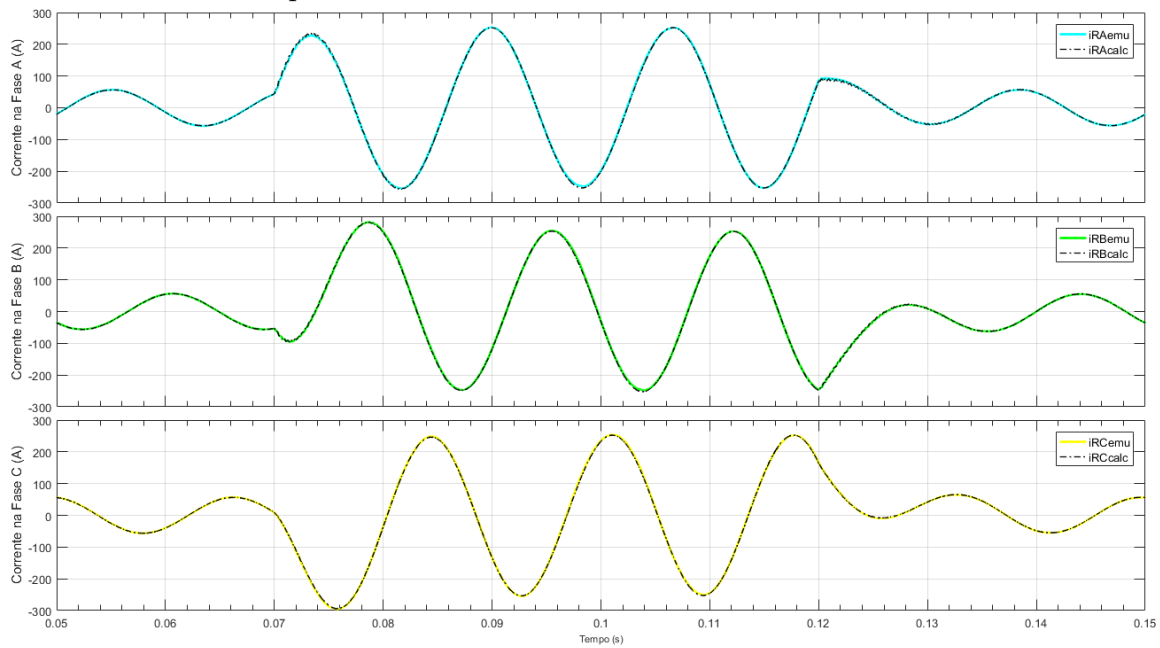
A fim de verificar a flexibilidade do sistema projetado, foram realizadas outras simulações considerando a reprodução do comportamento de variadas configurações de cabos submarinos pelo emulador. Em todos os casos simulados, o comportamento do sistema é observado tanto nas situações transitórias quanto em regime permanente. Os resultados das simulações realizadas estão no Apêndice C e podem ser comparados através

Figura 65 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 10 km.



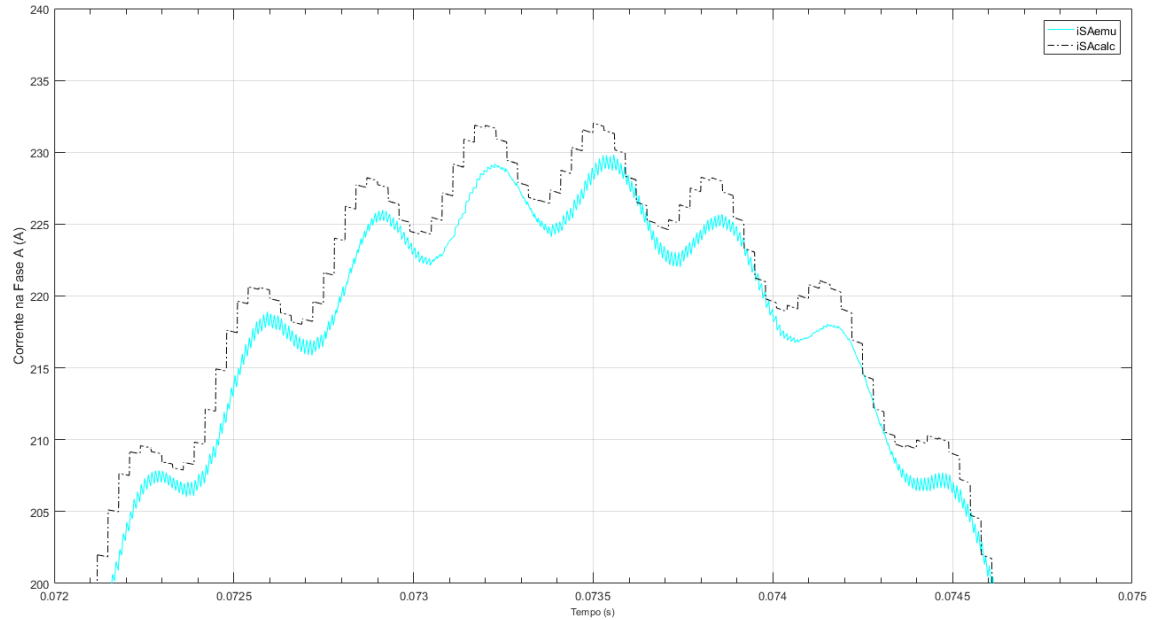
Fonte: O Autor.

Figura 66 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 10 km.



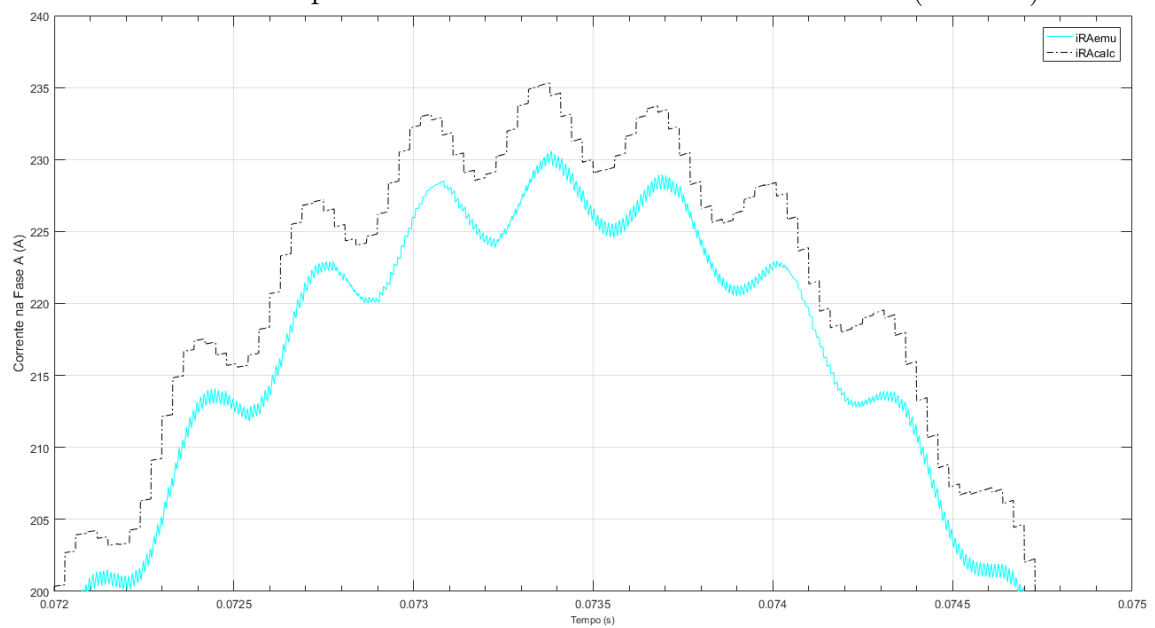
Fonte: O Autor.

Figura 67 – Corrente na fase A - Terminal *sending end*: Calculada pelo modelo do cabo e emulada pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 10 km (Detalhe).



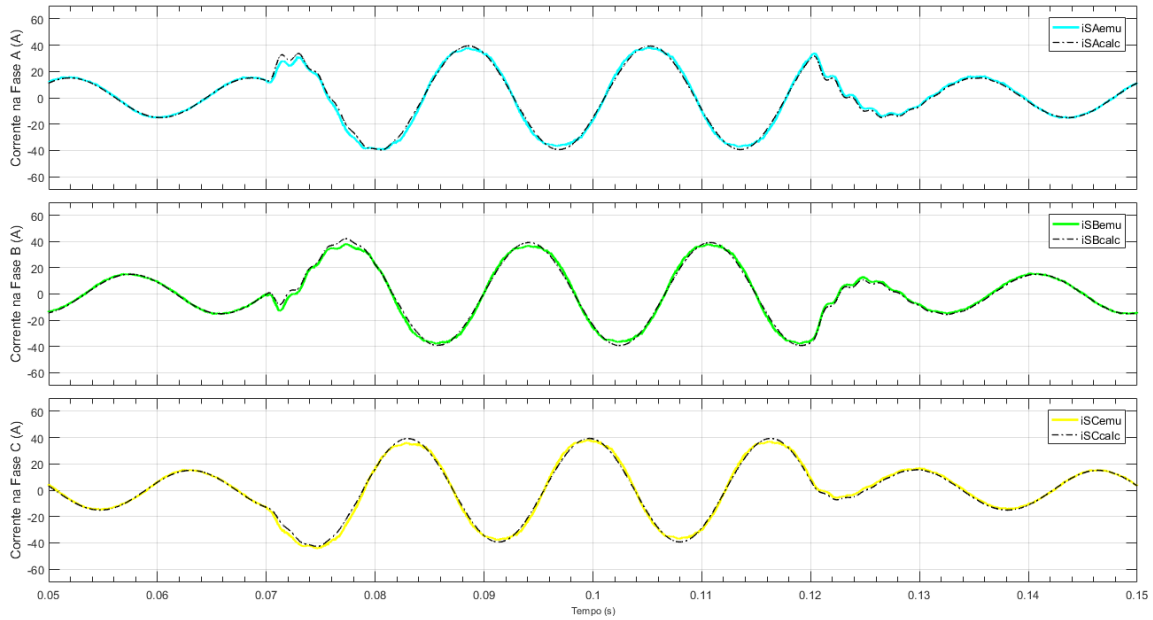
Fonte: O Autor.

Figura 68 – Corrente na fase A - Terminal *receiving end*: Calculada pelo modelo do cabo e emulada pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 10 km (Detalhe).



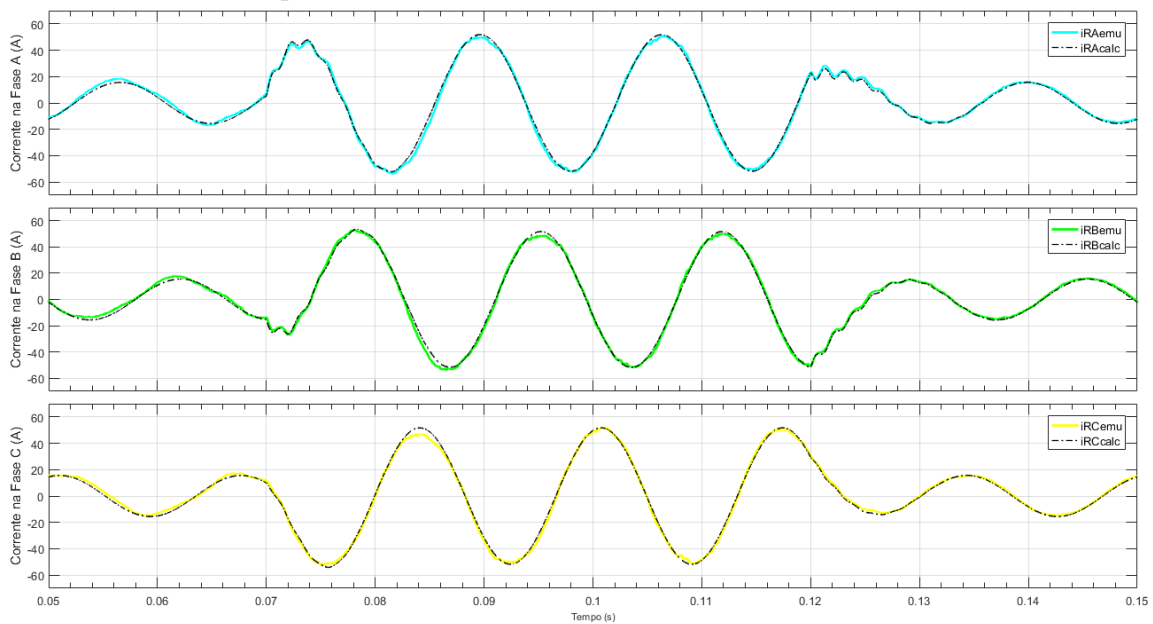
Fonte: O Autor.

Figura 69 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 50 km.



Fonte: O Autor.

Figura 70 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 50 km.



Fonte: O Autor.

Tabela 5 – Valor RMS Máximo do Erro para o Emulador em Condições Balanceadas.

Comp. \ Cabo	120 mm ²	240 mm ²
10 km	1.66 A	2.10 A
30 km	2.54 A	2.21 A
50 km	1.70 A	2.03 A

Fonte: O Autor.

do resumo mostrado na Tabela 5.

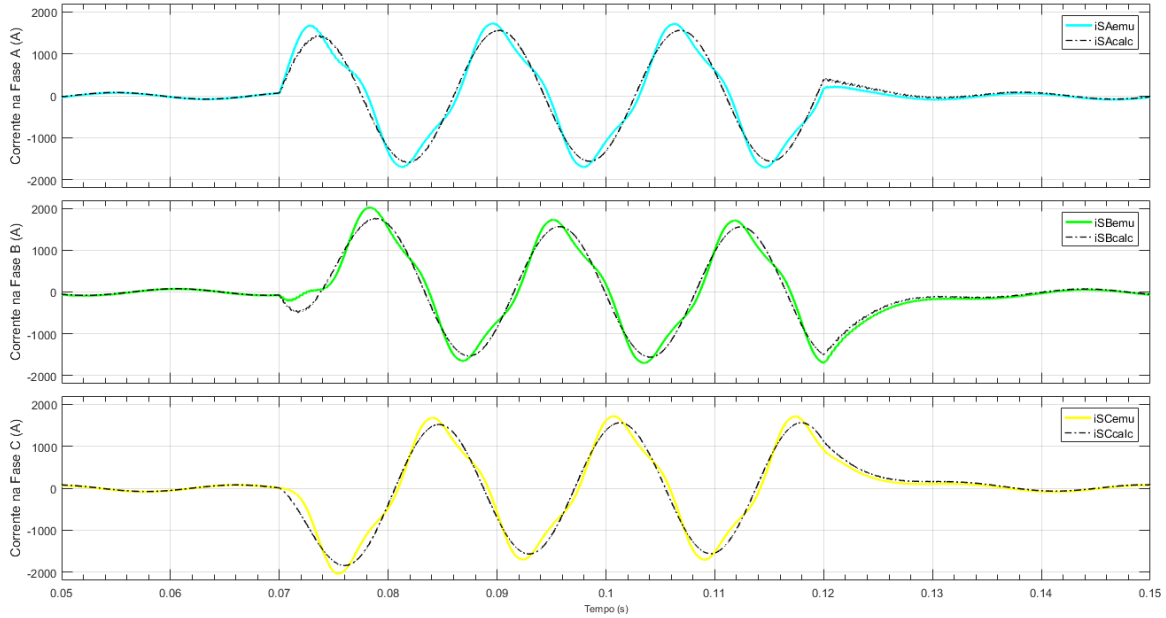
Para cada caso de simulação, é mostrado o valor RMS (em inglês, *Root Mean Square*) máximo do erro. Ou seja, a diferença entre as correntes emuladas e de referência é calculada para cada corrente de linha (A,B e C) e em ambos os terminais do emulador (*sending end* e *receiving end*). Depois, o valor RMS destes sinais de erro são calculados e o erro máximo obtido é apresentado.

Para os casos simulados, o valor RMS máximo do erro fica entre 1.66 A e 2.54 A. Estes valores são da ordem de grandeza do *ripple* inerente ao chaveamento dos conversores. Assim, o autor considera que o projeto do sistema de controle do emulador se mostra adequado assim como a topologia de circuito selecionada.

Entretanto, deve-se atentar que os resultados mostrados foram obtidos para condições específicas de tensão nos terminais do emulador. Quando parte-se para tensões nos terminais mais próximas da capacidade máxima do conversor, podem ser obtidos resultados como os das Figuras 71 e 72. Neste caso, as tensões de linha consideradas no terminal *sending end* tem valor eficaz 5940 V. Ou seja, apenas 10 % abaixo da capacidade do conversor. No terminal *receiving end*, o valor eficaz da tensão de linha é de 0.98 p.u. atrasada em 1 grau. Foi simulada uma sobretensão de 50% no terminal *sending end* a partir do instante $t = 0.07$ s com o emulador configurado para representar um cabo de 240 mm² e 10 km de comprimento. Como se pode observar, as correntes em ambos os terminais ficam completamente distorcidas após o instante em que a sobretensão ocorre.

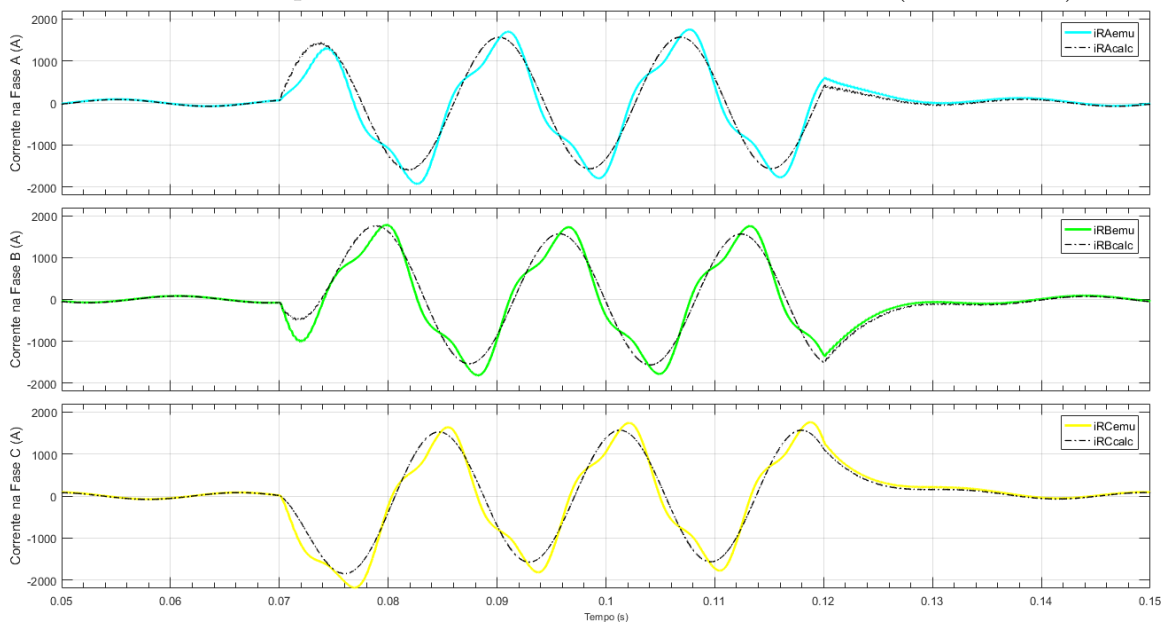
O motivo pelo qual isso ocorre não está relacionado com a estratégia de controle ou com os ganhos escolhidos para os controladores. Isto se deve à saturação do conversor. A tensão de linha máxima que pode ser sintetizada pelo conversor utilizado neste trabalho tem valor eficaz de 6,6 kV e, para reproduzir as correntes de referência a partir do instante de início da sobretensão, tanto o retificador do terminal (*sending end*) quanto o inversor do terminal (*receiving end*) deveriam ser capazes de sintetizar tensões mais elevadas. Na verdade, esta limitação pode ser vista como uma saturação nas variáveis manipuladas $[e_S]$ e $[e_R]$. Para observar este fato, basta observar a Figura 73, em que estão mostradas as tensões sintetizadas pelo retificador e pelo inversor, respectivamente. Pode-se notar que a partir de $t = 0.07$ s, as tensões chegam ao limite máximo da capacidade do conversor. O índice de modulação m_a supera a unidade e a natureza não linear do conversor passa a se

Figura 71 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 10 km (sobretensão).



Fonte: O Autor.

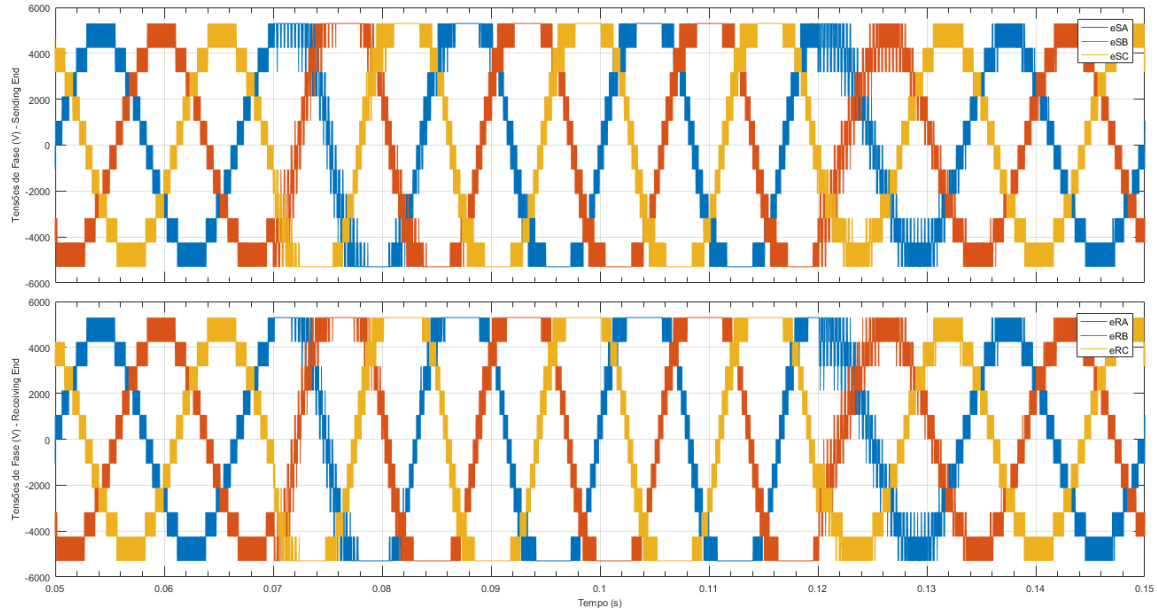
Figura 72 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 10 km (sobretensão).



Fonte: O Autor.

tornar mais relevante.

Figura 73 – Tensões sintetizadas: Cabo de 240 mm² e 10 km - Sobretensão no terminal *sending end*.

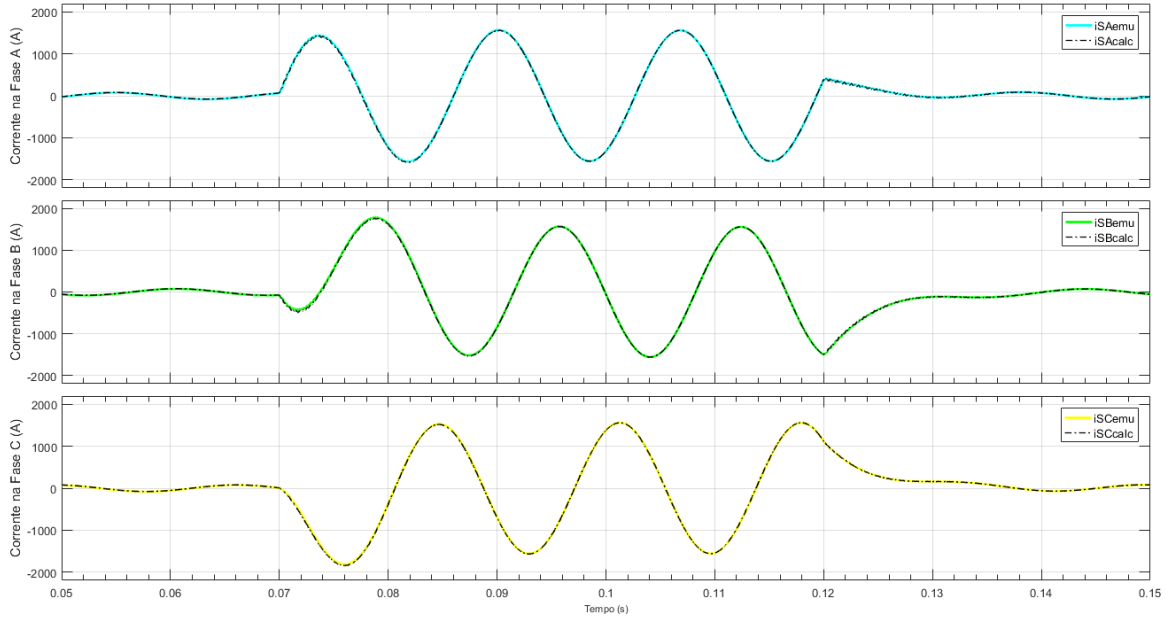


Fonte: O Autor.

Para aumentar o limite operacional do conversor de maneira a conseguir emular cabos curtos com tensões de extremidade mais elevadas, existem algumas alternativas possíveis. Diminuir a impedância dos filtros é uma delas. Entretanto, isso aumentaria o *ripple* da corrente. Uma outra alternativa é usar um conversor com uma quantidade maior de módulos de potência em cascata. Por exemplo, usando um conversor com seis pontes H por fase na sua estrutura, é possível alcançar tensões de linha de 7,2 kV. Isto já leva o emulador a conseguir reproduzir a situação de sobretensão do caso mostrado. As Figuras 74 e 75 mostram os resultados para as mesmas condições de sobretensão, porém com uso de um conversor modificado com um módulo de potência a mais.

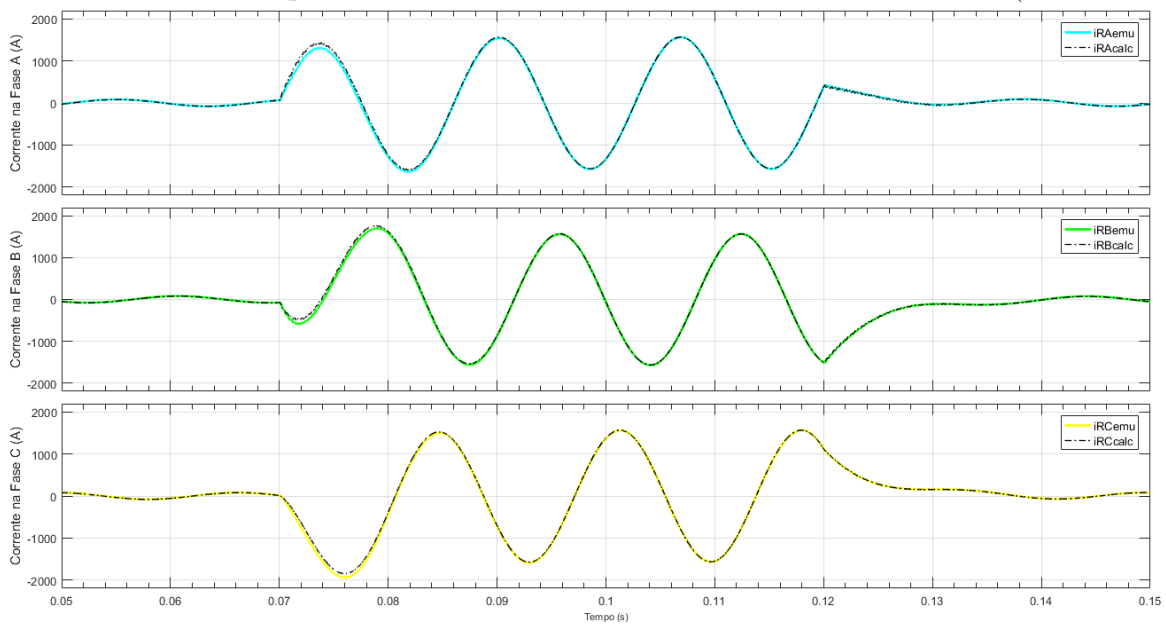
Com base nos resultados obtidos nas simulações, conclui-se que a metodologia utilizada na modelagem e no projeto do sistema de controle do conversor CA-CA é adequada para sua aplicação como emulador de cabos elétricos de potência submarinos nas situações em que as tensões nas extremidades são balanceadas. Deve-se esclarecer, no entanto, que em uma implementação física do emulador, alguns fatores que fogem ao escopo deste trabalho devem ser levados em consideração. A depender das chaves semicondutoras utilizadas, por exemplo, podem surgir limitações tanto no nível das correntes emuladas quanto na frequência de chaveamento. Uma limitação no nível de corrente impossibilitaria a emulação de algumas situações mostradas, como a de sobretensão. Por outro lado, uma eventual redução da frequência de chaveamento certamente tornaria o conversor mais eficiente mas faria o *ripple* observado nas formas de onda das correntes emuladas aumentar. Além disso, é importante ressaltar que a tensão no barramento CC foi mantida constante,

Figura 74 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor modificado - Cabo de 240 mm² e 10 km (sobretensão).



Fonte: O Autor.

Figura 75 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor modificado - Cabo de 240 mm² e 10 km (sobretensão).



Fonte: O Autor.

o que deve ser feito por um retificador dedicado em uma infraestrutura real.

Os principais resultados deste capítulo foram publicados ainda de forma preliminar no artigo "*Modeling and Control of a Power Converter Based AC Subsea Power Cable Emulator*" na *International Conference on Industry Applications* (INDUSCON) 2018.

5 Emulador de Cabos Elétricos de Potência Submarinos em Condições Desbalanceadas

Neste capítulo, a aplicação do emulador de cabos submarinos é estendida para situações em que as tensões nos seus terminais podem ser desbalanceadas. Ou seja, as tensões podem apresentar componentes de sequência positiva, sequência negativa e sequência zero. Inicialmente, os impactos da existência de condições desbalanceadas nos sinais envolvidos são revistos e alternativas para a estratégia de modelagem e controle para o emulador são avaliadas. Finalmente, são apresentados resultados de simulação da operação do emulador em diversos casos de interesse para condições desbalanceadas em seus terminais.

5.1 Impactos da Existência de Condições Desbalanceadas

Quando é aplicada a Transformação de Clarke às equações do conversor, as tensões nos eixos α e β são senoidais com velocidade angular ω . A componente de sequência zero é separada e também é senoidal de mesma frequência. Quando a Transformação de Park é realizada com $\theta = \omega t$, as grandezas elétricas são transformadas para o SRF. Verifica-se que as tensões nos eixos d e q não são constantes como no caso balanceado. Possuem um termo constante e outro senoidal com velocidade angular 2ω . Assim, as correntes de referência calculadas pelo modelo T acoplado também não são constantes em regime permanente e um controlador PI não é capaz de seguir referência com erro estacionário nulo. Neste cenário, duas alternativas são avaliadas neste trabalho:

1. Controle no DSRF: utilizar controladores PI para regular as componentes de sequência positiva e negativa de maneira separada.
2. Controle no Sistema Estacionário $\alpha\beta$: utilizar controladores PR para obter erro nulo em regime permanente para referências senoidais.

5.2 Controle no DSRF

5.2.1 Modelagem do Conversor no DSRF

O modelo do conversor no SRF foi derivado no Capítulo 4. Lá, foi considerado $\theta = \omega t$ na Transformação de Park. Ou seja, as grandezas elétricas foram referenciadas no sistema de eixos dq^+ . No DSRF, há um segundo sistema de eixos girando em sentido

contrário e ao qual as grandezas elétricas devem ser referenciadas também. No sistema de eixos dq^- , o ângulo da Transformação de Park é dado por $\theta = -\omega t$. Os modelos do retificador e do inversor mudam ligeiramente. O modelo completo considerando todas as componentes de sequência está mostrado na Equação 5.1, em que as grandezas com sobrescrito "+" correspondem à componente de sequência positiva enquanto aquelas com sobrescrito "-" se referem à componente de sequência negativa.

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{d}{dt} i_{Sd}^+ = -R i_{Sd}^+ + \omega L i_{Sq}^+ + v_{Sd}^+ - e_{Sd}^+ \\ L \frac{d}{dt} i_{Sq}^+ = -\omega L i_{Sd}^+ - R i_{Sq}^+ + v_{Sq}^+ - e_{Sq}^+ \\ L \frac{d}{dt} i_{Sd}^- = -R i_{Sd}^- - \omega L i_{Sq}^- + v_{Sd}^- - e_{Sd}^- \\ L \frac{d}{dt} i_{Sq}^- = \omega L i_{Sd}^- - R i_{Sq}^- + v_{Sq}^- - e_{Sq}^- \end{array} \right. \quad (5.1a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{d}{dt} i_{Rd}^+ = -R i_{Rd}^+ + \omega L i_{Rq}^+ - v_{Rd}^+ + e_{Rd}^+ \\ L \frac{d}{dt} i_{Rq}^+ = -\omega L i_{Rd}^+ - R i_{Rq}^+ - v_{Rq}^+ + e_{Rq}^+ \\ L \frac{d}{dt} i_{Rd}^- = -R i_{Rd}^- - \omega L i_{Rq}^- - v_{Rd}^- + e_{Rd}^- \\ L \frac{d}{dt} i_{Rq}^- = \omega L i_{Rd}^- - R i_{Rq}^- - v_{Rq}^- + e_{Rq}^- \end{array} \right. \quad (5.1b)$$

Este modelo será utilizado no projeto do sistema de controle do emulador no DSRF.

5.2.2 Estratégia de Controle do Conversor no DSRF

Utilizando o mesmo princípio do Capítulo 4, é possível utilizar a técnica *feedforward* para que os sinais de controle tenham a forma mostrada na Equação 5.2.

$$\begin{cases} e_{Sd}^+ = e_{Sd}^{+'} + v_{Sd}^+ + \omega Li_{Sq}^+ \\ e_{Sq}^+ = e_{Sq}^{+'} + v_{Sq}^+ - \omega Li_{Sd}^+ \\ e_{Sd}^- = e_{Sd}^{-'} + v_{Sd}^- - \omega Li_{Sq}^- \\ e_{Sq}^- = e_{Sq}^{-'} + v_{Sq}^- + \omega Li_{Sd}^- \end{cases} \quad (5.2a)$$

$$\begin{cases} e_{Rd}^+ = e_{Rd}^{+'} + v_{Rd}^+ - \omega Li_{Rq}^+ \\ e_{Rq}^+ = e_{Rq}^{+'} + v_{Rq}^+ + \omega Li_{Rd}^+ \\ e_{Rd}^- = e_{Rd}^{-'} + v_{Rd}^- + \omega Li_{Rq}^- \\ e_{Rq}^- = e_{Rq}^{-'} + v_{Rq}^- - \omega Li_{Rd}^- \end{cases} \quad (5.2b)$$

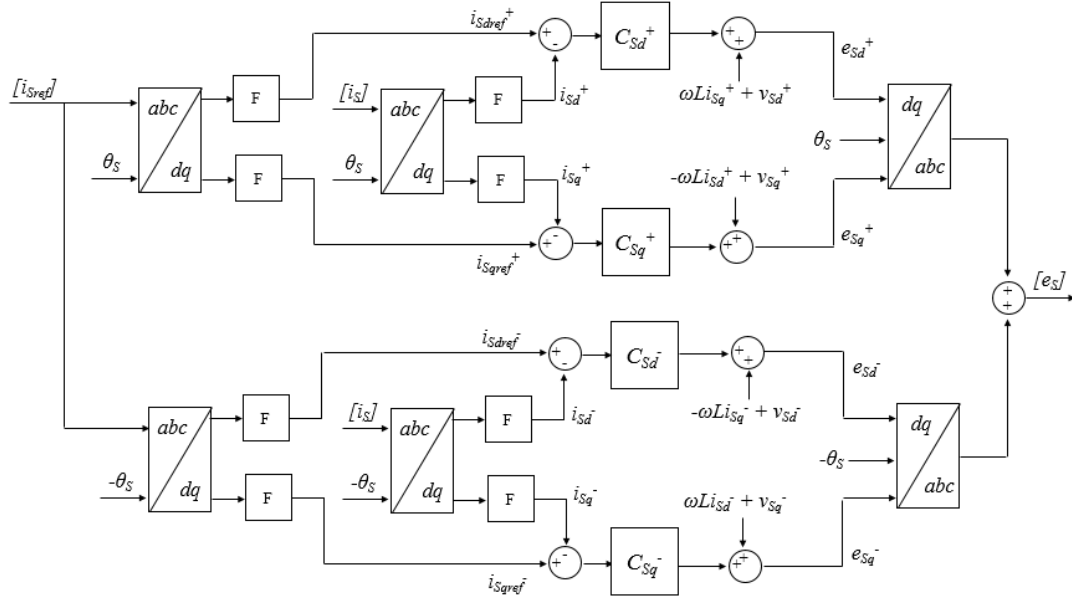
Substituindo 5.2 em 5.1, chega-se a um conjunto de oito sistemas de primeira ordem. Assim, as componentes de sequência positiva e negativa das correntes podem ser controladas de maneira independente.

Para que a estratégia descrita seja válida, as componentes de sequência presentes nas correntes calculadas pelo modelo de cabo, i_{Sref} e i_{Rref} , e nas correntes emuladas pelo sistema, $[i_S]$ e $[i_R]$, devem estar devidamente separadas. Analogamente, as componentes de sequência dos sinais de controle, que são obtidas separadamente no DSRF, devem ser combinadas para compor os sinais a serem sintetizados pelo emulador, $[e_S]$ e $[e_R]$.

Como foi relatado no Capítulo 2, a componente de sequência positiva é transformada em constantes no sistema de eixos dq^+ enquanto a componente de sequência negativa oscila em 2ω . De maneira semelhante, no sistema dq^- , a componente de sequência negativa é transformada em constantes enquanto a componente de sequência positiva oscila em 2ω . Assim, separar as componentes de sequência se traduz em eliminar as oscilações em 2ω presentes nestes sinais. Neste trabalho, optou-se por utilizar um filtro *notch* $F(s)$ sintonizado em 2ω para esta tarefa. As Figuras 76 e 77 ilustram o esquema de controle utilizado no DSRF para os dois terminais do emulador.

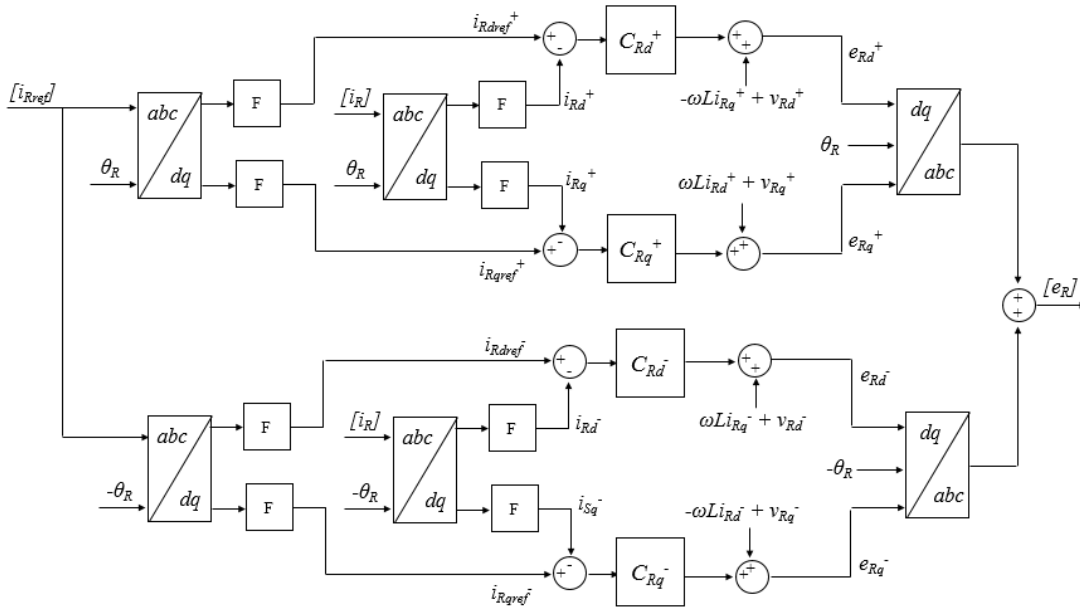
A função de transferência do filtro *notch* é dada pela Equação 5.3. O parâmetro Q é o fator de qualidade do filtro e sua escolha é importante para esta aplicação. Como se pode perceber da função de transferência, o filtro *notch* é um sistema de segunda ordem com zeros complexos conjugados no eixo imaginário ($\pm j2\omega$). Para $Q = 1/2$, a resposta do filtro é criticamente amortecida. Para valores de $Q > 1/2$, o sistema é subamortecido. Por outro lado, se $Q < 1/2$, o sistema é sobreamortecido. A Figura 78 ilustra a resposta em

Figura 76 – Esquema de controle de corrente no DSRF - Terminal *sending end*.



Fonte: O Autor.

Figura 77 – Esquema de controle de corrente no DSRF - Terminal *receiving end*.

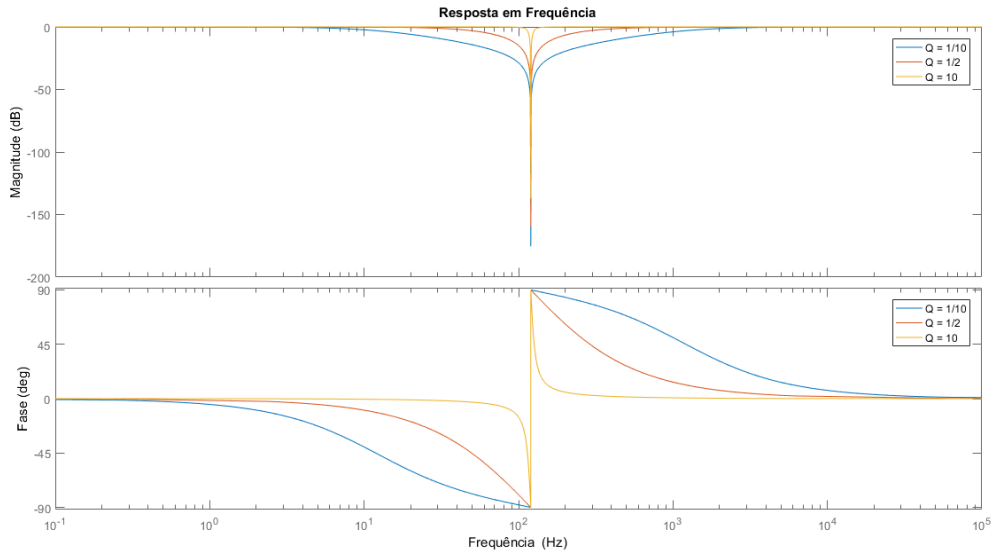


Fonte: O Autor.

frequência do filtro *notch* para três valores de Q .

$$F(s) = \frac{s^2 + (2\omega)^2}{s^2 + \frac{2\omega}{Q}s + (2\omega)^2} \quad (5.3)$$

Figura 78 – Resposta em frequência do filtro *notch*.



Fonte: O Autor.

Ao passo que um valor mais alto de Q se traduz em uma melhor seletividade em frequência, um comportamento excessivamente subamortecido do filtro não é desejável para o emulador. Isso ocorre porque a separação das componentes de sequência positiva e negativa deve acontecer o mais rápido possível em uma aplicação de controle em tempo real. Neste trabalho, é utilizado um filtro com fator de qualidade $Q = 1/2$.

Como os sinais de referência para os controladores são constantes em regime permanente, são utilizados simplesmente controladores PI com os mesmos ganhos definidos no Capítulo 4. Entretanto, a complexidade do sistema pela presença de oito controladores e a necessidade de separação das componentes de sequência em tempo real motiva a busca por outras alternativas.

5.3 Controle no Sistema Estacionário $\alpha\beta$

5.3.1 Modelagem do Conversor

Uma outra abordagem para este problema consiste em dar um passo atrás na modelagem e realizar o controle das correntes no sistema de referência estacionário $\alpha\beta$. Neste sistema de referência, o retificador e o inversor são modelados conforme a Equação 5.4. Nota-se que, ao contrário do que ocorre nos sistemas síncronos, não há acoplamento

entre as componentes das correntes elétricas nos eixos α e β . Assim, o modelo do conversor pode ser visto como um conjunto de quatro sistemas de primeira ordem independentes, simplificando o esquema de controle.

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_{S\alpha} = -R i_{S\alpha} + v_{S\alpha} - e_{S\alpha} \\ L \frac{d}{dt} i_{S\beta} = -R i_{S\beta} + v_{S\beta} - e_{S\beta} \end{cases} \quad (5.4a)$$

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_{R\alpha} = -R i_{R\alpha} - v_{R\alpha} + e_{R\alpha} \\ L \frac{d}{dt} i_{R\beta} = -R i_{R\beta} - v_{R\beta} + e_{R\beta} \end{cases} \quad (5.4b)$$

Com este modelo, torna-se possível projetar o sistema de controle do emulador no sistema estacionário $\alpha\beta$.

5.3.2 Estratégia de Controle no Sistema Estacionário $\alpha\beta$

Da mesma maneira que foi feito para os sistemas síncronos, pode-se utilizar a técnica *feedforward*. Apesar disto não ser essencial neste caso, como as tensões nas extremidades já são medidas nesta aplicação para gerar os sinais de referência a serem seguidos, a técnica pode ser usada para melhorar a resposta dinâmica do conversor. Os sinais de controle neste caso são dados pela equação 5.5.

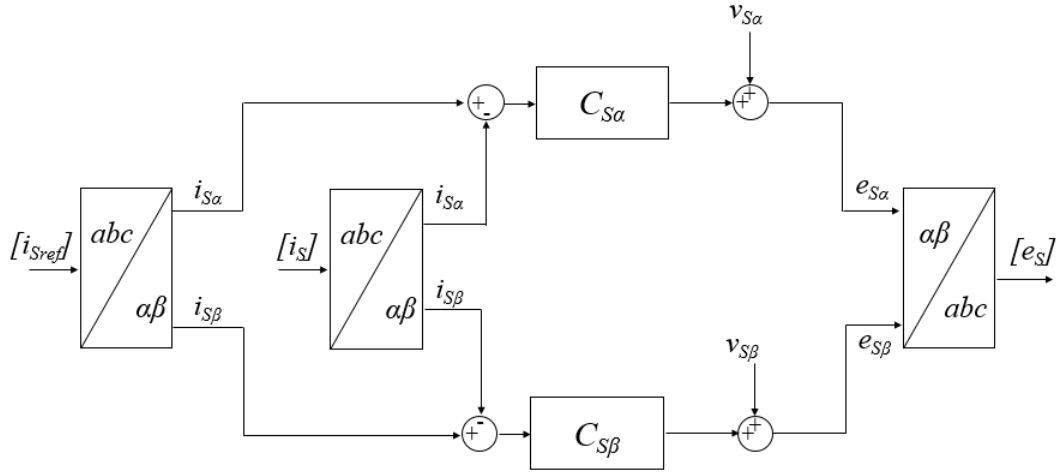
$$\begin{cases} e_{S\alpha} = e'_{S\alpha} + v_{S\alpha} \\ e_{S\beta} = e'_{S\beta} + v_{S\beta} \end{cases} \quad (5.5a)$$

$$\begin{cases} e_{R\alpha} = e'_{R\alpha} + v_{R\alpha} \\ e_{R\beta} = e'_{R\beta} + v_{R\beta} \end{cases} \quad (5.5b)$$

Assim, as componentes das correntes nos eixos α e β podem ser controladas a partir da estratégia mostrada nas Figuras 79 e 80 para o retificador e para o inversor, respectivamente.

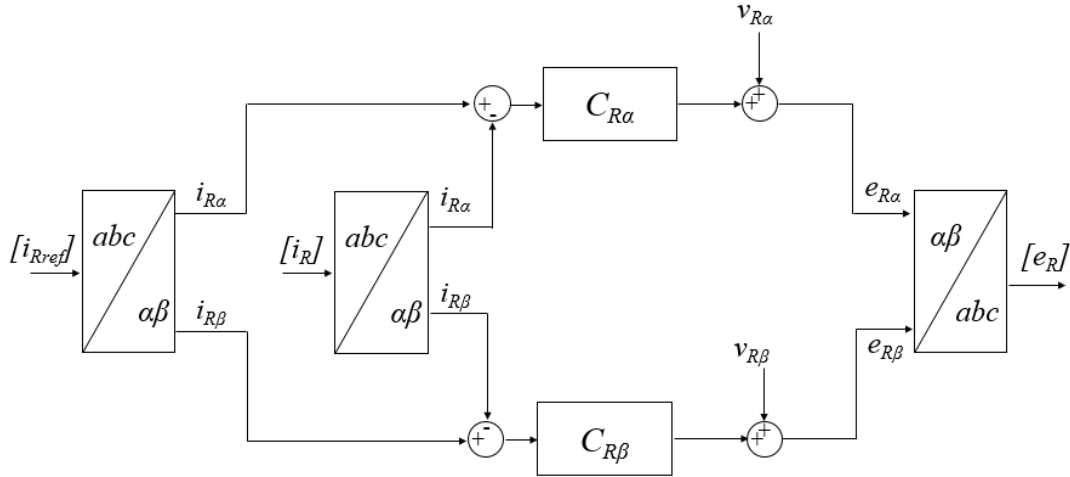
No sistema estacionário $\alpha\beta$, devem ser usados controladores PR para conseguir erro nulo em regime permanente. Isso ocorre porque as referências a serem seguidas pelo sistema em malha fechada não são constantes, mas senoidais com velocidade angular ω neste sistema de referência. A função de transferência deste tipo de controlador tem a

Figura 79 – Esquema de controle de corrente para o lado retificador (*sending end*) - Controle no Sistema Estacionário $\alpha\beta$.



Fonte: O Autor.

Figura 80 – Esquema de controle de corrente para o lado inversor (*receiving end*) - Controle no Sistema Estacionário $\alpha\beta$.



Fonte: O Autor.

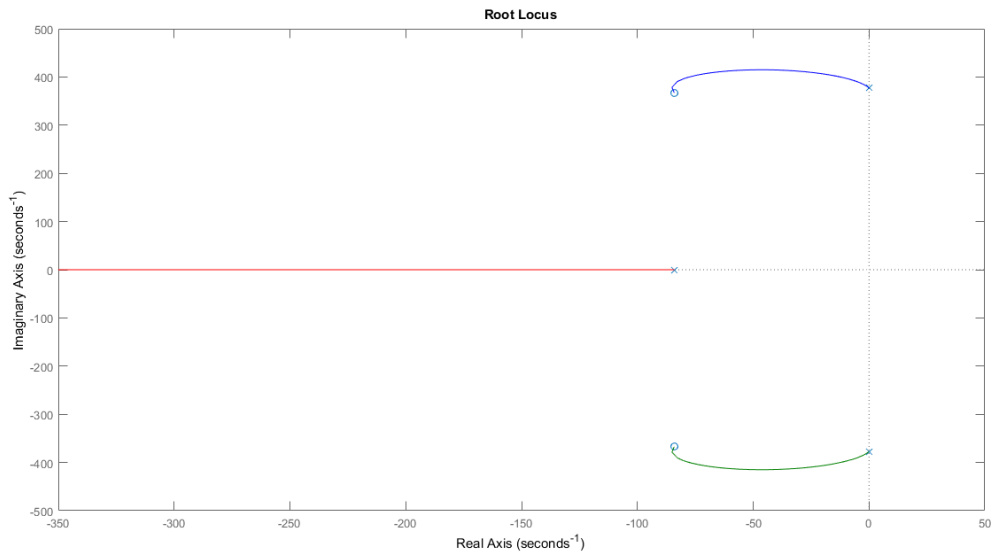
forma mostrada na Equação 5.6. Como se pode observar, os polos do controlador estão no eixo imaginário do plano- s , de maneira que se tem ganho infinito na componente de frequência ω . A função de transferência da referência para a saída do sistema é dada na Equação 5.7.

$$C(s) = k_P + \frac{k_R s}{s^2 + \omega^2} \quad (5.6)$$

$$T_{ref}(s) = \frac{\frac{1}{L} k_P (s^2 + \frac{k_R}{k_P} s + \omega^2)}{s^3 + \frac{R + k_P}{L} s^2 + (\frac{k_R}{L} + \omega^2) s + \frac{k_P + R}{L}} \quad (5.7)$$

A sintonia dos controladores PR pode ser feita usando o método do LGR, com auxílio do gráfico mostrado na Figura 81. Para isso, deve-se escolher a localização dos zeros do controlador e definir o ganho proporcional de acordo com a largura de banda requerida para o sistema em malha fechada. Para não exigir um esforço de controle muito alto, os zeros do controlador foram escolhidos de maneira que sua parte real $-k_R/2k_P$ fosse igual à do polo da planta $-R/L$.

Figura 81 – Lugar das raízes para o ganho de malha fechada $C(s)G(s)$ com controlador PR.



Fonte: O Autor.

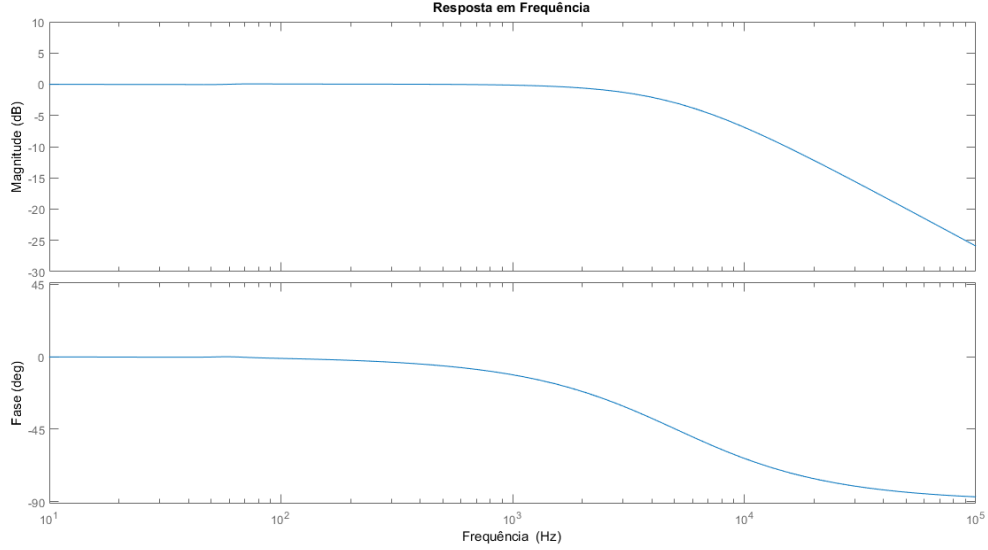
O ganho proporcional que define a largura de banda de 5 kHz foi escolhido $k_P = 75.8$. Consequentemente, o ganho do termo ressonante foi definido em $k_R = 12739 \text{ s}^{-1}$. A Figura 82 mostra a resposta em frequência do sistema em malha fechada.

5.4 Controle da Componente de Sequência Zero

Seja o controle realizado no DSRF ou no sistema estacionário $\alpha\beta$, a componente de sequência zero, caso existente, é independente das componentes de sequência positiva e negativa. Em ambos os casos, trata-se de uma senoide com velocidade angular ω em regime permanente. Assim, o seguimento de referência com erro nulo não é possível com controladores PI e controladores PR devem ser considerados.

O projeto dos controladores PR pode ser realizado da mesma maneira que na Seção 5.3, já que o conversor é modelado também como sistemas de primeira ordem para esta

Figura 82 – Resposta em frequência do sistema em malha fechada $T_{ref}(s) = C(s)G(s)/(1 + C(s)G(s))$ com controlador PR.



Fonte: O Autor.

componente de sequência, como descreve a Equação 5.8.

$$\begin{cases} L \frac{d}{dt} i_{S0}(t) = -R i_{S0}(t) + v_{S0}(t) - e_{S0}(t) \\ L \frac{d}{dt} i_{R0}(t) = -R i_{R0}(t) - v_{R0}(t) + e_{R0}(t) \end{cases} \quad (5.8)$$

Assim, caso exista a componente de sequência zero, mais dois controladores PR são adicionados à estrutura. Um para o lado retificador e outro para o lado inversor. Os ganhos dos controladores são iguais aos escolhidos na Seção 5.3.

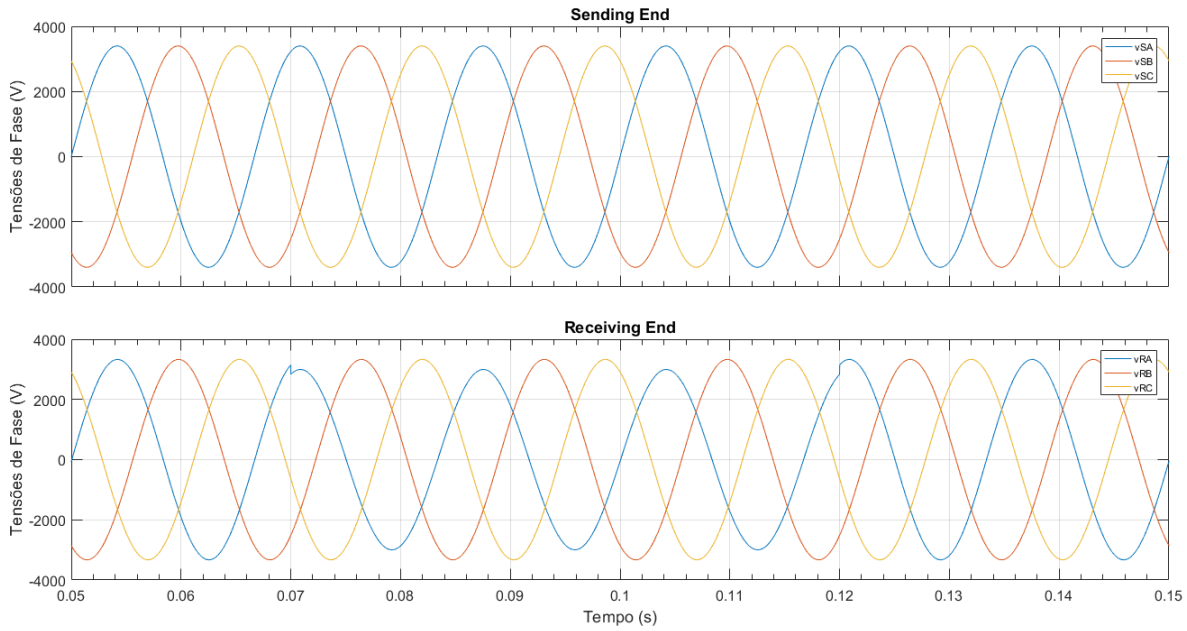
5.5 Resultados de Simulação

Com o objetivo verificar a metodologia descrita utilizando as duas estratégias de controle propostas, são realizadas simulações digitais com o *software* MATLAB/Simulink®. Na Seção 5.5.1, são realizadas simulações preliminares utilizando as equações dos modelos do conversor derivadas nas Seções 5.2.1 e 5.3.1. Depois, são apresentados os resultados obtidos com um conversor de média tensão operando como emulador com auxílio da biblioteca *SimPowerSystems*. A configuração do emulador é modificada para representar os vários casos de interesse mostrando a flexibilidade do sistema mesmo em condições desbalanceadas.

Nas simulações realizadas, as tensões no terminal *sending end* são trifásicas equilibradas de frequência 60 Hz com valor de linha eficaz de 4160 V (1 p.u.) e as tensões no terminal *receiving end* são também equilibradas com valor de linha eficaz de 0.98 p.u.

atrasadas em 1 grau. Para verificar o desempenho do emulador em situações transitórias e considerando o caso desbalanceado, o módulo da tensão no terminal (*receiving end*) cai 10% no instante $t = 0.07$ s apenas na fase A. No instante $t = 0.12$ s, a tensão retorna ao valor original. A Figura 83 mostra as tensões de fase em ambos os terminais.

Figura 83 – Tensões nos terminais *sending end* e *receiving end*.



Fonte: O Autor.

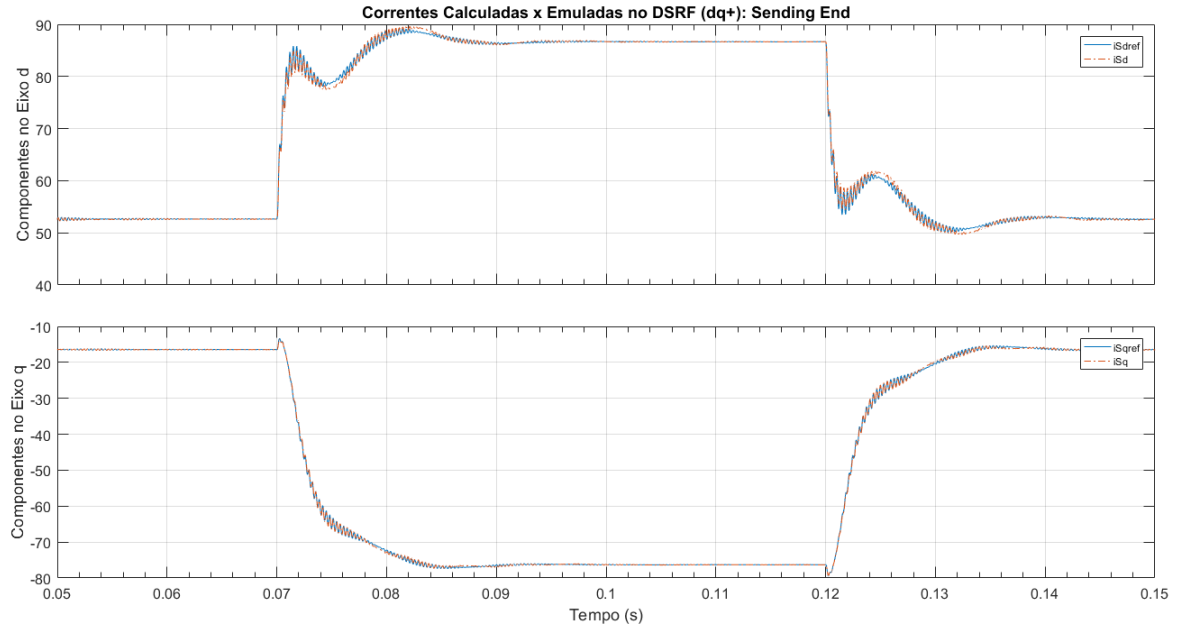
5.5.1 Verificação das Estratégias de Controle

Com o intuito de avaliar o desempenho dos sistemas de controle projetados, são realizadas simulações preliminares utilizando os modelos apresentados nas Seções 5.2.1 e 5.3.1. Para isso, é tomada como base a emulação de um cabo de 240 mm^2 com comprimentos de 10 km e 50 km, considerados extremos neste trabalho.

5.5.1.1 Estratégia de Controle no DSRF

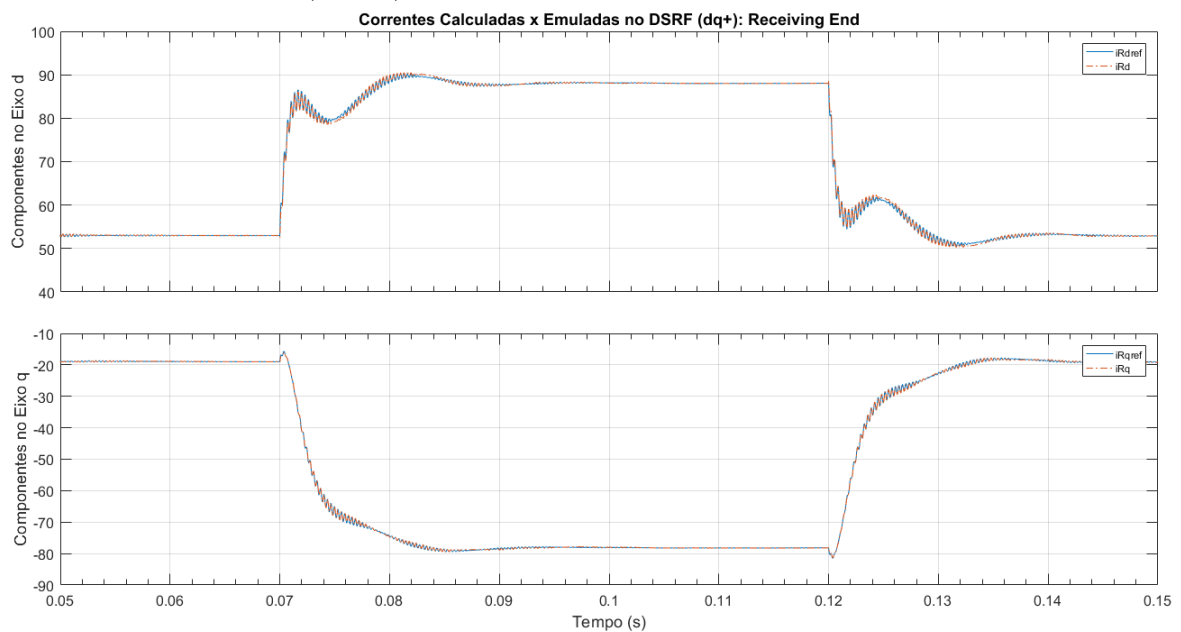
Os resultados de simulação para um cabo de 10 km de comprimento são apresentados nas Figuras 84 e 85 quando a estratégia de controle no DSRF é utilizada. Elas mostram a evolução das componentes de sequência positiva das correntes emuladas no sistema de eixos dq^+ . O efeito das componentes de sequência negativa é atenuado por filtros *notch* sintonizados em 2ω . A Figura 86 ilustra o erro medido na entrada de cada controlador PI. Como esperado, os erros tendem a se anular em regime permanente. Por outro lado, as Figuras 87 e 88 ilustram as componentes de sequência negativa das correntes. No sistema de eixos dq^- , as componentes de sequência positiva das correntes são atenuadas pelos filtros *notch*. A Figura 89 mostra os erros para a componente de sequência negativa das correntes.

Figura 84 – Correntes no DSRF (dq^+) - Terminal *sending end*: i_{Sd} e i_{Sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 10 km.



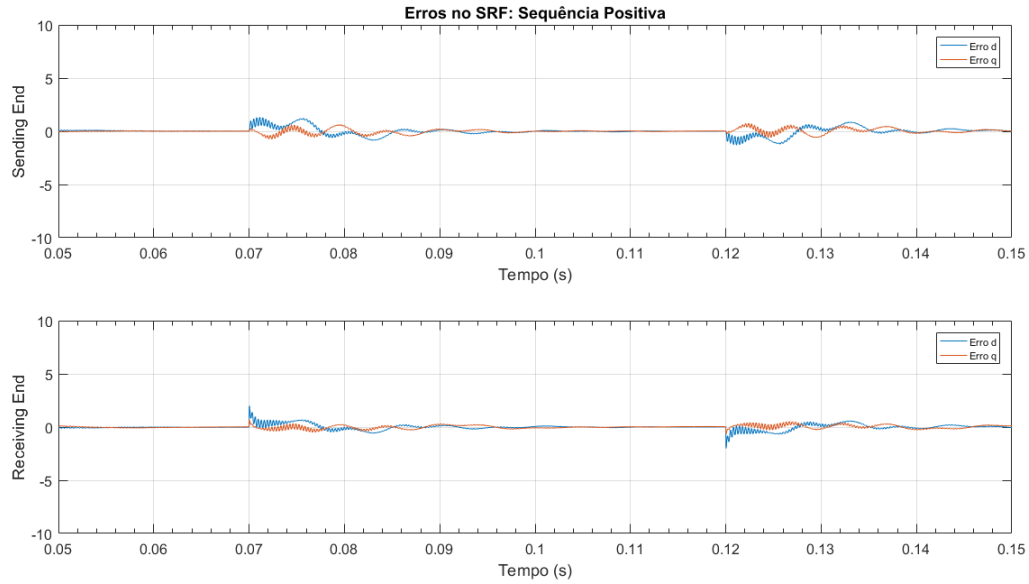
Fonte: O Autor.

Figura 85 – Correntes no DSRF (dq^+) - Terminal *receiving end*: i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 10 km.



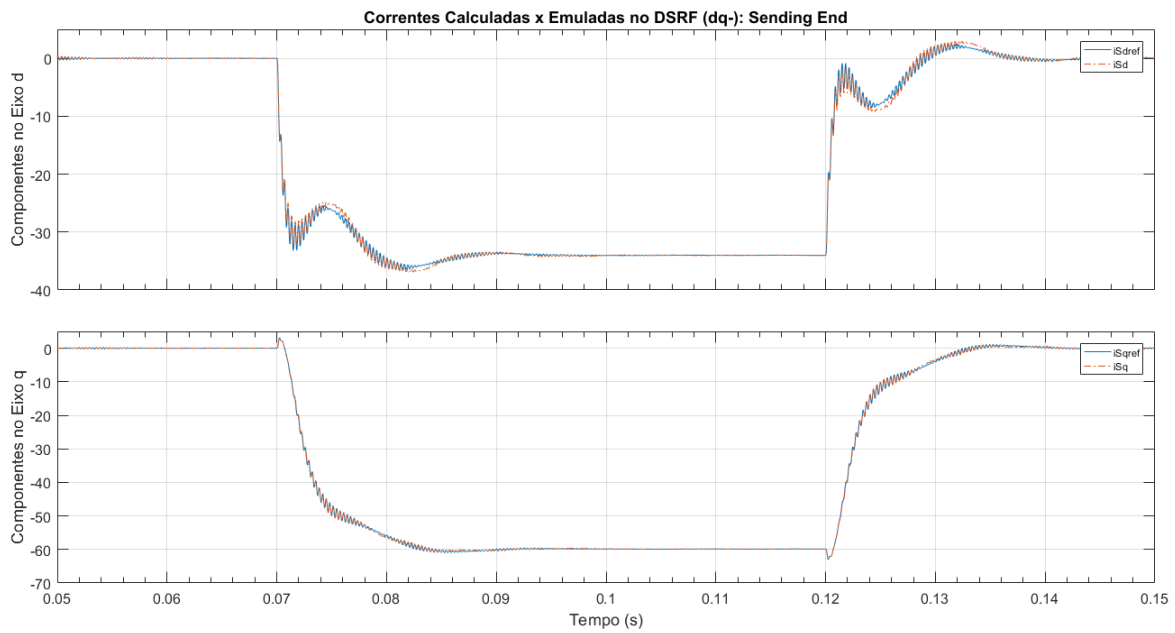
Fonte: O Autor.

Figura 86 – Erros no DSRF (dq^+): Δi_{Sd}^+ e Δi_{Sq}^+ (superior) e Δi_{Rd}^+ e Δi_{Rq}^+ - Cabo de 240 mm² e 10 km.



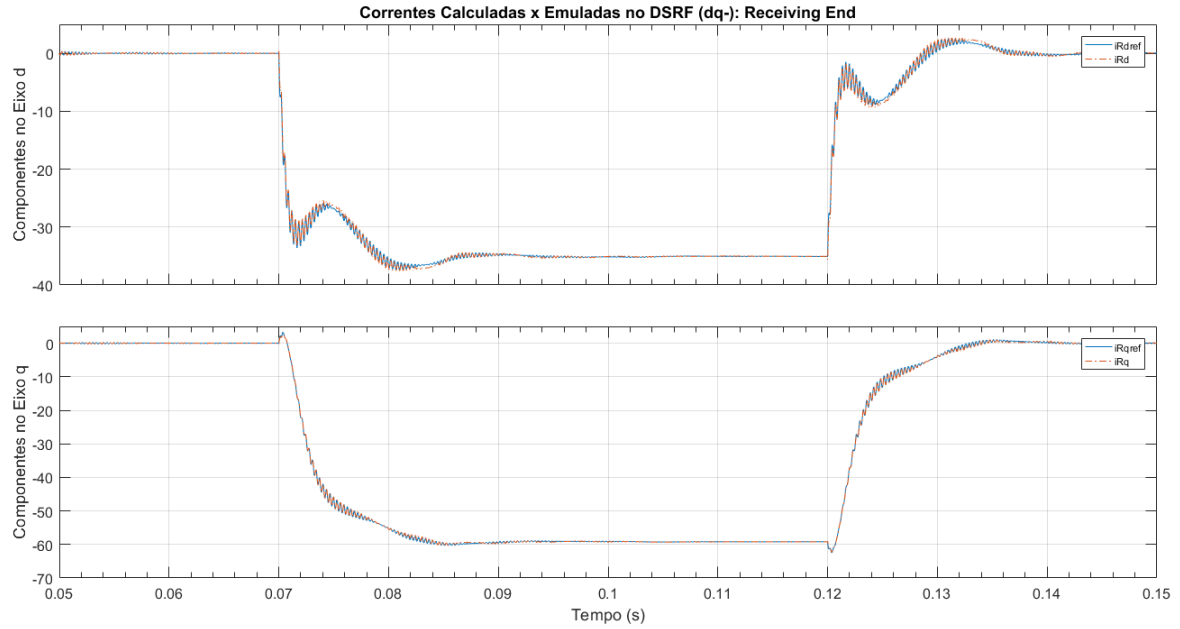
Fonte: O Autor.

Figura 87 – Correntes no DSRF (dq^-) - Terminal *sending end*: i_{Sd} e i_{Sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 10 km.



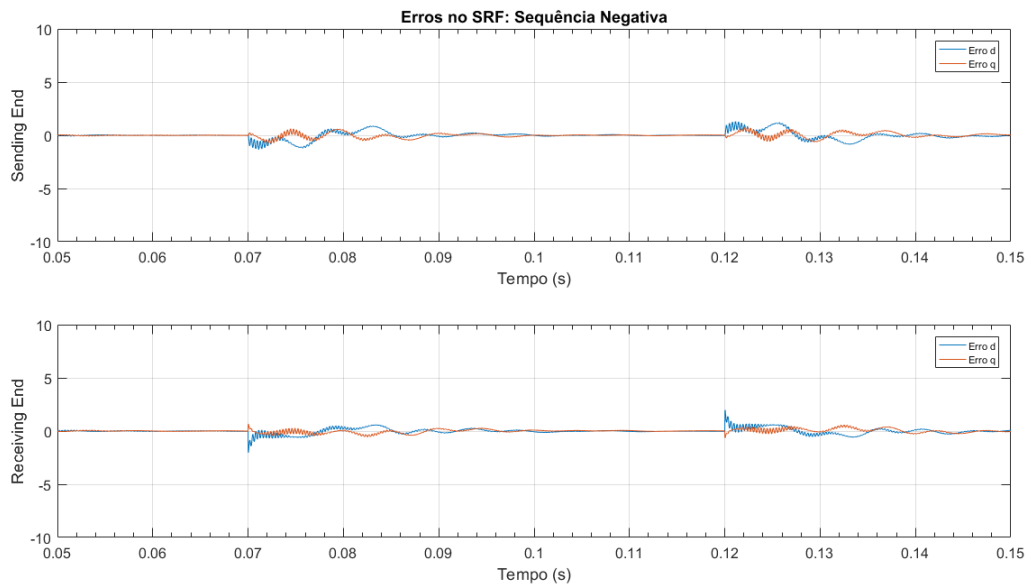
Fonte: O Autor.

Figura 88 – Correntes no DSRF (dq^-) - Terminal *receiving end*: i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 10 km.



Fonte: O Autor.

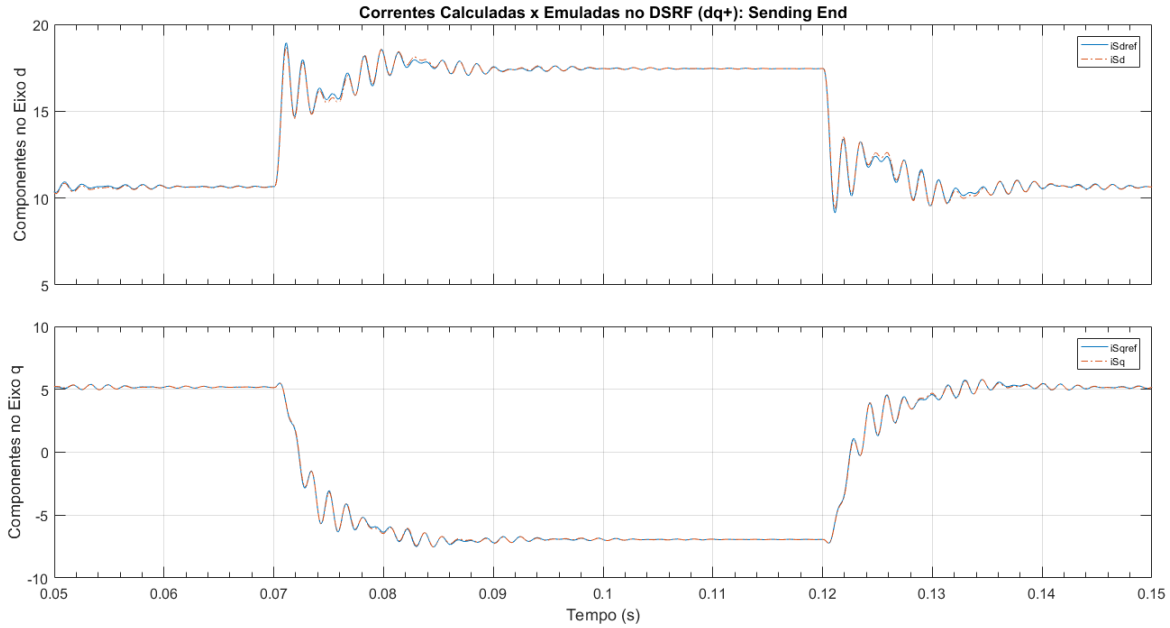
Figura 89 – Erros no DSRF (dq^-): Δi_{sd}^- e Δi_{sq}^- (superior) e Δi_{Rd}^- e Δi_{Rq}^- - Cabo de 240 mm² e 10 km.



Fonte: O Autor.

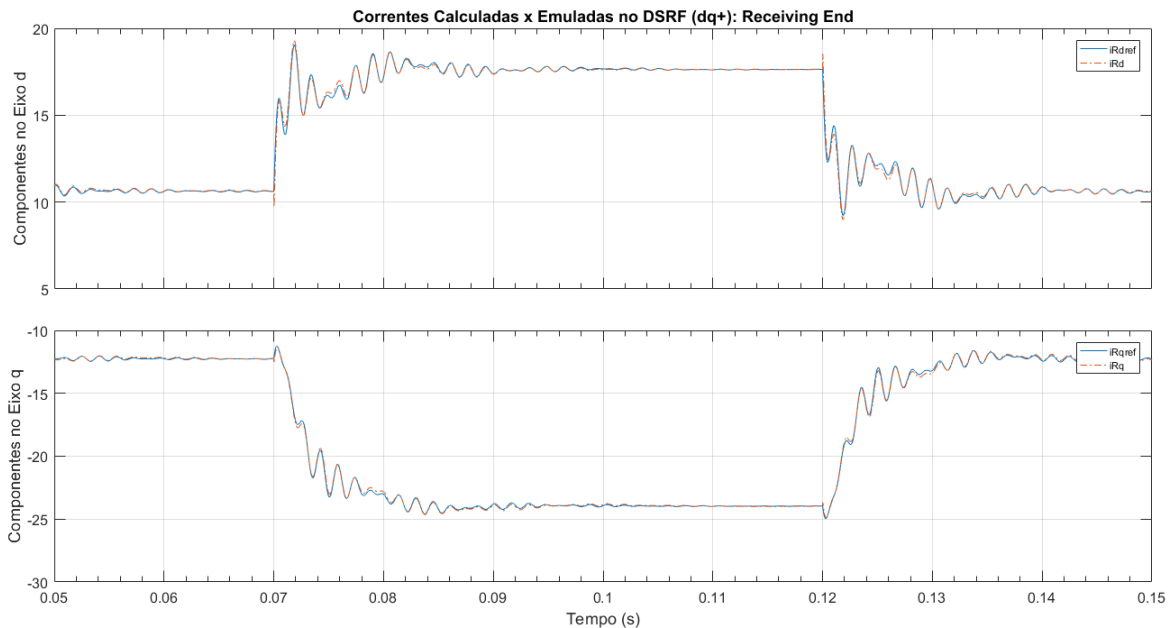
Considerando agora um cabo com 50 km de comprimento, as Figuras 90 e 91 mostram as correntes no sistema de eixos dq^+ e a Figura 92 mostra o erro para componente de sequência positiva. As Figuras 93 e 94 mostram os resultados para o sistema dq^- e a Figura 95 ilustra o comportamento do erro para a componente de sequência negativa.

Figura 90 – Correntes no DSRF (dq^+) - Terminal *sending end*: i_{sd} e i_{sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 50 km.



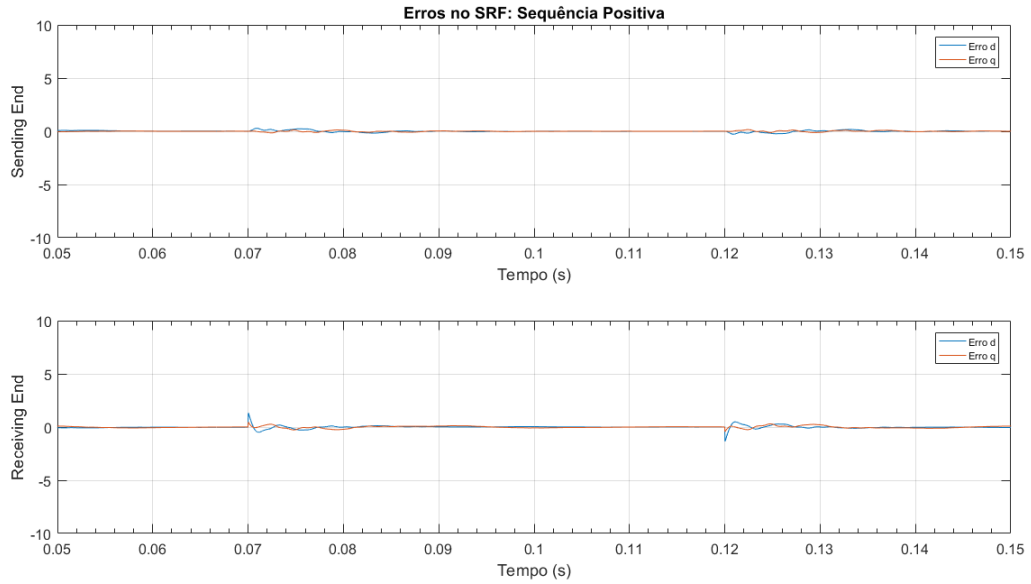
Fonte: O Autor.

Figura 91 – Correntes no DSRF (dq^+) - Terminal *receiving end*: i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 50 km.



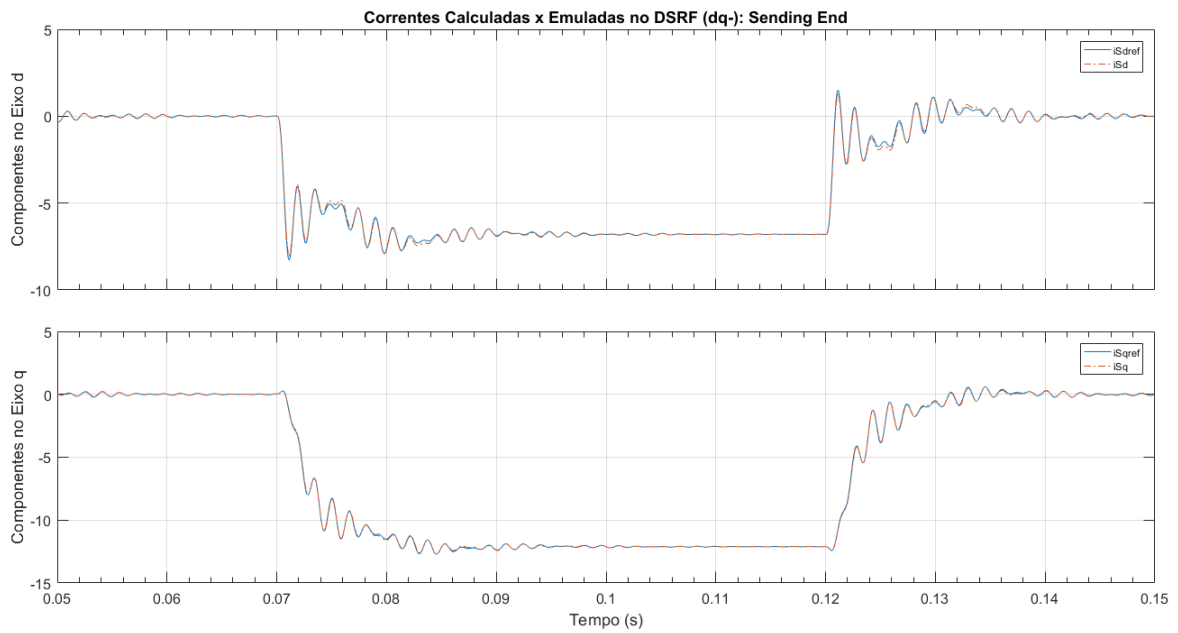
Fonte: O Autor.

Figura 92 – Erros no DSRF (dq^+): Δi_{sd}^+ e Δi_{sq}^+ (superior) e Δi_{rd}^+ e Δi_{rq}^+ - Cabo de 240 mm² e 50 km.



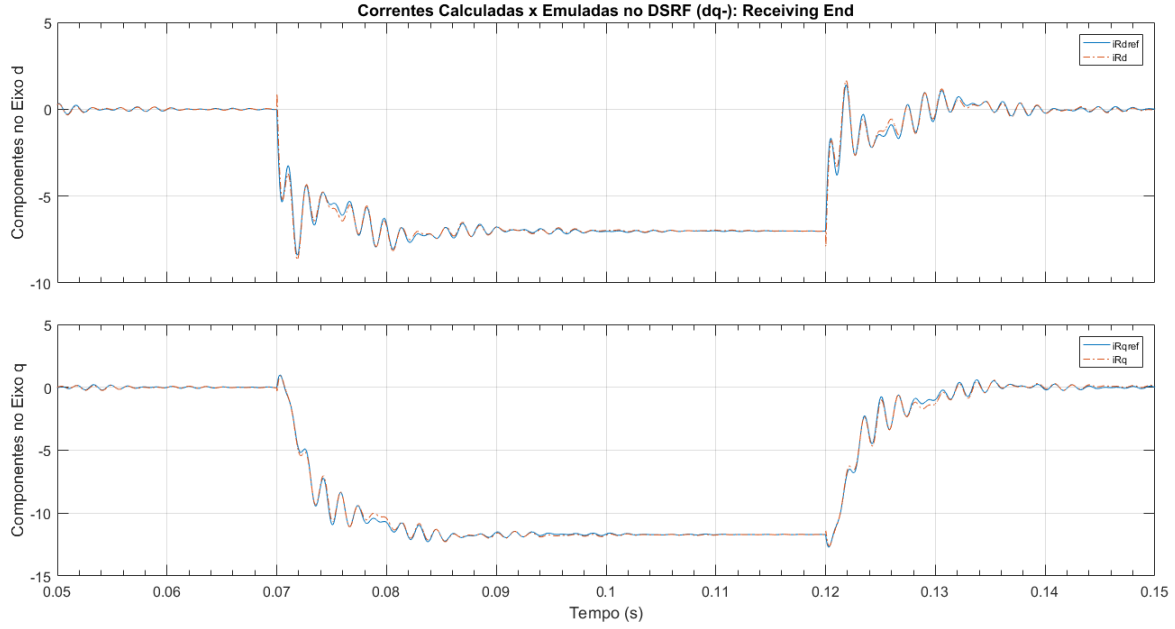
Fonte: O Autor.

Figura 93 – Correntes no DSRF (dq^-) - Terminal *sending end*: i_{sd} e i_{sq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 50 km.



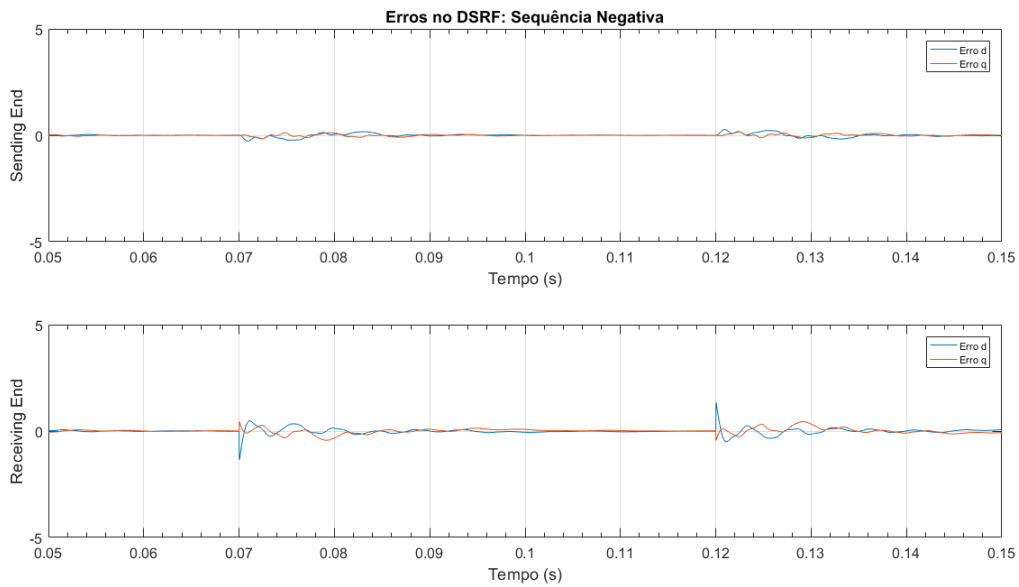
Fonte: O Autor.

Figura 94 – Correntes no DSRF (dq^-) - Terminal *receiving end*: i_{Rd} e i_{Rq} (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 50 km.



Fonte: O Autor.

Figura 95 – Erros no DSRF (dq^-): Δi_{Sd}^- e Δi_{Sq}^- (superior) e Δi_{Rd}^- e Δi_{Rq}^- - Cabo de 240 mm² e 50 km.



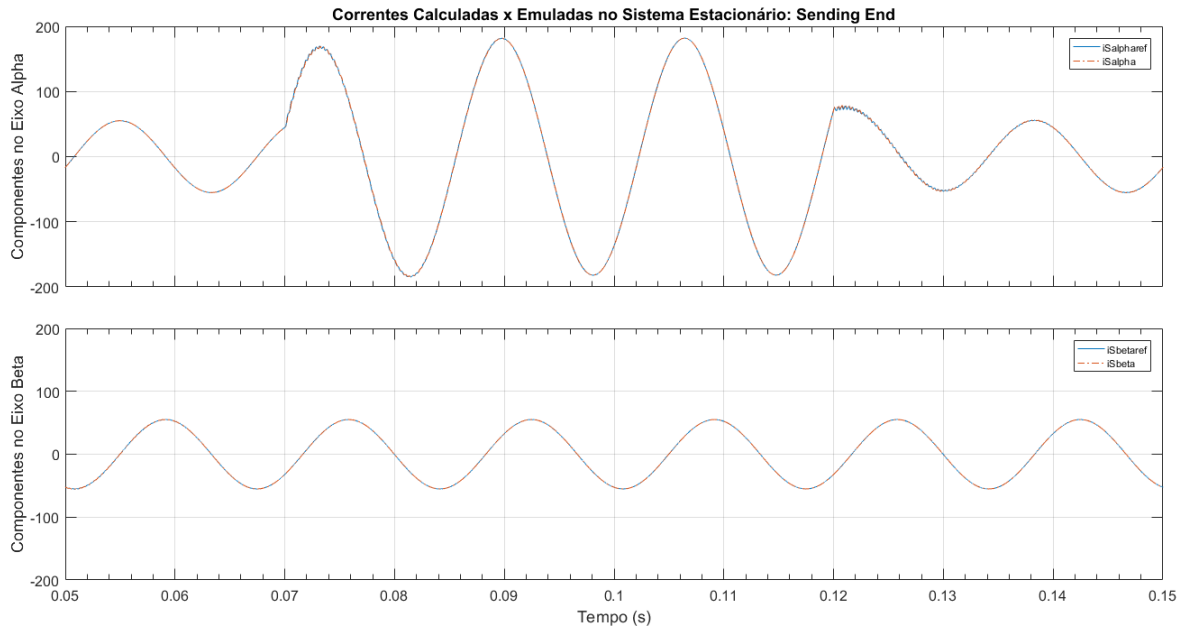
Fonte: O Autor.

Com base nestes primeiros resultados, pode-se afirmar que a estratégia de controle no DSRF com separação das componentes de sequência positiva e negativa por filtros *notch* sintonizados em 2ω apresenta seguimento de referência com desempenho dinâmico bastante satisfatório para esta aplicação.

5.5.1.2 Estratégia de Controle no Sistema Estacionário $\alpha\beta$

Utilizando a estratégia de controle no sistema $\alpha\beta$, a Figura 96 ilustra o comportamento das componentes α e β das correntes no terminal *sending end* em relação às referências calculadas pelo modelo T acoplado quando um cabo de 10 km é emulado. Na Figura 97, os resultados mostrados são para as correntes no terminal *receiving end* enquanto a Figura 98 mostra a evolução do erro nestas correntes. Nota-se a tendência de erro nulo em regime permanente devido ao uso de controladores PR para prover ganho infinito na frequência de 60 Hz.

Figura 96 – Correntes no Sistema Estacionário $\alpha\beta$ - Terminal *sending end*: $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 10 km.

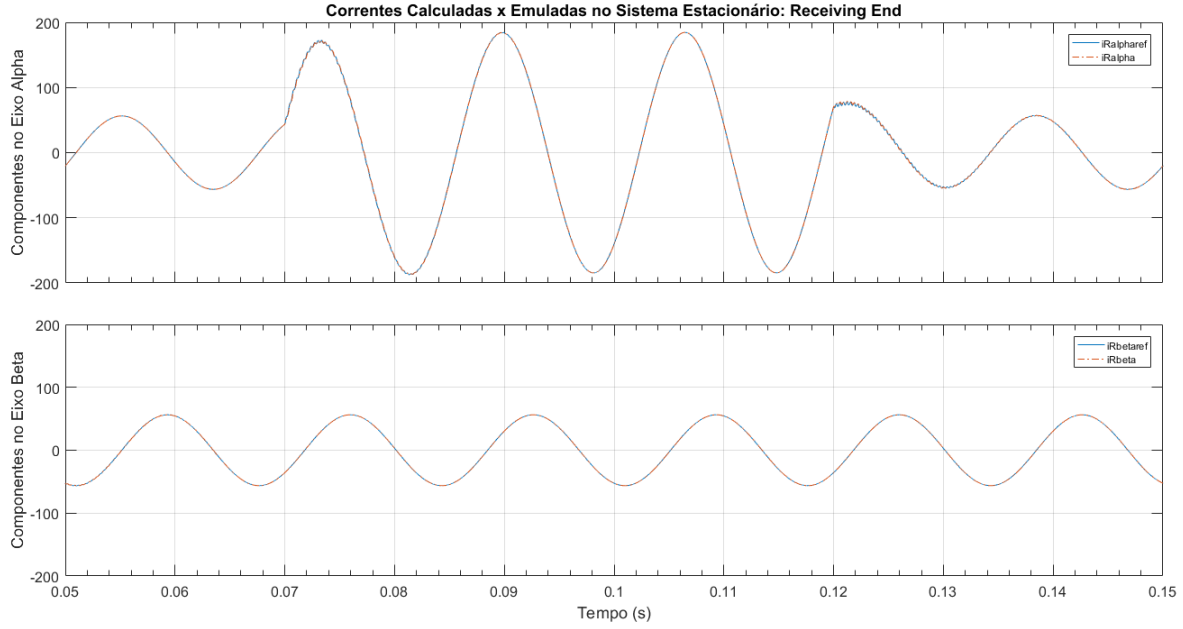


Fonte: O Autor.

Para um cabo de 50 km de comprimento, os resultados estão ilustrados nas Figuras 99 e 100, enquanto o erro observado na entrada dos controladores PR é ilustrado na Figura 101.

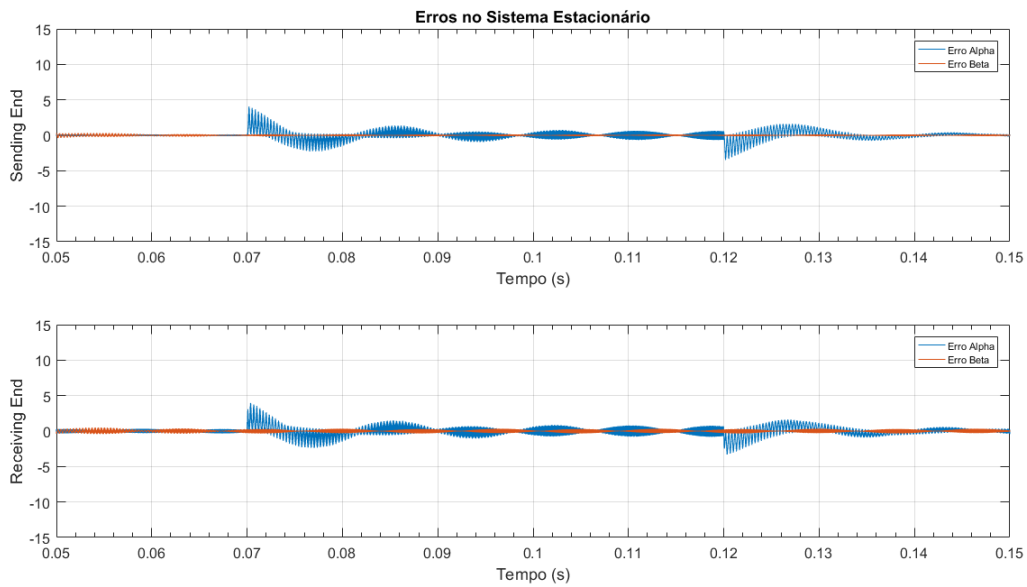
Como mostram os resultados, a estratégia de controle no sistema estacionário $\alpha\beta$ também apresenta seguimento de referência com desempenho dinâmico satisfatório nesta aplicação. Utilizando apenas quatro controladores e sem a necessidade de separação de componentes de sequência, esta estratégia acaba se tornando mais simples que a apresentada anteriormente.

Figura 97 – Correntes no Sistema Estacionário $\alpha\beta$ - Terminal *receiving end*: $i_{R\alpha}$ e $i_{R\beta}$ (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 10 km.



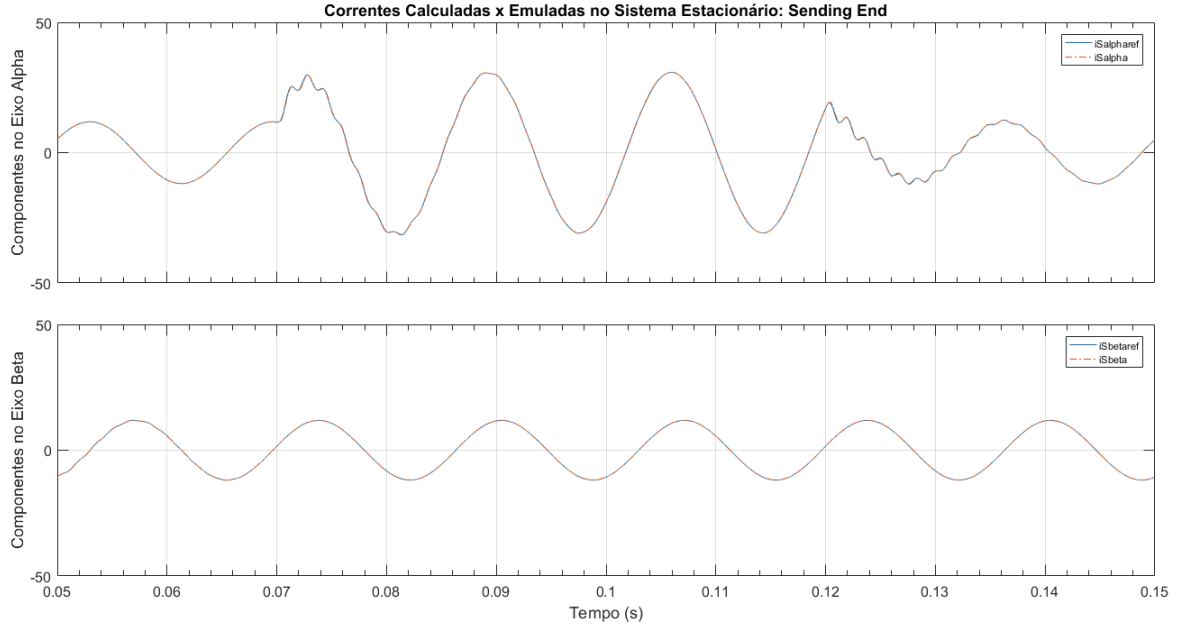
Fonte: O Autor.

Figura 98 – Erros no Sistema Estacionário $\alpha\beta$: $\Delta i_{S\alpha}$ e $\Delta i_{S\beta}$ (superior) e $\Delta i_{R\alpha}$ e $\Delta i_{R\beta}$ - Cabo de 240 mm² e 10 km.



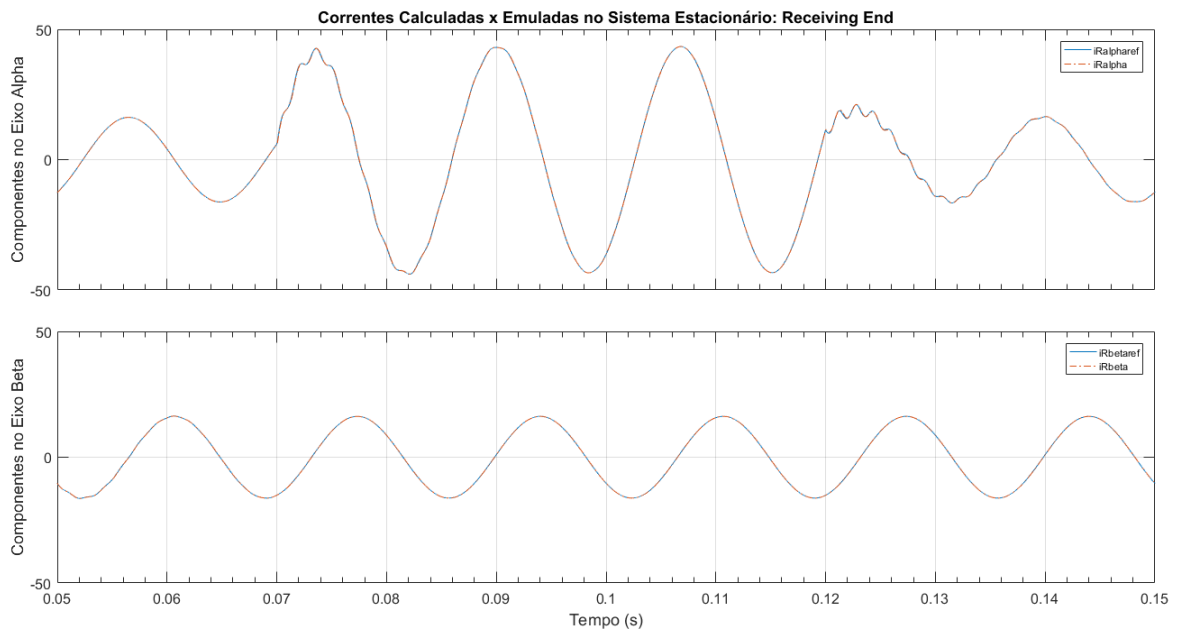
Fonte: O Autor.

Figura 99 – Correntes no Sistema Estacionário $\alpha\beta$ - Terminal *sending end*: $i_{S\alpha}$ e $i_{S\beta}$ (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 50 km.



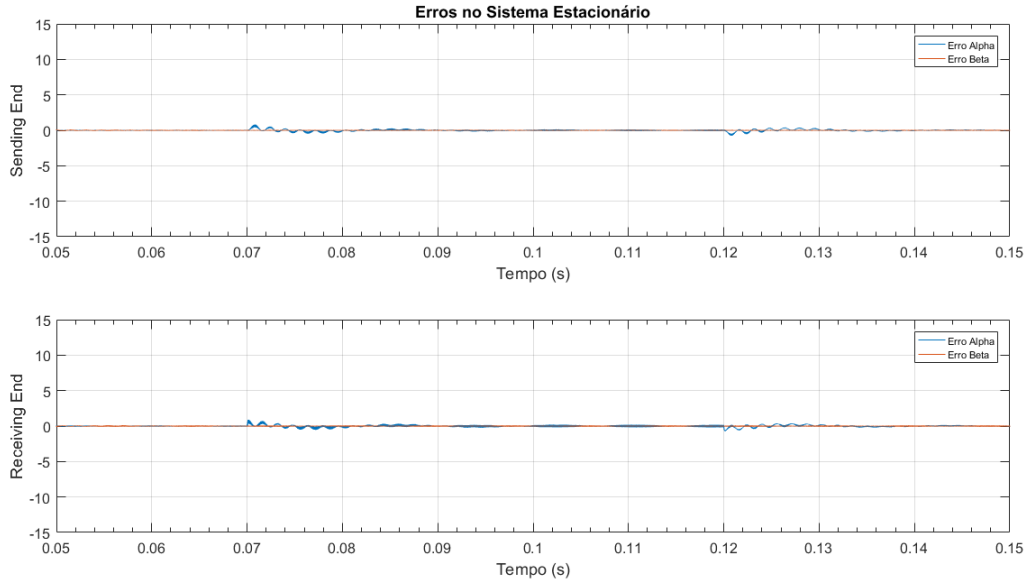
Fonte: O Autor.

Figura 100 – Correntes no Sistema Estacionário $\alpha\beta$ - Terminal *receiving end*: $i_{R\alpha}$ e $i_{R\beta}$ (tracejada) x referências (sólida) - Cabo de 240 mm² e 50 km.



Fonte: O Autor.

Figura 101 – Erros no Sistema Estacionário $\alpha\beta$): $\Delta i_{S\alpha}$ e $\Delta i_{S\beta}$ (superior) e $\Delta i_{R\alpha}$ e $\Delta i_{R\beta}$ - Cabo de 240 mm² e 50 km.



Fonte: O Autor.

5.5.2 Simulação do Emulador de Cabos Elétricos Submarinos em Condições Desbalanceadas

Para conferir as abordagens de modelagem e projeto do sistema de controle do emulador de cabos submarinos, são realizadas simulações com auxílio da biblioteca *SimPowerSystems* do *software* MATLAB/Simulink®. Ambas as estratégias de controle abordadas neste trabalho são utilizadas.

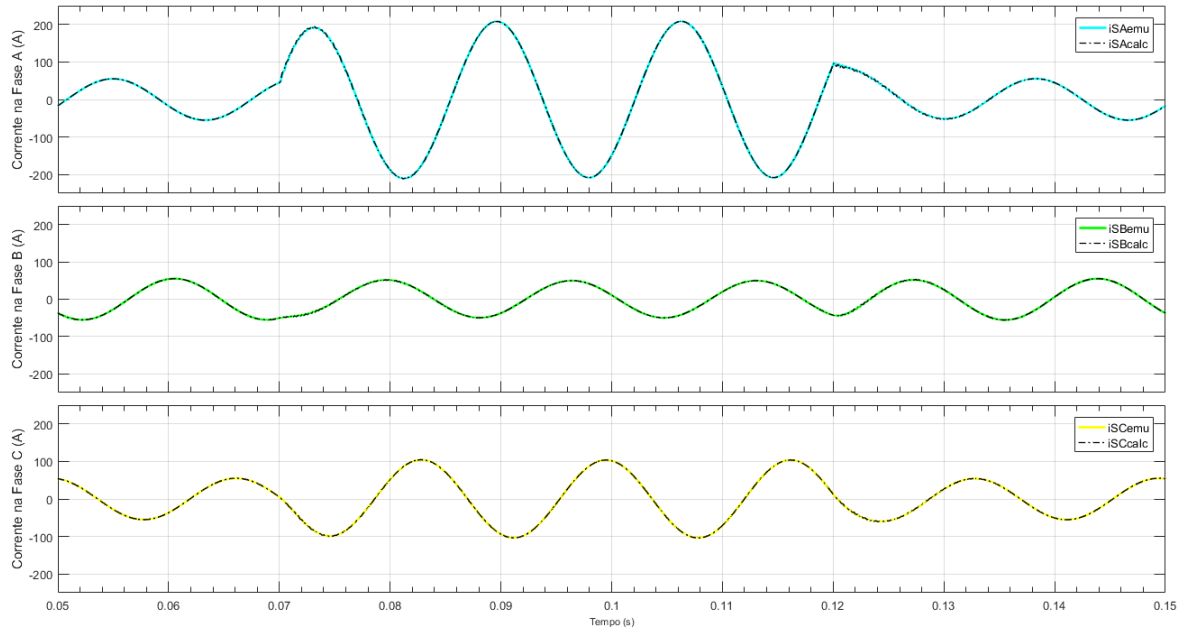
As condições iniciais de tensão nas extremidades do emulador são as apresentadas anteriormente. Ou seja, as tensões na entrada do retificador (*sending end*) são trifásicas equilibradas de frequência 60 Hz com valor de linha eficaz de 4160 V (1 p.u.) e as tensões na saída do inversor (*receiving end*) são também equilibradas com valor de linha eficaz de 0.98 p.u. atrasadas em 1 grau. Para verificar o desempenho do emulador em situações transitórias considerando o caso desbalanceado, o módulo da tensão no terminal (*receiving end*) cai 10% no instante $t = 0.07$ s apenas na fase A, voltando ao valor original no instante $t = 0.12$ s. O conversor é baseado no multinível ponte H em cascata com 15 células de potência no total, assim como o utilizado no Capítulo 4.

5.5.2.1 Controle no DSRF

Os resultados mostrados nas Figuras 102 e 103 são obtidos quando o sistema é configurado para emular o comportamento de um cabo de 240 mm² e 10 km de comprimento.

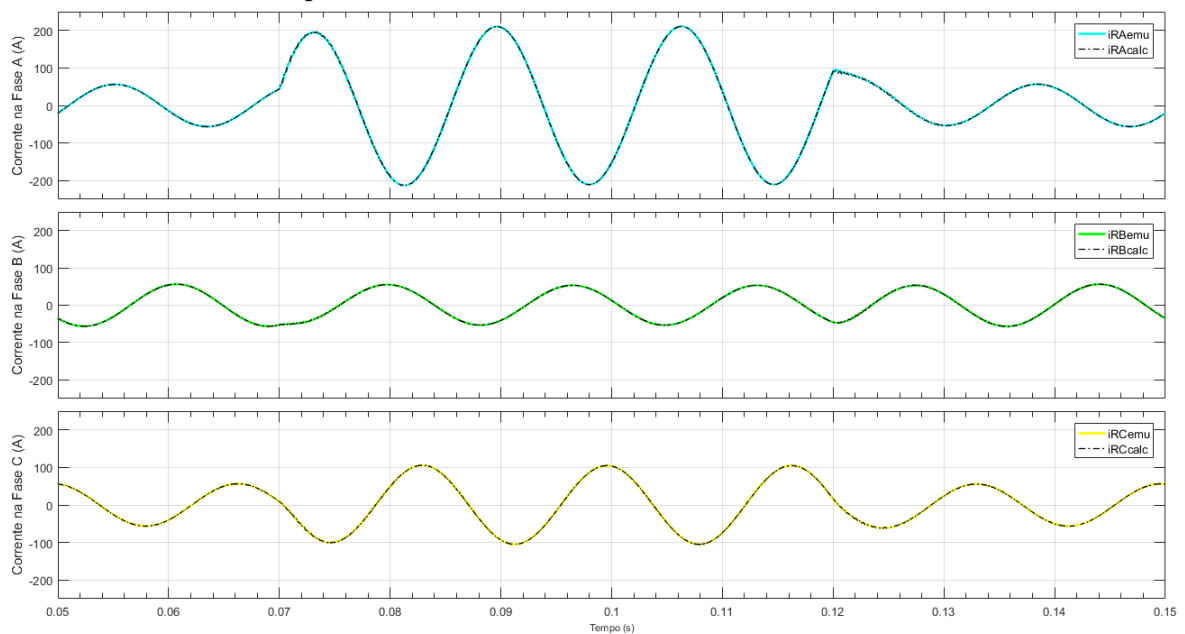
Na emulação de um cabo de 120 mm² os resultados são igualmente satisfatórios. Nas Figuras 104 e 105, são mostradas as correntes emuladas pelo conversor configurado

Figura 102 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 10 km - Controle no DSRF.



Fonte: O Autor.

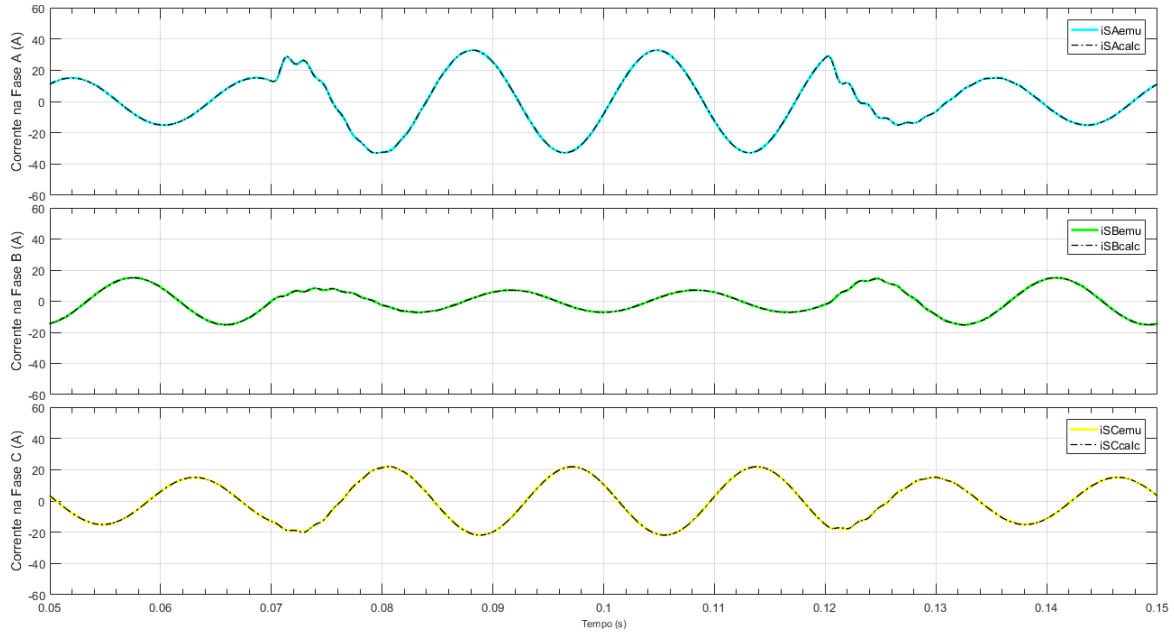
Figura 103 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 10 km - Controle no DSRF.



Fonte: O Autor.

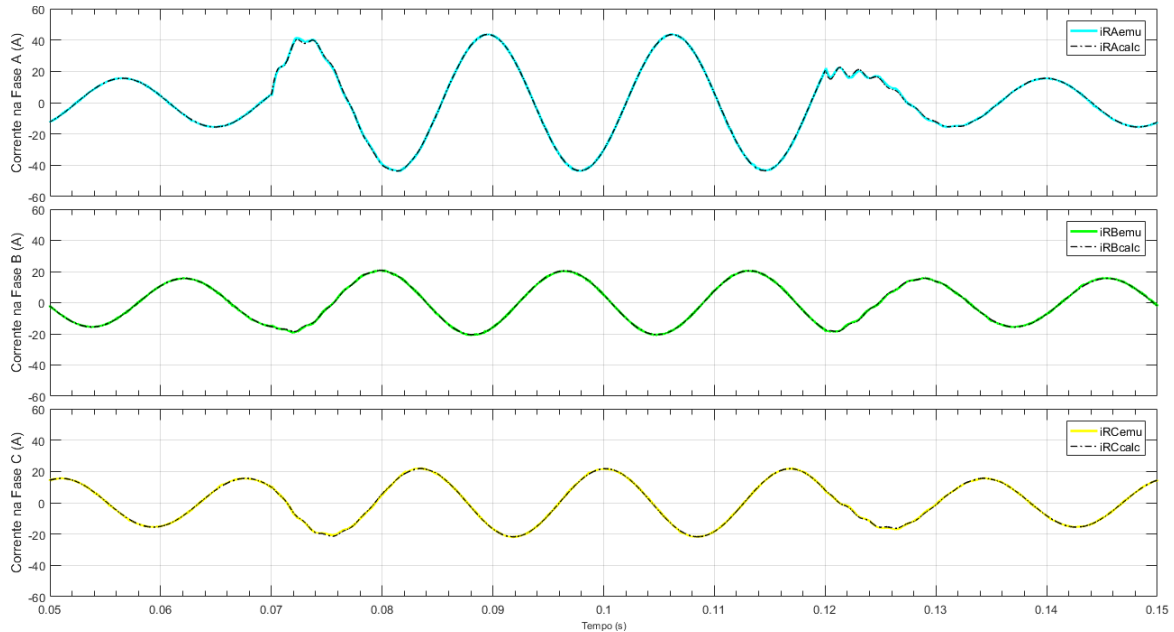
para representar um cabo de 50 km de comprimento. Os resultados de simulação do emulador para outras configurações de cabo de interesse estão no Apêndice D.

Figura 104 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 50 km - Controle no DSRF.



Fonte: O Autor.

Figura 105 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 50 km - Controle no DSRF.



Fonte: O Autor.

Na Tabela 6, os resultados são comparados com base no valor RMS do erro observado nas simulações. Valores menores que 1 A são obtidos.

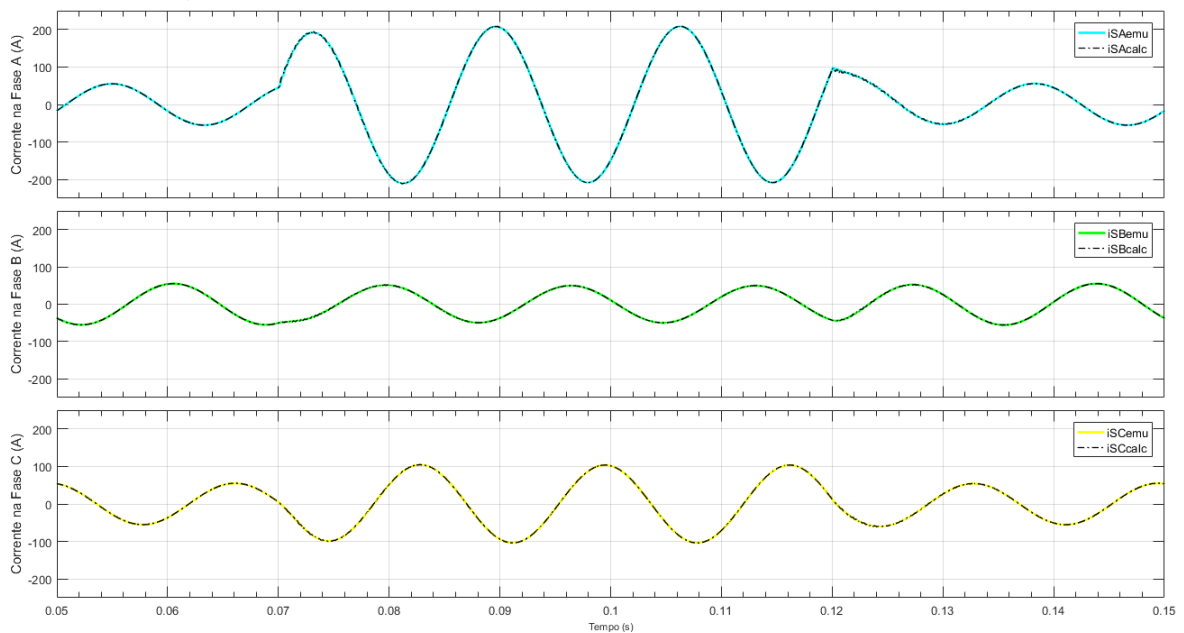
Tabela 6 – Valor RMS Máximo do Erro para o Emulador em Condições Desbalanceadas - Controle no DSRF.

Comp. \ Cabo	120 mm ²	240 mm ²
10 km	0.64 A	0.69 A
30 km	0.45 A	0.44 A
50 km	0.46 A	0.45 A

Fonte: O Autor.

5.5.2.2 Controle no Sistema Estacionário $\alpha\beta$

As mesmas simulações foram conduzidas para verificar o desempenho do emulador quando o controle é realizado no sistema de referência estacionário $\alpha\beta$. Obtidos com o emulador configurado para representar um cabo de 240 mm² e 10 km de comprimento, os gráficos mostrados nas Figuras 106 e 107 apontam que esta estratégia de modelagem e controle também leva a resultados animadores.

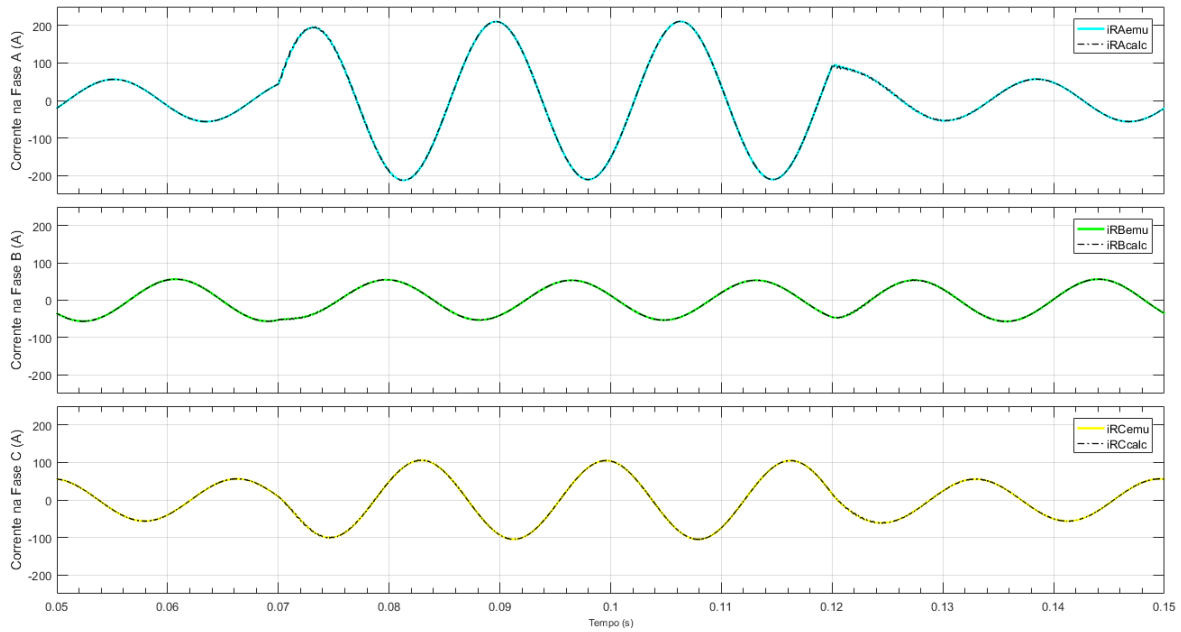
Figura 106 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 10 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$.

Fonte: O Autor.

Considerando seção transversal de 120 mm², os resultados são apresentados nas Figuras 108 e 109 quando um cabo com comprimento de 50 km é emulado pelo conversor. Os resultados para outras configurações são mostrados no Apêndice D.

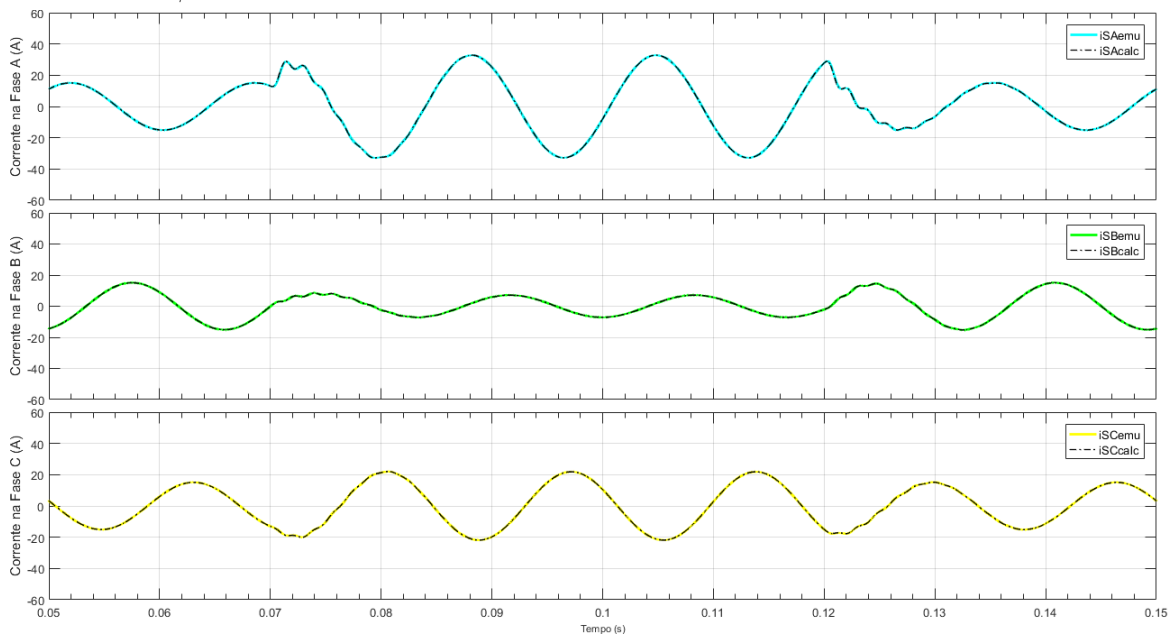
A Tabela 7 mostra uma comparação dos casos de simulação com base no erro medido. O valor RMS máximo encontrado dentre os erros nas correntes de linha é apresentado para cada situação simulada. Também são observados baixos erros de emulação nestes casos.

Figura 107 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 10 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$.



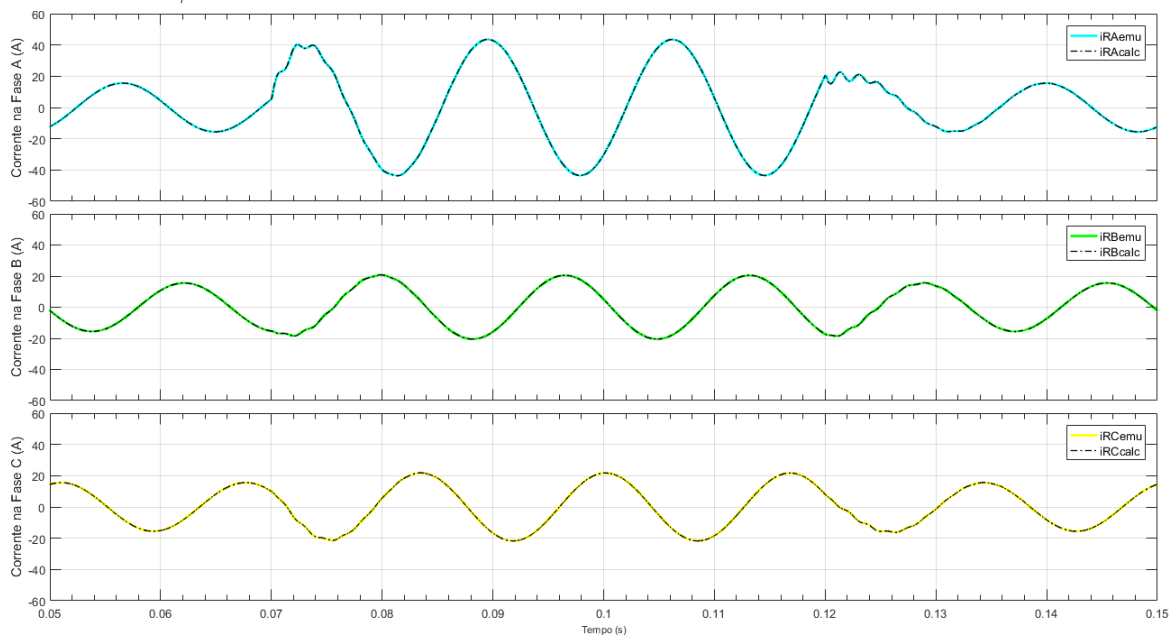
Fonte: O Autor.

Figura 108 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 50 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$.



Fonte: O Autor.

Figura 109 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 50 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$.



Fonte: O Autor.

Tabela 7 – Valor RMS Máximo do Erro para o Emulador em Condições Desbalanceadas - Controle no Sistema $\alpha\beta$.

Comp.	Cabo	120 mm ²	240 mm ²
10 km		0.71 A	0.77 A
30 km		0.33 A	0.35 A
50 km		0.28 A	0.28 A

Fonte: O Autor.

6 Conclusões

As vantagens do uso de emuladores em testes de equipamentos e sistemas de potência motivam o desenvolvimento de diversas facilidades baseadas no conceito *Power Hardware-in-the-Loop*. Neste trabalho, um emulador de cabos elétricos de potência submarinos utilizados na indústria *offshore* foi introduzido para situações em que há variações de tensão em seus terminais. Foram consideradas situações transitórias e em regime permanente tanto para condições balanceadas quanto desbalanceadas. O modelo de cabo selecionado para o cálculo das correntes de referência para o sistema de controle do emulador inclui perdas, acoplamento entre condutores e capacitância, tornando seu comportamento próximo ao de cabos reais.

Quando as tensões nos terminais do emulador são balanceadas, o uso de quatro controladores PI no SRF em conjunto com *feedforward* se mostra suficiente para um bom desempenho do emulador. Ajustando adequadamente os ganhos dos controladores para se ter uma largura de banda suficiente, até mesmo situações transitórias podem ser emuladas com grande precisão. No caso desbalanceado, duas alternativas foram verificadas. No DSRF, um total de oito controladores PI regulam as componentes de sequência positiva e negativa das correntes nos terminais do emulador de maneira independente. Assim, esta estratégia ainda requer a utilização de técnicas de separação destas componentes de sequência, como o uso de filtros *notch* sintonizados no dobro da frequência das tensões terminais. No sistema estacionário $\alpha\beta$, um sistema de controle mais simples realiza a tarefa. Quatro controladores PR regulam as correntes sem a necessidade de separação das componentes de sequência positiva e negativa. Em ambos os casos, se a componente de sequência zero existir, mais um controlador PR pode ser usado em cada terminal do emulador.

Portanto, emular o comportamento de cabos trifásicos de 120 mm² e 240 mm² com comprimentos variando entre 10 e 50 km mostrou-se possível através da aplicação de técnicas de controle de corrente a um conversor de média tensão CA-CA. Foi dada atenção especial à simplicidade dos modelos de cabo assim como dos controladores com vistas a facilitar a realização de futuros testes experimentais. Resultados promissores foram obtidos tanto em condições balanceadas quanto desbalanceadas e, juntamente com as discussões apresentadas, configuram um ótimo ponto de partida para o desenvolvimento de um emulador de cabos submarinos flexível para ser utilizado em uma infraestrutura real baseada em conversores de potência para testes de equipamentos elétricos na indústria *offshore*.

7 Sugestões para Trabalhos Futuros

Apesar dos resultados apresentados neste trabalho se mostrarem bastante promissores, a validação experimental através de um protótipo real, mesmo que em escala reduzida, constitui um próximo passo de grande importância. A depender do *hardware* utilizado para implementação do emulador, podem surgir limitações tanto devidas ao circuito de potência quanto ao sistema de processamento e controle. Assim, alguns pontos a serem observados em uma implementação estão listados:

- Chaves de potência: algumas situações de teste podem exigir correntes mais altas que a capacidade máxima das chaves utilizadas. Pode ser necessário utilizar chaves em paralelo. Além disso, a frequência de chaveamento pode ser limitante. Altas frequências de chaveamento diminuem o *ripple*, mas aumentam as perdas no conversor. Deve haver um compromisso entre precisão e eficiência.
- Velocidade de processamento: O passo de tempo para cálculo das correntes de referência deve ser consideravelmente pequeno para que seja possível reproduzir as componentes de frequência mais altas nos transitórios (neste trabalho, $\Delta t = 30 \mu s$). Além disso, passos de tempo maiores levam a oscilações maiores nas correntes emuladas. Assim, o sistema usado para realizar a aquisição dos sinais e implementar as leis de controle (e.g. DSP) deve ser capaz de operar em alta velocidade, sob pena de não ser possível o cálculo das referências em tempo real. Uma alternativa a ser avaliada visando minimizar o esforço computacional seria utilizar controladores analógicos.
- Modelo de Cabo: Uma vez estabelecido um processo para projeto do sistema de controle do conversor, pode-se verificar o desempenho com a utilização de modelos de cabo mais refinados. Modelos a parâmetros concentrados com várias seções ou até mesmo os que se utilizam de ondas viajantes podem ser testados visando maior precisão. O custo computacional, entretanto, pode se mostrar uma limitação importante dependendo do sistema físico disponível para implementação.
- Discretização das leis de controle: os controladores PR possuem resposta em frequência bastante concentrada em torno da frequência de ressonância, de maneira que a aproximação usada para discretização (e.g. Tustin) pode incorrer em erro não nulo em regime. A utilização do operador Δ ao invés de z pode ser avaliada para minimizar este problema.

Além destes pontos relativos à implementação, outras situações em que o emulador de cabos submarinos pode ser usado ainda necessitam de investigação, como nos casos em que cargas são alimentadas através do cabo. Para que o modelo T acoplado possa calcular as referências de corrente são usadas as tensões nos terminais. Assim, para cargas fortemente reativas, pode haver instabilidade no cálculo das referências.

Referências

- AHMED, A. *Eletrônica de Potência*. 1. ed. São Paulo, SP: Pearson Education do Brasil, 2000.
- AKAGI, H.; WATANABE, E. H.; AREDES, M. *Instantaneous Power Theory and Applications in Power Conditioning*. 1. ed. Hoboken, NJ: John Wiley and Sons, Inc., 2007.
- AMETANI, A. A general formulation of impedance and admittance of cables. *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, PAS-99, n. 3, Maio/Junho 1980. DOI: 10.1109/TPAS.1980.319718.
- AMETANI, A.; OHNO, T.; NAGAOKA, N. *Cable System Transients: Theory, Modeling and Simulation*. 1. ed. Cingapura: John Wiley & Sons, 2015.
- ARAÚJO, A. R. J.; SILVA, R. C.; KUROKAWA, S. Comparing lumped and distributed parameters models in transmission lines during transient conditions. In: *Proceedings of the T&D Conference and Exposition*. Chicago, IL, EUA: IEEE, 2014. DOI: 10.1109/TDC.2014.6863477.
- ARMSTRONG, M. et al. Power system emulation using a real time, 145 kw, virtual power system. In: *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. Dresden, Alemanha: IEEE, 2005. DOI: 10.1109/EPE.2005.219291.
- ASKELAND, A. M.; SOLVIK, N. A. Operation of subsea electrical power systems. In: *Proceedings of the Offshore Technology Conference*. Houston, TX, EUA: OTC, 2014. OTC 25320-MS.
- BACHA, S.; MUNTEANU, I.; BRATCU, A. I. *Power Electronic Converters Modeling and Control*. 1. ed. Londres, UK: Springer-Verlag, 2014.
- BAI, Y.; BAI, Q. *Subsea Engineering Handbook*. Burlington, MA: Elsevier, 2010. 794 p.
- BARBOSA, D. A. B. *Sistemas de Proteção para Redes de Distribuição Elétrica Submarinas Não Aterradas*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2017.
- BOSE, B. K. *Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends*. 1. ed. Oxford, UK: Elsevier Inc., 2006.
- BOUSCAYROL, A. Different types of hardware-in-the-loop simulation for electric drives. In: *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Cambridge, UK: IEEE, 2008. DOI: 10.1109/ISIE.2008.4677304.
- BROD, D. M.; NOVOTNY, D. W. Current control of vsi-pwm inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-21, n. 3, p. 562–570, Maio 1985. DOI: 10.1109/TIA.1985.349711.
- BUGGE, J.; INGEBRIGTSEN, S. Subsea power jip - as enabler for all-electric subsea production. In: *Proceedings of the Offshore Technology Conference*. Houston, TX, EUA: OTC, 2017. OTC-27684-MS.

CAIRNEY, J. Offshore wind farm case study - how to achieve cost reduction at offshore wind farm construction projects. In: *Proceedings of the Offshore Technology Conference*. Houston, TX, EUA: OTC, 2015. OTC-26037-MS.

CAO, W. et al. Two-stage pv inverter system emulator in converter based power grid emulation system. In: *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Denver, CO, EUA: IEEE, 2013. DOI: 10.1109/ECCE.2013.6647305.

DARGAHI, M. et al. Controlling current and voltage type interfaces in power-hardware-in-the-loop simulations. *IET Power Electronics*, v. 7, n. 10, p. 2618–2627, Outubro 2014. DOI: 10.1049/IET-PEL.2013.0848.

DARGAHI, M. et al. Studies in power hardware in the loop (phil) simulation using real time digital simulator (rtds). In: *Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems*. Bangalore, India: IEEE, 2012. DOI: 10.1109/PEDES.2012.6484500.

DIXON, J. W. et al. Characteristics of a controlled-current pwm rectifier-inverter link. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-23, n. 6, p. 1022–1028, Novembro/Dezembro 1987. DOI: 10.1109/TIA.1987.4505024.

DOMMEL, H. W. *EMTP Theory Book*. 2. ed. Vancouver, BC: Microtran Power System Analysis Corporation, 1996.

DUAN, Y. et al. Investigation of next generation subsea power distribution system architectures. In: *Proceedings of the Offshore Technology Conference*. Houston, TX, EUA: OTC, 2014. OTC 25171-MS.

DUTTA, S.; BASU, K. Real-time ac transmission line emulation with power electronic converters. In: *Proceedings of the National Power Electronics Conference (NPEC)*. Pune, Índia: IEEE, 2017. DOI: 10.1109/NPEC.2017.8310467.

FARUQUE, M. O.; DINAVAHI, V. Hardware-in-the-loop simulation of power electronic systems using adaptive discretization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 4, p. 1146–1158, Abril 2010. DOI: 10.1109/TIE.2009.2036647.

FITZGERALD, A. E.; CHARLES JR., K.; UMANS, S. D. *Máquinas Elétricas com Introdução à Eletrônica de Potência*. 6. ed. Porto Alegre, RS: Bookman, 2006.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, A. *Feedback Control of Dynamic Systems*. 6. ed. Upper Saddle River, NJ: Pearson Higher Education Inc., 2010.

GRAF, C. et al. Real-time hil-simulation of power electronics. In: *Proceedings of the Annual Industrial Electronics Conference (IECON)*. Orlando, FL, EUA: IEEE, 2008. DOI: 10.1109/IECON.2008.4758407.

GRYNNING, A.; LARSEN, S. V.; SKAALE, I. Tyrihans raw seawater injection. In: *Proceedings of the Offshore Technology Conference*. Houston, TX, EUA: OTC, 2009. OTC 20078-MS.

HABETLER, T. G.; DIVAN, D. M. Angle controlled current regulated rectifiers for ac/ac converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 6, n. 3, p. 463–469, Julho 1991. DOI: 10.1109/63.85914.

- HAFNER, A. A. *Modelagem Analítica e Numérica de Cabos de Potência Submarinos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2016.
- HAFNER, A. A.; LUZ, M. V. F. da; CARPES JR., W. P. Impedance and admittance calculations of a three-core power cable by the finite element method. In: *Proceedings of the International Conference on Power Systems Transients*. Cavtat, Croácia: IPST, 2015. 15IPST082.
- IEC60502-2. *Power Cables with Extruded Insulation and their Accessories for Rated Voltages from 1 kV (U_m) up to 30 kV(U_m) - Part 2: Cables for rated voltages from 6 kV ($U_m = 7,2$ kV) up to 30 kV ($U_m = 36$ kV)*. Genebra, Suíça, 2014.
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; DZIENIAKOWSKI, M. A. Review of current regulation methods for vs-pwm inverters. In: *Proceedings of the International Symposium on Industrial Electronics*. Budapeste, Hungria: IEEE, 1993. DOI: 10.1109/ISIE.1993.268763.
- KESLER, M. et al. Power converter-based three-phase nonlinear load emulator for a hardware testbed system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 11, p. 5806–5812, Novembro 2014. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2301815.
- KOLAR, J. W. et al. The essence of three-phase ac/ac converter systems. In: *Proceedings of the Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*. Poznan, Polônia: IEEE, 2008. DOI: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635241.
- KONDAPI, P. B. et al. How will subsea processing and pumping technologies enable future deepwater field developments? In: *Proceedings of the Offshore Technology Conference*. Houston, TX, EUA: OTC, 2017. OTC 27661-MS.
- LAI, R. et al. A modular subsea dc electrical power system. In: *Proceedings of the Offshore Technology Conference*. Houston, TX, EUA: OTC, 2014. OTC-25263-MS.
- LIANG, X.; JACKSON, W. M. Influence of subsea cables on offshore power distribution systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 6, p. 2136–2144, Novembro/Dezembro 2009. DOI: 10.1109/TIA.2009.2031897.
- LIAO, J.-C.; YEH, S.-N. A novel instantaneous power control strategy and analytic model for integrated rectifier/inverter systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 15, n. 6, p. 996–1006, Novembro 2000. DOI: 10.1109/63.892814.
- LIMA, A. C. S. de; DOMMEL, H. W.; STEPHAN, R. M. Modeling adjustable-speed drives with long feeders. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 47, n. 3, p. 549–556, Junho 2000. DOI: 10.1109/41.847895.
- LIU, B. et al. Control and implementation of converter based ac transmission line emulation. In: *Proceedings of the Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Charlotte, NC, EUA: IEEE, 2015. DOI: 10.1109/APEC.2015.7104592.
- LUO, F. L.; YE, H. *Advanced DC/AC Inverters: Applications in Renewable Energy*. 1. ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2013.
- MA, Y. et al. Emulating full-converter wind turbine by a single converter in a multiple converter based emulation system. In: *Proceedings of the IEEE Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Fort Worth, TX, EUA: IEEE, 2014. DOI: 10.1109/APEC.2014.6803738.

- MARTINS, D. C.; BARBI, I. *Introdução ao Estudo dos Conversores CC-CA*. 1. ed. Florianópolis, SC: UFSC, 2005.
- MIDTTVEIT, S. et al. Subsea power systems - a key enabler for subsea processing. In: *Proceedings of the Offshore Technology Conference*. Houston, TX, EUA: OTC, 2010. OTC-20621-MS.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. 3. ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons Inc., 2003.
- MONSEN, B. et al. Asgard subsea gas compression - technology qualification testing with high-speed vsd and very long step-out cable. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 2, p. 1552–1561, Março/Abril 2014. DOI: 10.1109/TIA.2013.2293912.
- NOVOTNY, D. W.; LIPO, T. A. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. 1. ed. New York, NY: Oxford University Press, 1996.
- OLIVEIRA, A. M. de et al. High voltage subsea pump - a low cost subsea boosting enabler. In: *Proceedings of the Offshore Technology Conference*. Houston, TX, EUA: OTC, 2017. OTC 27929-MS.
- OLIVEIRA, A. M. de et al. A methodology for the development of a subsea electrical power transmission and distribution system. In: *Proceedings of the Offshore Technology Conference*. Houston, TX, EUA: OTC, 2013. OTC 24129-MS.
- PARMA, G. G.; DINAVAH, V. Real-time digital hardware simulation of power electronics and drives. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 2, p. 1235–1246, Abril 2007. DOI: 10.1109/TPWRD.2007.893620.
- PLANT, C. The role of standardisation and modularization in reducing the cost of subsea electrical connectors. In: *Proceedings of the Offshore Technology Conference*. Houston, TX, EUA: OTC, 2017. OTC-27832-MS.
- PRASAD, A. R.; ZIOGAS, P. D.; MANIAS, S. An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 6, n. 1, p. 83–92, Janeiro 1991. DOI: 10.1109/63.65006.
- PRYSMIAN. *Power/Optical Umbilicals*. [S.l.], 2017. Disponível em: <<https://www.prysmiangroup.com/en/products-and-solutions/oil-and-gas/exploration-and-production/subsea-umbilicals-risers-flowlines/umbilicals>>. Acesso em: 25 fev. 2019.
- RASCH, B. An integrated power solution for enabling large-scale subsea processing. In: *Proceedings of the Offshore Technology Conference*. Houston, TX, EUA: OTC, 2015. OTC 26046-MS.
- RATZKE, A. S. *Controle de Motor de Indução de Média Tensão em Aplicação de Bombeio Submarino*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2017.
- RODRIGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 4, p. 724–738, Agosto 2002. DOI: 10.1109/TIE.2002.801052.

- RODRIGUEZ, J. R. et al. Pwm regenerative rectifiers: State of the art. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 1, p. 5–22, Fevereiro 2005. DOI: 10.1109/TIE.2004.841149.
- SADIKU, M. N. O. *Elementos de Eletromagnetismo*. 3. ed. Porto Alegre, RS: Bookman, 2004.
- SALEHI, V. et al. Laboratory-based smart power system, part i: Design and system development. *IEEE Transactions on Smart Grid*, v. 3, n. 3, p. 1394–1404, Setembro 2012. DOI: 10.1109/TSG.2012.2194518.
- SATO, Y. et al. A new control strategy for voltage-type pwm rectifiers to realize zero steady-state control error in input current. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 34, n. 3, p. 480–486, Maio/Junho 1998. DOI: 10.1109/28.673717.
- SI, G.; CORDIER, J.; KENNEL, R. Hardware-in-the-loop emulation of electrical drives using standard voltage source inverters. *European Power Electronics and Drives (EPE Journal)*, v. 24, n. 4, p. 28–37, Dezembro 2014. DOI: 10.1080/09398368.2014.11755456.
- SI, G.; KENNEL, R. Switch mode converter based high performance power-hardware-in-the-loop grid emulator. In: *Proceedings of the Power Electronics Conference (SPEC)*. Auckland, Nova Zelândia: IEEE, 2016. DOI: 10.1109/SPEC.2016.7846010.
- SIEMENS. *Medium-Voltage Drive SINAMICS PERFECT HARMONY GH180*. Nuremberg, Alemanha, 2017.
- SILVA, F. F. da. Comparison of bergeron and frequency-dependent cable models for the simulation of electromagnetic transients. In: *Proceedings of the International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. Coimbra, Portugal: IEEE, 2016. DOI: 10.1109/UPEC.2016.8114048.
- SILVA, J. C. L. V. *Estimação dos Parâmetros Elétricos de Cabos de Potência Submarinos Considerando Meios Dispersivos*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2016.
- SILVA, J. C. L. V. et al. Modelling seabed buried cables for electromagnetic transient analysis. *IET Generation, Transmission & Distribution*, v. 11, n. 6, p. 1575–1582, Maio 2017. DOI: 10.1049/iet-gtd.2016.1464.
- SLATER, H.; ATKINSON, D.; JACK, A. Real-time emulation for power equipment development. part 2: The virtual machine. *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, v. 145, n. 3, p. 153–158, Maio 1998. DOI: 10.1049/IP-EPA:19981849.
- SONG, H.-S.; NAM, K. Dual current control scheme for pwm converter under unbalanced input voltage conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 5, p. 953–959, Outubro 1999. DOI: 10.1109/41.793344.
- STEMMLER, H. High-power industrial drives. *Proceedings of the IEEE*, v. 82, n. 8, p. 1266–1286, Agosto 1994. DOI: 10.1109/5.301688.
- STEURER, M. et al. A megawatt-scale power hardware-in-the-loop simulation setup for motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 4, p. 1254–1260, Abril 2010. DOI: 10.1109/TIE.2009.2036639.

STEVENSON JR., W. D.; GRAINGER, J. J. *Power System Analysis*. 1. ed. New York, NY: McGraw-Hill, 1994.

STRATFORD, R. P. Rectifier harmonics in power systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-16, n. 2, p. 271–276, Março/Abril 1980. DOI: 10.1109/TIA.1980.4503781.

SVENSSON, J.; BONGIORNO, M.; SANNINO, A. Practical implementation of delayed signal cancellation method for phase-sequence separation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 1, p. 18–26, Janeiro 2007. DOI: 10.1109/TPWRD.2006.881469.

TALEB, M.; DITTO, M. J.; BOUTHIBA, T. Performance of short transmission lines models. In: *Proceedings of the GCC Conference*. Manama, Bahrein: IEEE, 2006. DOI: 10.1109/IEEEGCC.2006.5686249.

TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; RODRÍGUEZ, P. *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. 1. ed. Chichester, UK: John Wiley and Sons, Inc., 2011.

TIPPEE, J. Eni joins subsea power jip. *Offshore Magazine*, v. 77, n. 9, Setembro 2017. Disponível em: <<https://www.offshore-mag.com/articles/print/volume-77/issue-9/departments/subsea-systems/eni-joins-subsea-power-jip.html>>. Acesso em: 25 fev. 2019.

WANG, J. et al. Power converter-based three-phase induction motor load emulator. In: *Proceedings of the IEEE Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Long Beach, CA, EUA: IEEE, 2013. DOI: 10.1109/APEC.2013.6520769.

WANG, J. et al. Regenerative power converters representation of grid control and actuation emulator. In: *Proceedings of the Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Raleigh, NC, EUA: IEEE, 2012. DOI: 10.1109/ECCE.2012.6342405.

WANG, J. et al. Static and dynamic power system load emulation in converter-based reconfigurable power grid emulator. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 4, p. 3239–3251, Abril 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2448548.

WATSON, N.; ARRILLAGA, J. *Power Systems Electromagnetic Transients Simulation*. 1. ed. Stevenage, UK: The Institution of Engineering and Technology, 2003.

WHEELER, P. W. et al. Matrix converters: A technology review. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 49, n. 2, p. 276–288, Abril 2002. DOI: 10.1109/41.993260.

WORRALL, P.; HURTT, J. Dynamic medium voltage power cables. In: *Proceedings of the Offshore Technology Conference*. Houston, TX, EUA: OTC, 2010. OTC 20815-MS.

WORZYK, T. *Submarine Power Cables: Design, Installation, Repair, Environmental Aspects*. 1. ed. Berlim: Springer-Verlag, 2009.

WU, B. *High-Power Converters and AC Drives*. 1. ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2006.

YANG, L. et al. Development of converter based reconfigurable power grid emulator. In: *Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Pittsburgh, PA, EUA: IEEE, 2014. DOI: 10.1109/ECCE.2014.6953944.

- YANG, L. et al. Hardware implementation and control design of generator emulator in multi-converter system. In: *Proceedings of the IEEE Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Long Beach, CA, EUA: IEEE, 2013. DOI: 10.1109/APEC.2013.6520618.
- YE, Y.; KAZERANI, M.; QUINTANA, V. H. Modeling, control and implementation of three-phase pwm converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 18, n. 3, p. 857–864, Maio 2003. DOI: 10.1109/TPEL.2003.810860.
- ZANETTA JR., L. C. *Transitórios Eletromagnéticos em Sistemas de Potência*. 1. ed. São Paulo, SP: Editora da Universidade de São Paulo, 2003.
- ZANETTA JR., L. C. *Fundamentos de Sistemas Elétricos de Potência*. 1. ed. São Paulo, SP: Editora Livraria da Física, 2005.
- ZARGARI, N. R.; JOÓS, G. Performance investigation of a current-controlled voltage-regulated pwm rectifier in rotating and stationary frames. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 42, n. 4, p. 396–401, Agosto 1995. DOI: 10.1109/41.402479.
- ZHONG, Q.-C.; WEISS, G. Synchronverters: Inverters that mimic synchronous generators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 4, p. 1259–1267, Abril 2011. DOI: 10.1109/TIE.2010.2048839.

A Redução das Matrizes de Impedância e Admitância para um Cabo Elétrico de Potência Submarino

```
function [Rred Lred Cred] = MatRed(Z,Y,n,k,w)
%Entradas: Z e Y - matrizes nxn de impedâncias e admitâncias
%As linhas/columnas de 1 a k-1 das matrizes representam os condutores de
fase
%As linhas/columnas de k a n das matrizes representam as blindagens
%A linha/columna n das matrizes representa a armadura|

%Entrada: w - frequência angular para a qual os parâmetros estão
calculados

% blindagens e armadura aterradas
Zuu = Z(1:k-1,1:k-1);
Zug = Z(1:k-1,k:n);
Zgu = Z(k:n,1:k-1);
Zgg = Z(k:n,k:n);
Zred = Zuu - Zug*inv(Zgg)*Zgu;

Yred = Y(1:k-1,1:k-1);

Rred = real(Zred);
Lred = imag(Zred)/w;
Cred = imag(Yred)/w;
```


B Rotina para Implementação do Modelo T Acoplado para Emulação

```
function [iSref,iRref, iC, VC] = Model(dT,Param,VS,VR,VSant,VRant,iSant,iRant,iCant,VCant)
iSref = [0 0 0];
iRref = [0 0 0];
iC = [0 0 0];
VC = [0 0 0];
IHS = [0 0 0];
IHR = [0 0 0];
IHC = [0 0 0];

GS = 1/(Param(1)/2 + Param(3)/dT); % Condutância da Associação LR por fase
GC = 2*Param(5)/dT; % Condutância do Capacitor C
Km = (Param(4)/dT + Param(2)/2)/(Param(1)/2 + Param(3)/dT); % Termo de acoplamento
Kmh = (Param(4)/dT - Param(2)/2)/(Param(1)/2 + Param(3)/dT);
Kph = (Param(3)/dT - Param(1)/2)/(Param(1)/2 + Param(3)/dT);

% Cálculo dos termos históricos

IHS(1) = -iSant(1)*Kph - iSant(2)*Kmh - iSant(3)*Kmh - GS*VSant(1) + GS*VCant(1);
IHS(2) = -iSant(2)*Kph - iSant(1)*Kmh - iSant(3)*Kmh - GS*VSant(2) + GS*VCant(2);
IHS(3) = -iSant(3)*Kph - iSant(1)*Kmh - iSant(2)*Kmh - GS*VSant(3) + GS*VCant(3);

IHR(1) = -iRant(1)*Kph - iRant(2)*Kmh - iRant(3)*Kmh - GS*VCant(1) + GS*VRant(1);
IHR(2) = -iRant(2)*Kph - iRant(1)*Kmh - iRant(3)*Kmh - GS*VCant(2) + GS*VRant(2);
IHR(3) = -iRant(3)*Kph - iRant(1)*Kmh - iRant(2)*Kmh - GS*VCant(3) + GS*VRant(3);

IHC(1) = GC*VCant(1)+iCant(1);
IHC(2) = GC*VCant(2)+iCant(2);
IHC(3) = GC*VCant(3)+iCant(3);

% Montagem das matrizes e cálculo das correntes de referência

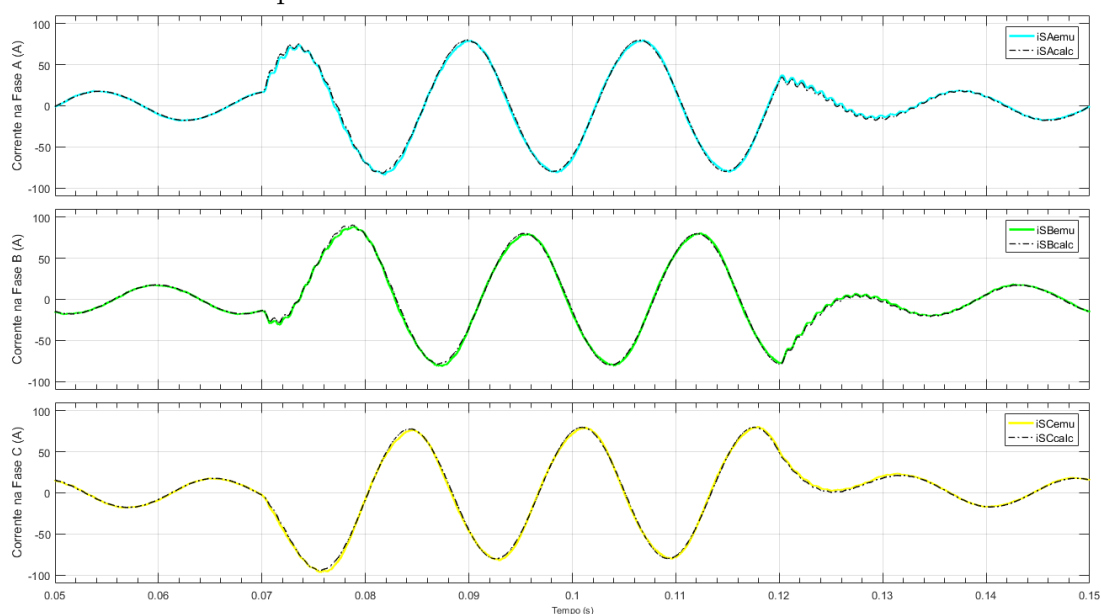
A = [(2*GS+GC) 0 0 0 Km Km 0 -Km -Km; 0 (2*GS+GC) 0 Km 0 Km -Km 0 -Km; 0 0 (2*GS+GC) Km Km 0
-Km -Km 0; -GS 0 0 -1 -Km -Km 0 0 0; 0 -GS 0 -Km -1 -Km 0 0 0; 0 0 -GS -Km -Km -1 0 0 0; -GS
0 0 0 0 1 Km Km; 0 -GS 0 0 0 0 Km 1 Km; 0 0 -GS 0 0 0 Km Km 1];

B = [-IHS(1)+IHC(1)+IHR(1)+GS*VS(1)+GS*VR(1);-IHS(2)+IHC(2)+IHR(2)+GS*VS(2)+GS*VR(2);-
IHS(3)+IHC(3)+IHR(3)+GS*VS(3)+GS*VR(3);IHS(1)-GS*VS(1);IHS(2)-GS*VS(2);IHS(3)-GS*VS(3);-
IHR(1)-GS*VR(1);-IHR(2)-GS*VR(2);-IHR(3)-GS*VR(3)];
x = A\B;
VC = [x(1) x(2) x(3)];
iSref = [x(4) x(5) x(6)];
iRref = [x(7) x(8) x(9)];

iC(1) = GC*VC(1) - IHC(1);
iC(2) = GC*VC(2) - IHC(2);
iC(3) = GC*VC(3) - IHC(3);
```

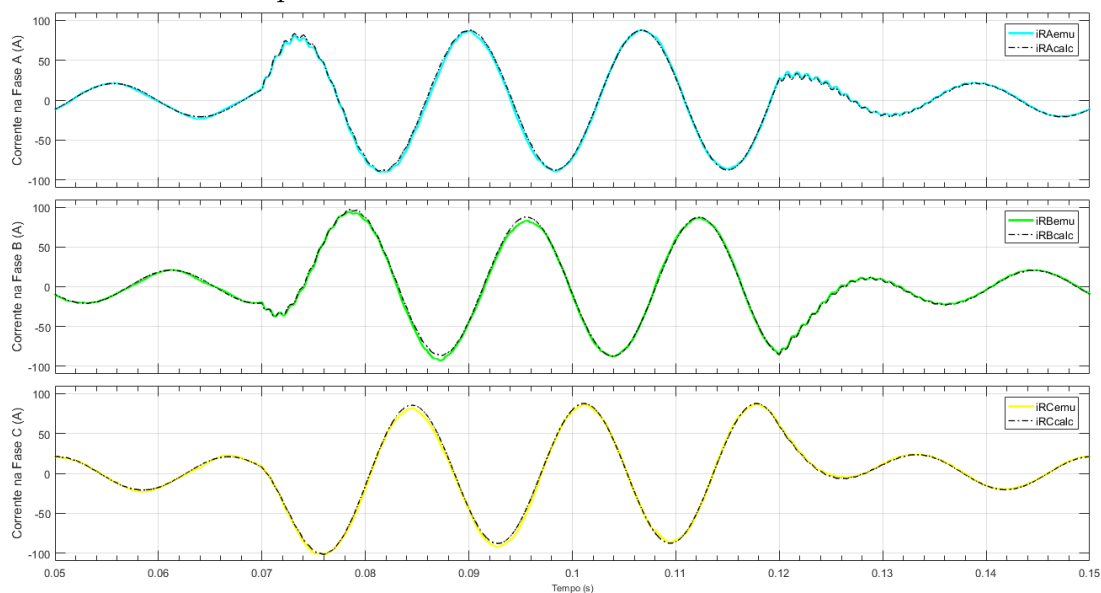

C Resultados Complementares: Condições Balanceadas

Figura 110 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 30 km.



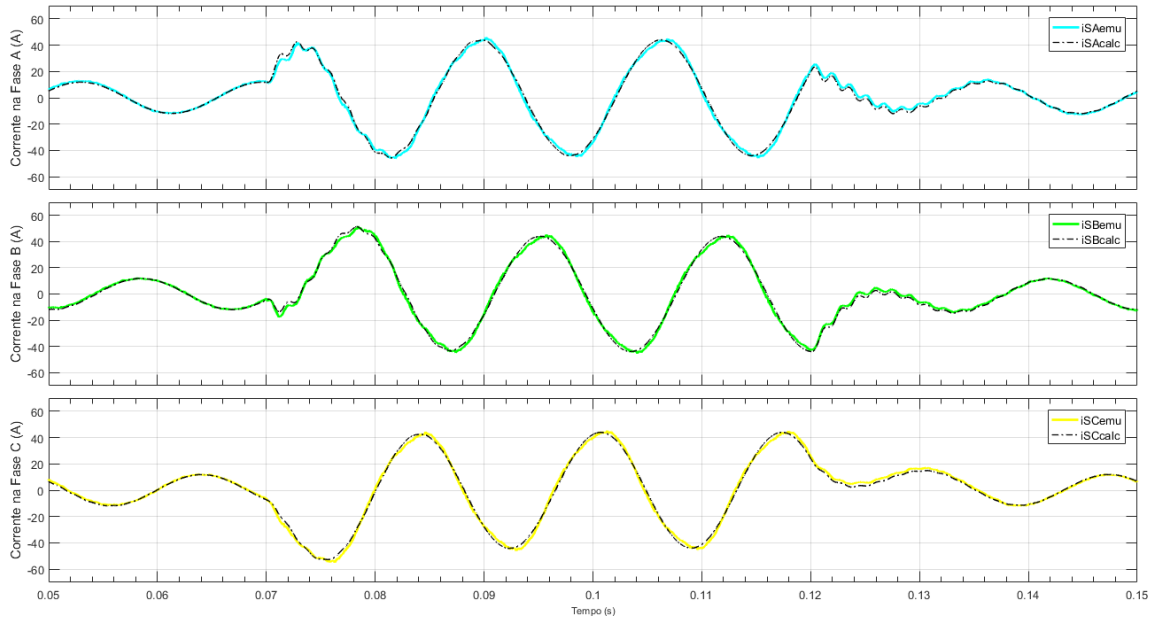
Fonte: O Autor.

Figura 111 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 30 km.



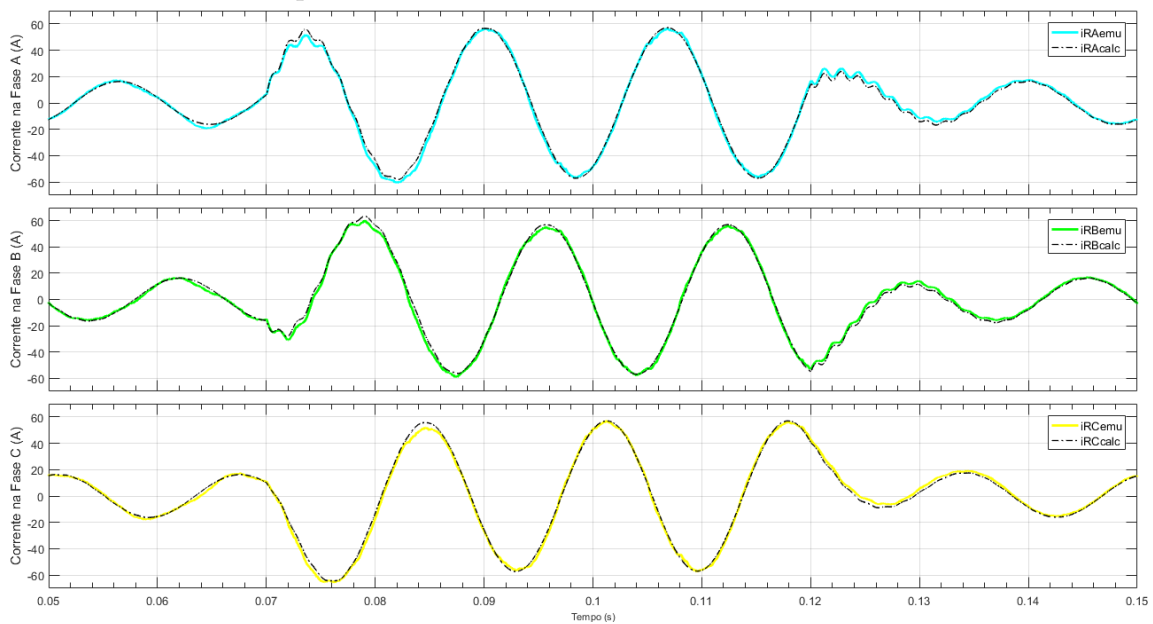
Fonte: O Autor.

Figura 112 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 50 km.



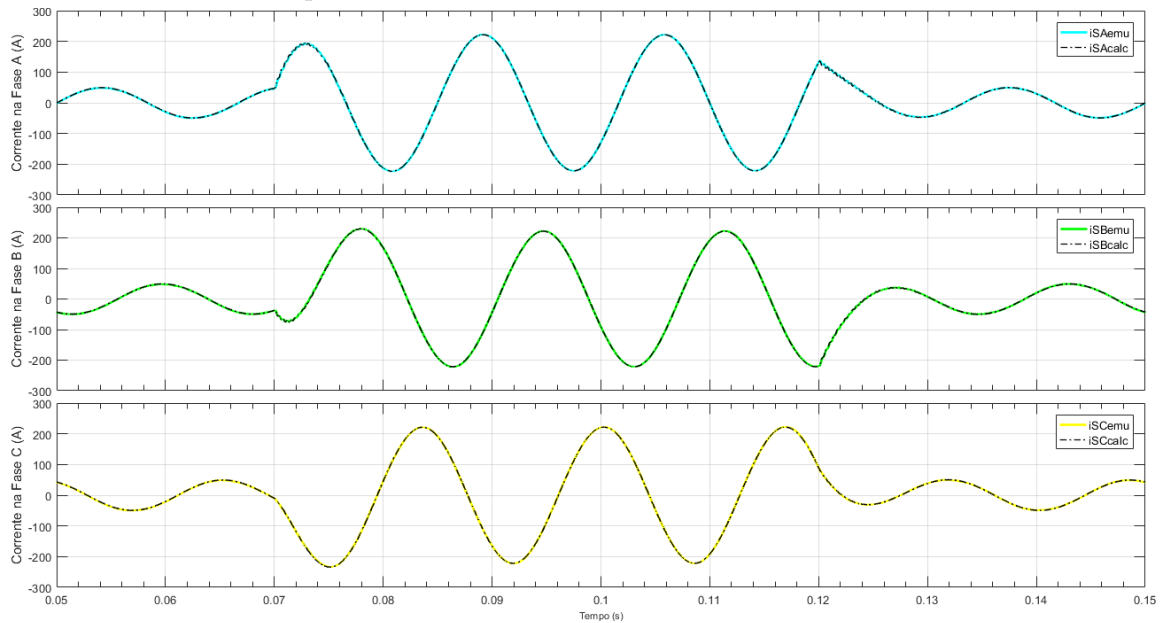
Fonte: O Autor.

Figura 113 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 50 km.



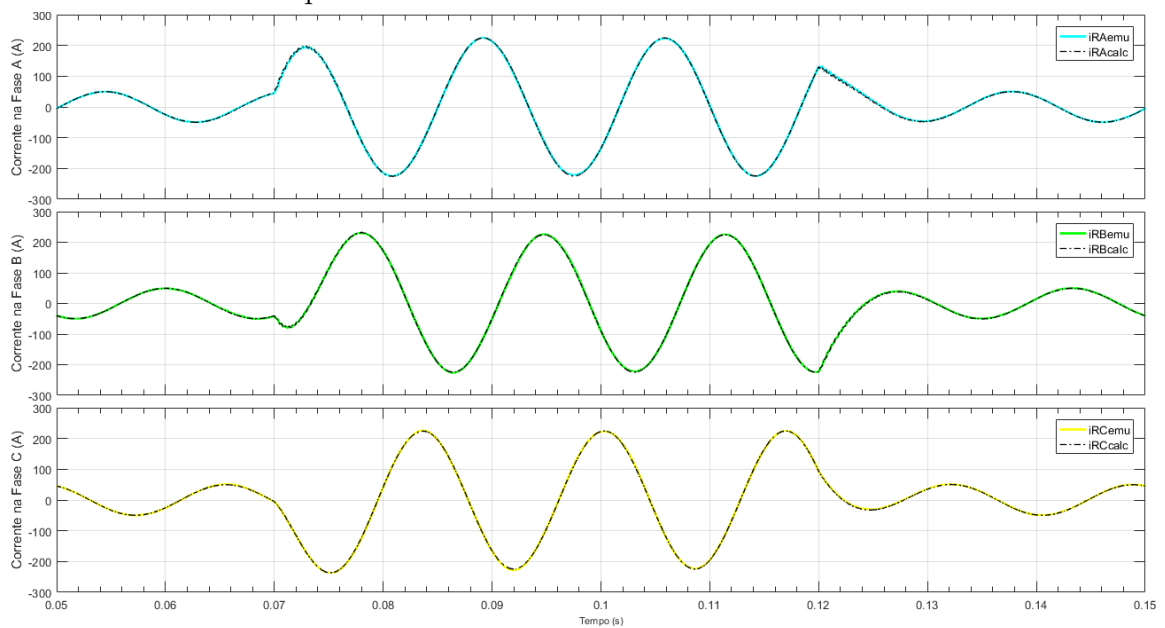
Fonte: O Autor.

Figura 114 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 10 km.



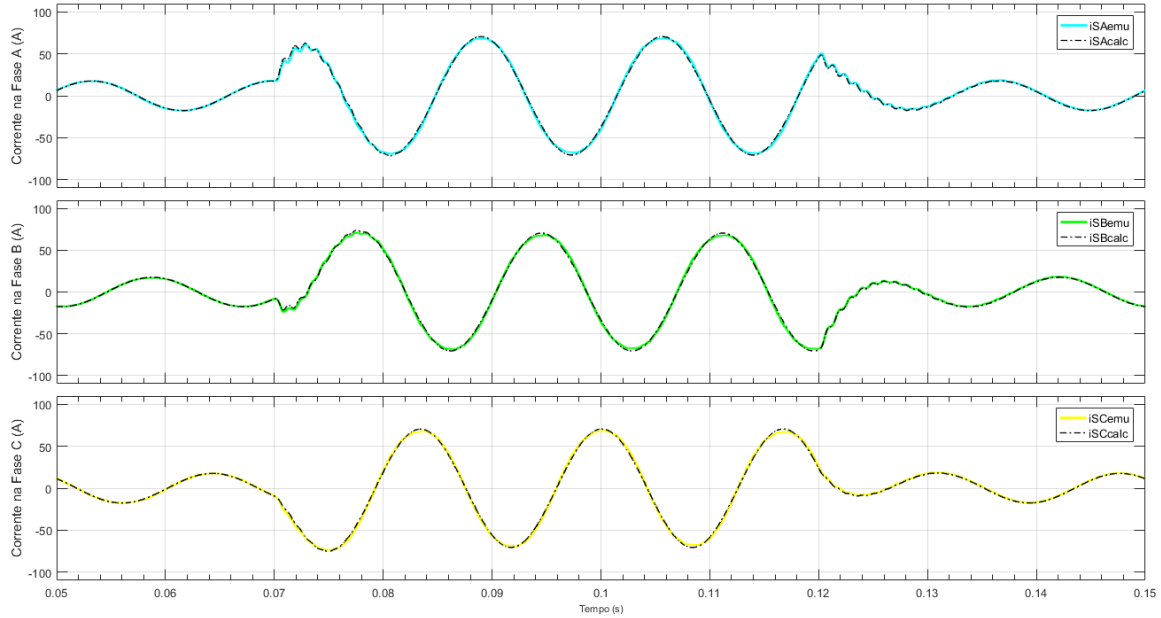
Fonte: O Autor.

Figura 115 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 10 km.



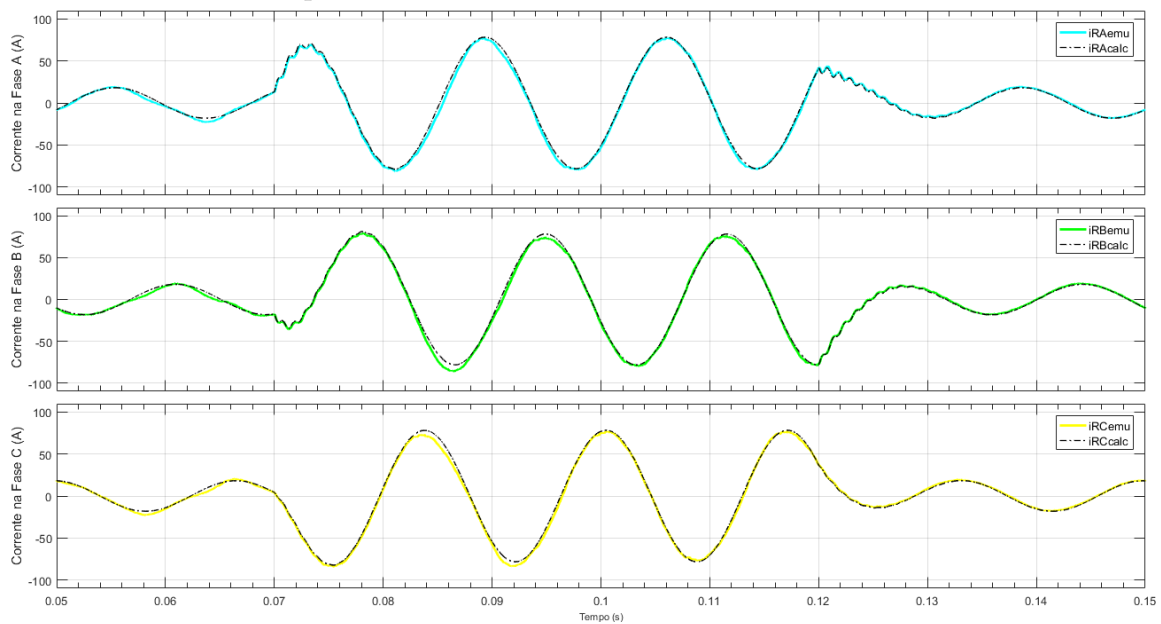
Fonte: O Autor.

Figura 116 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 30 km.



Fonte: O Autor.

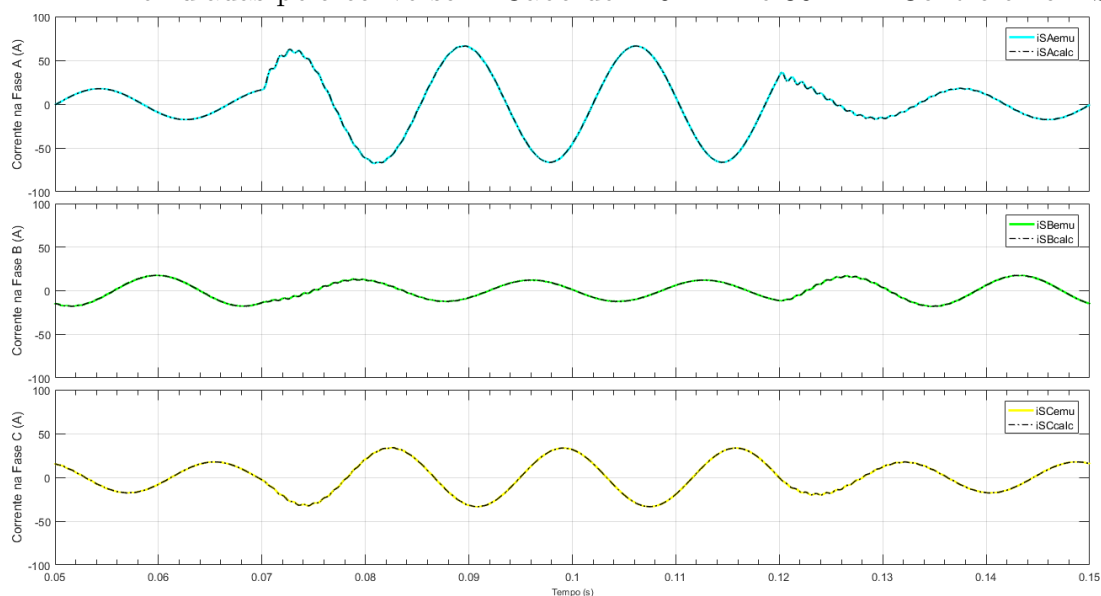
Figura 117 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 30 km.



Fonte: O Autor.

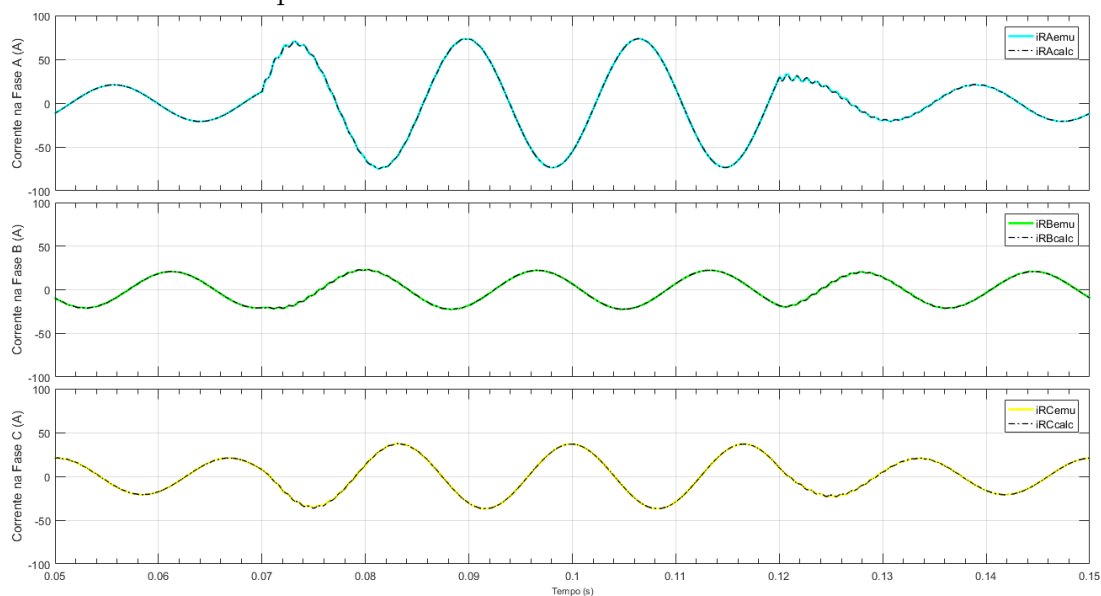
D Resultados Complementares: Condições Desbalanceadas

Figura 118 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 30 km - Controle no DSRF.



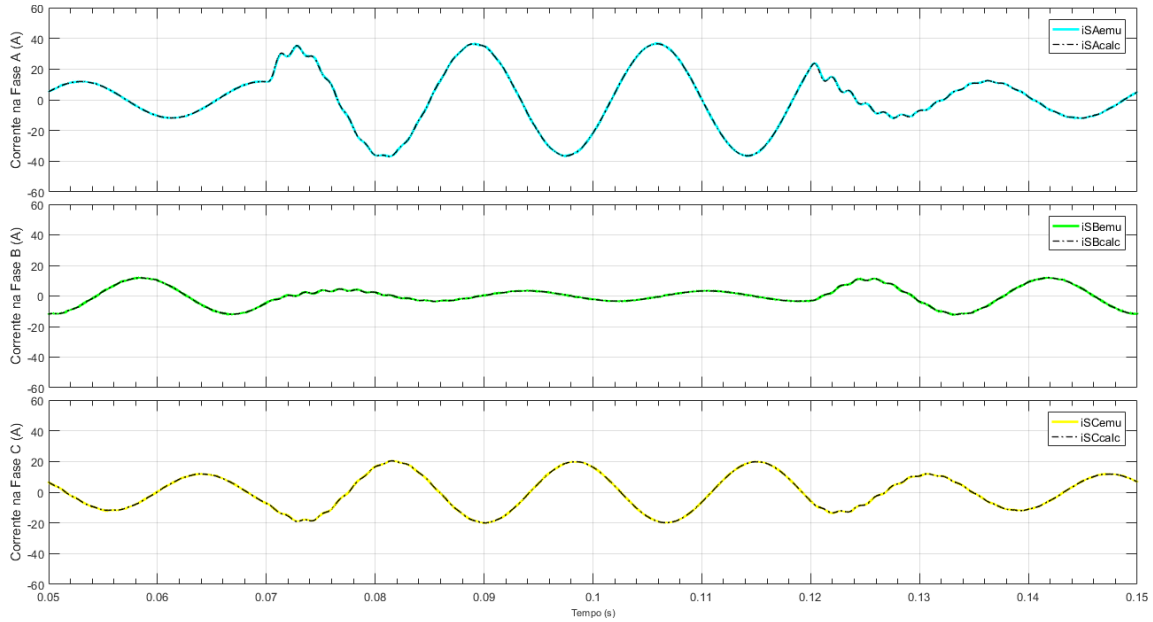
Fonte: O Autor.

Figura 119 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 30 km - Controle no DSRF.



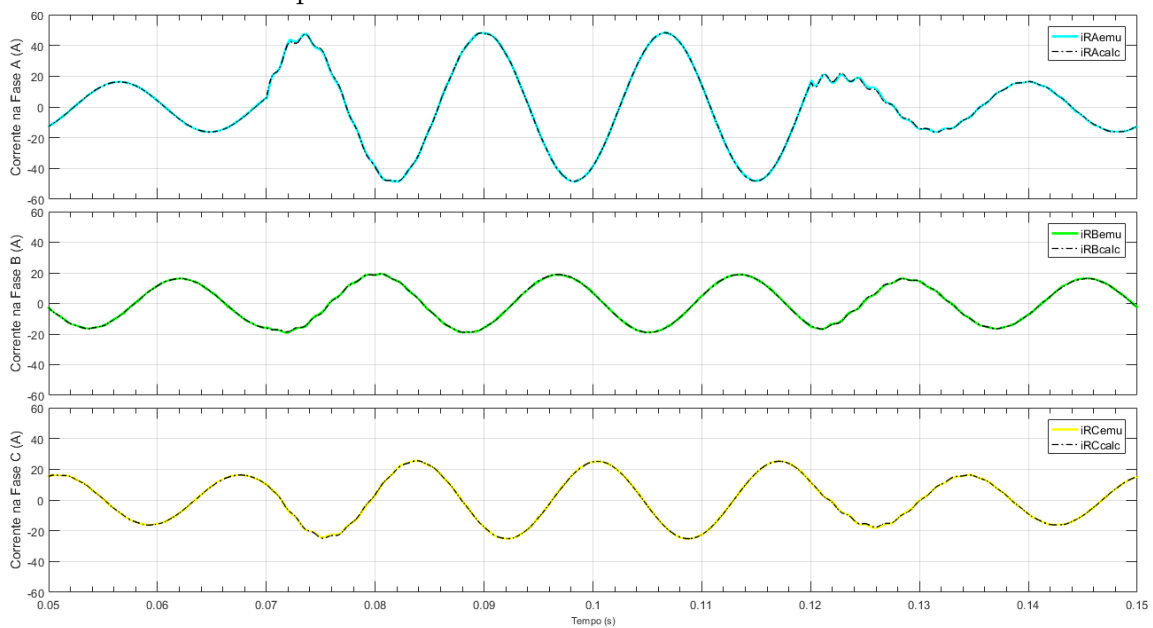
Fonte: O Autor.

Figura 120 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 50 km - Controle no DSRF.



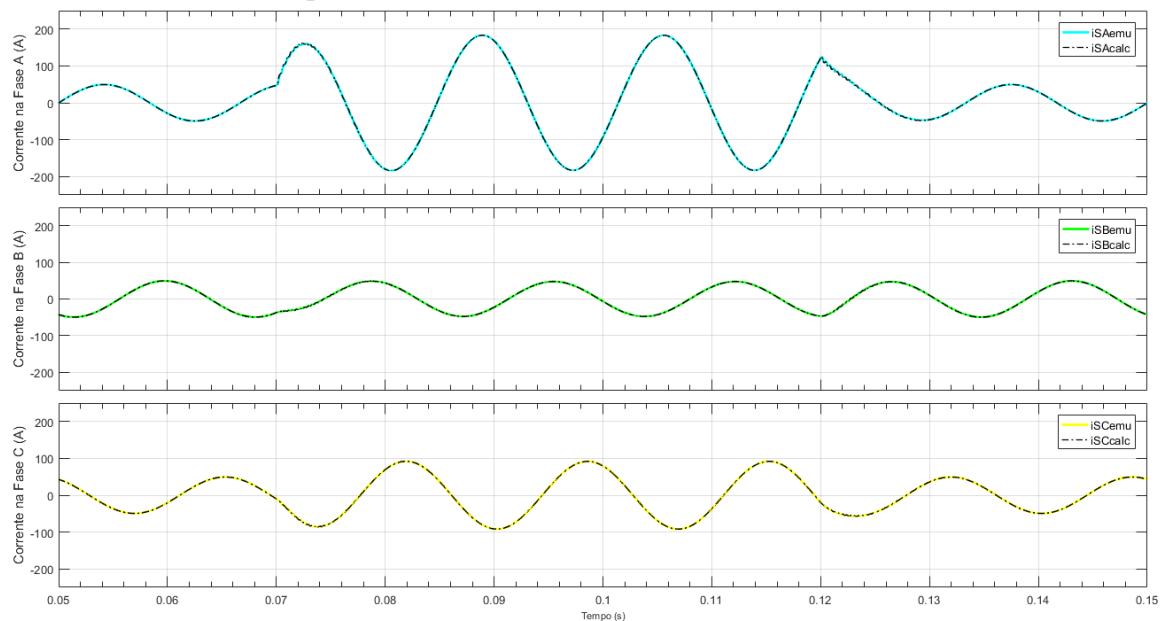
Fonte: O Autor.

Figura 121 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 50 km - Controle no DSRF.



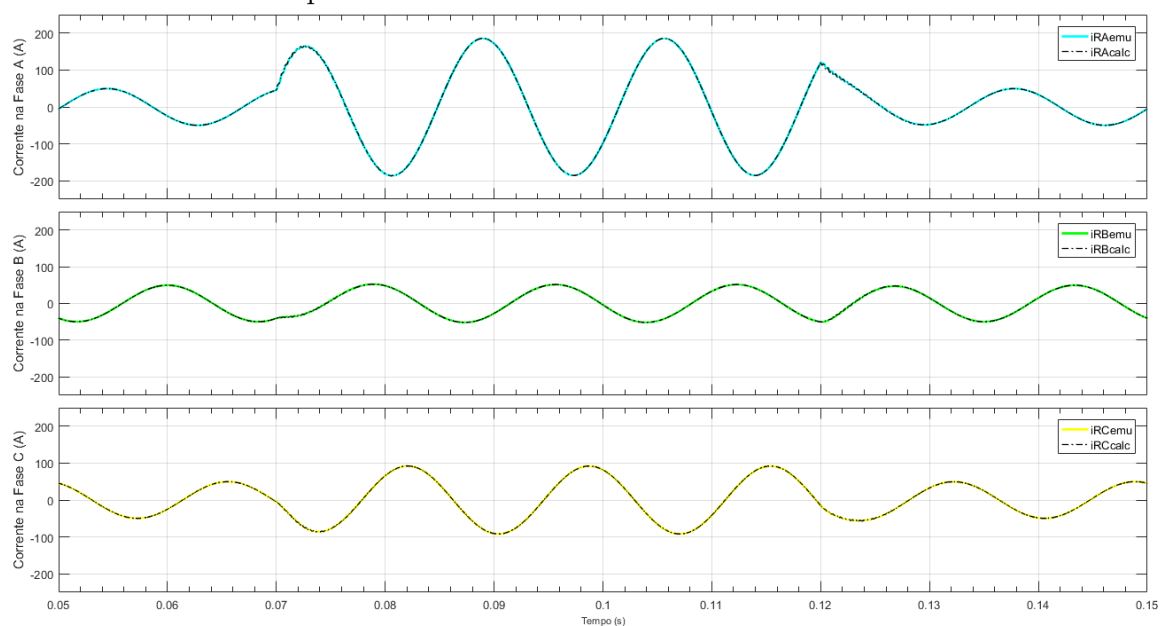
Fonte: O Autor.

Figura 122 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 10 km - Controle no DSRF.



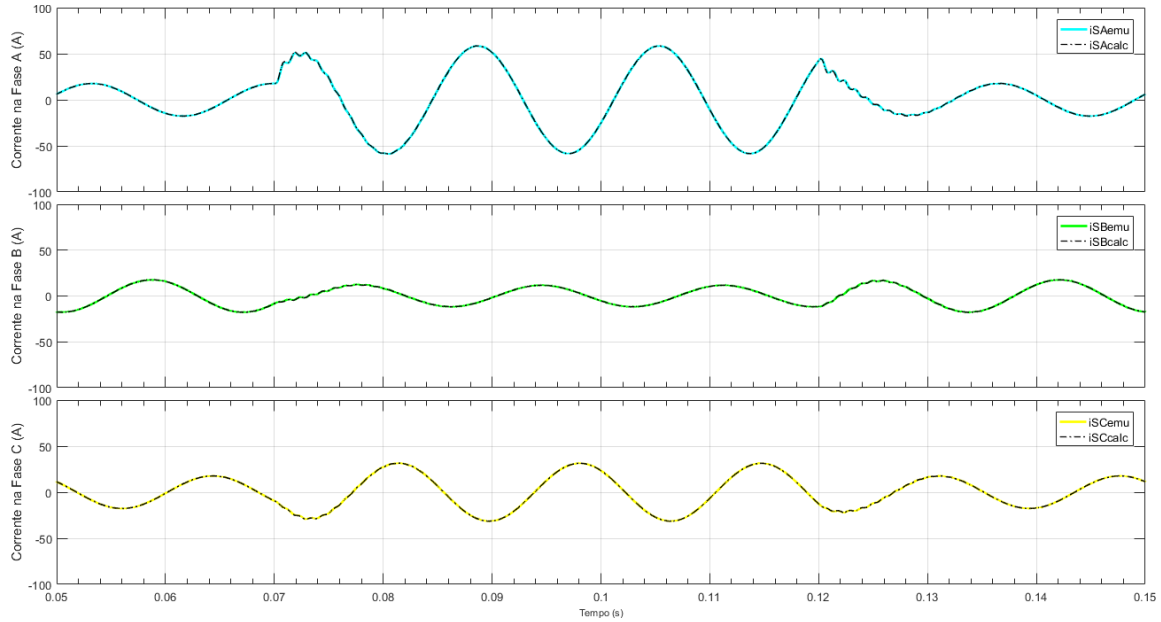
Fonte: O Autor.

Figura 123 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 10 km - Controle no DSRF.



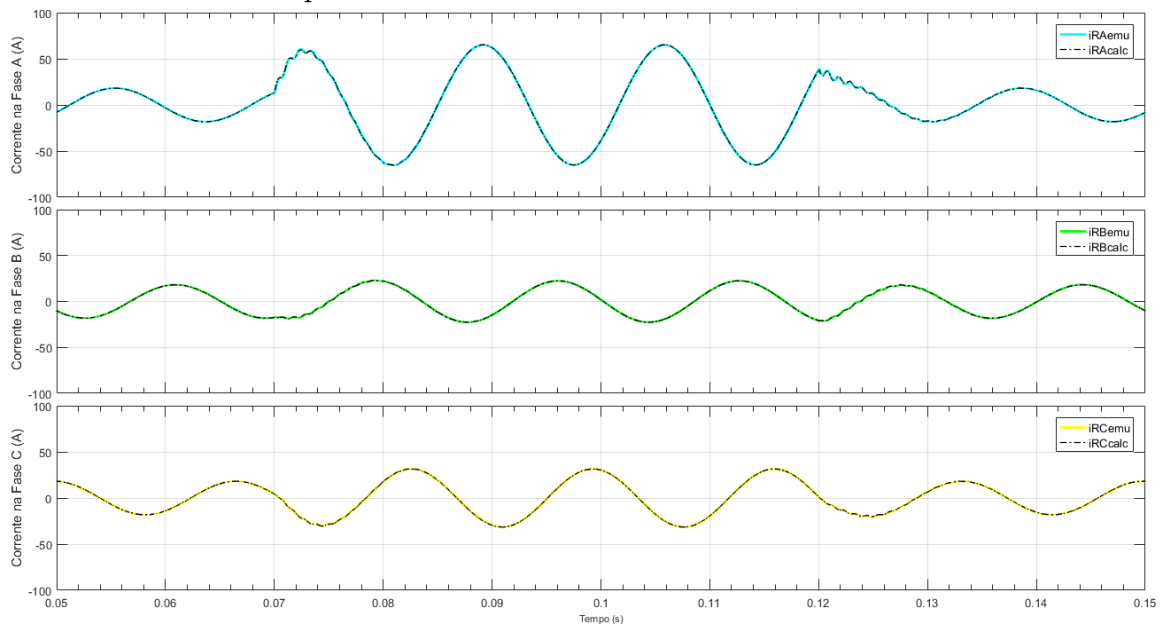
Fonte: O Autor.

Figura 124 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 30 km - Controle no DSRF.



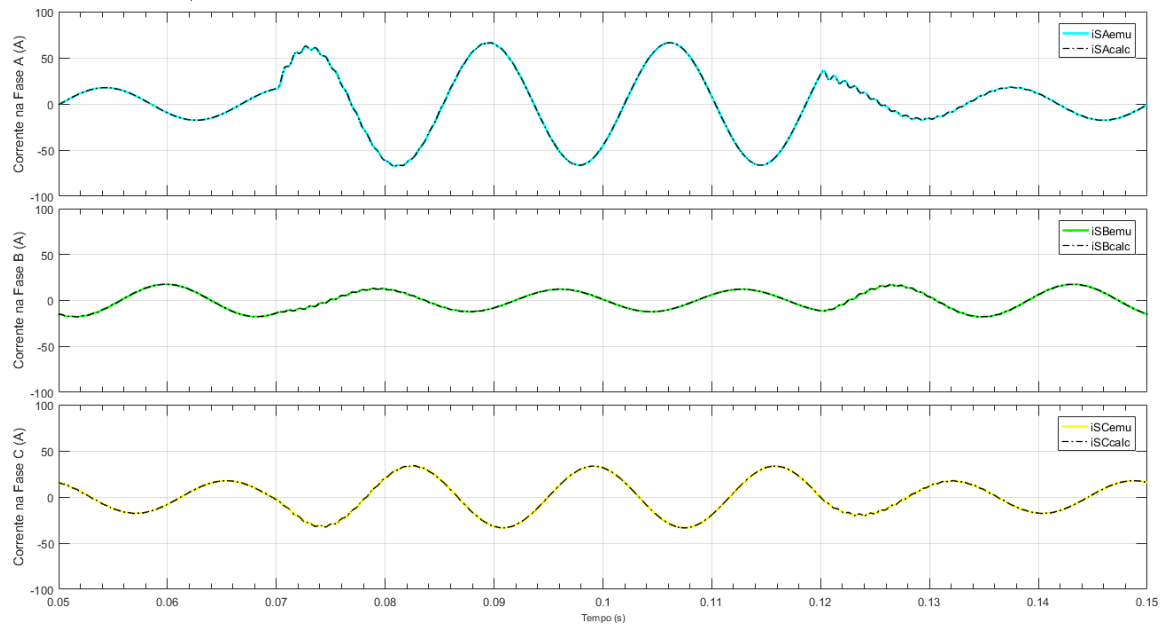
Fonte: O Autor.

Figura 125 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 30 km - Controle no DSRF.



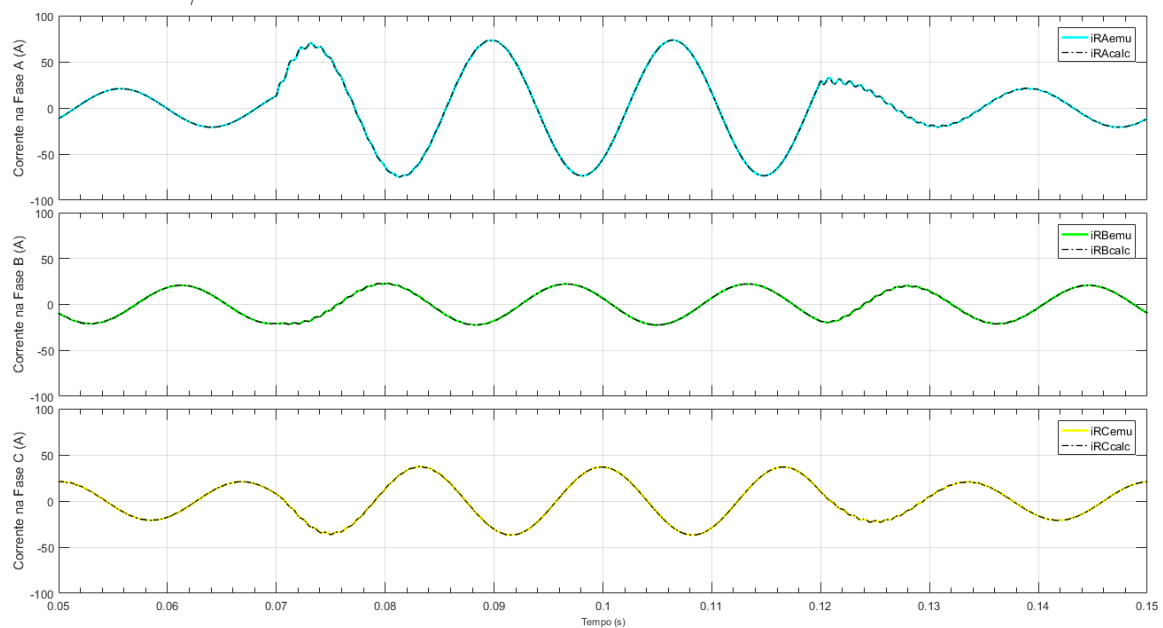
Fonte: O Autor.

Figura 126 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 30 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$.



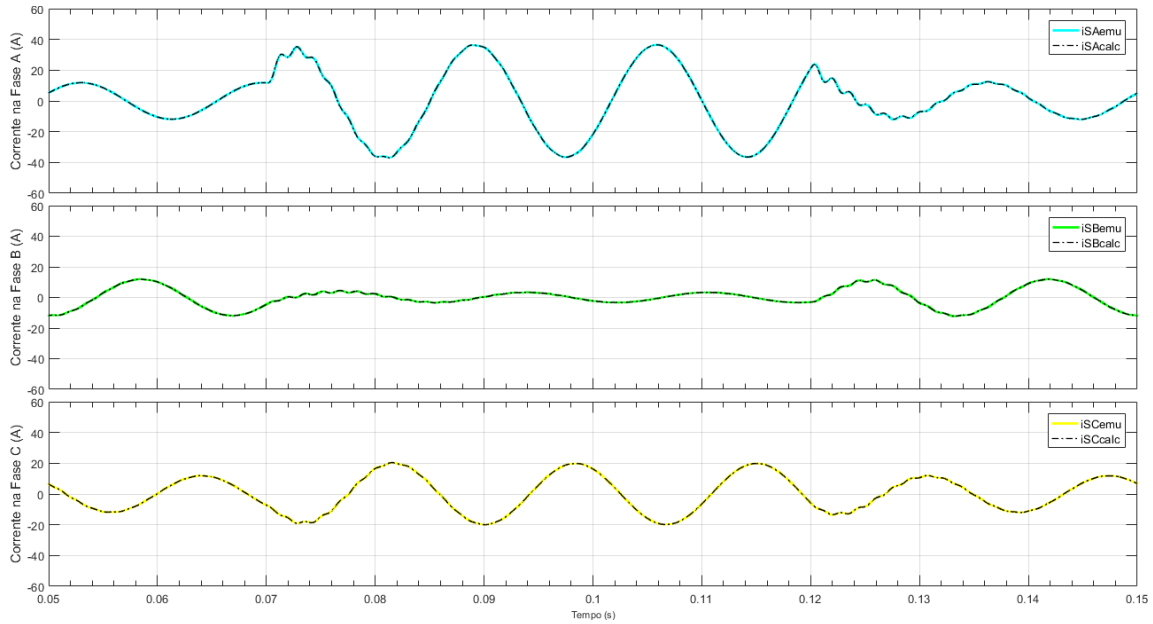
Fonte: O Autor.

Figura 127 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 30 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$.



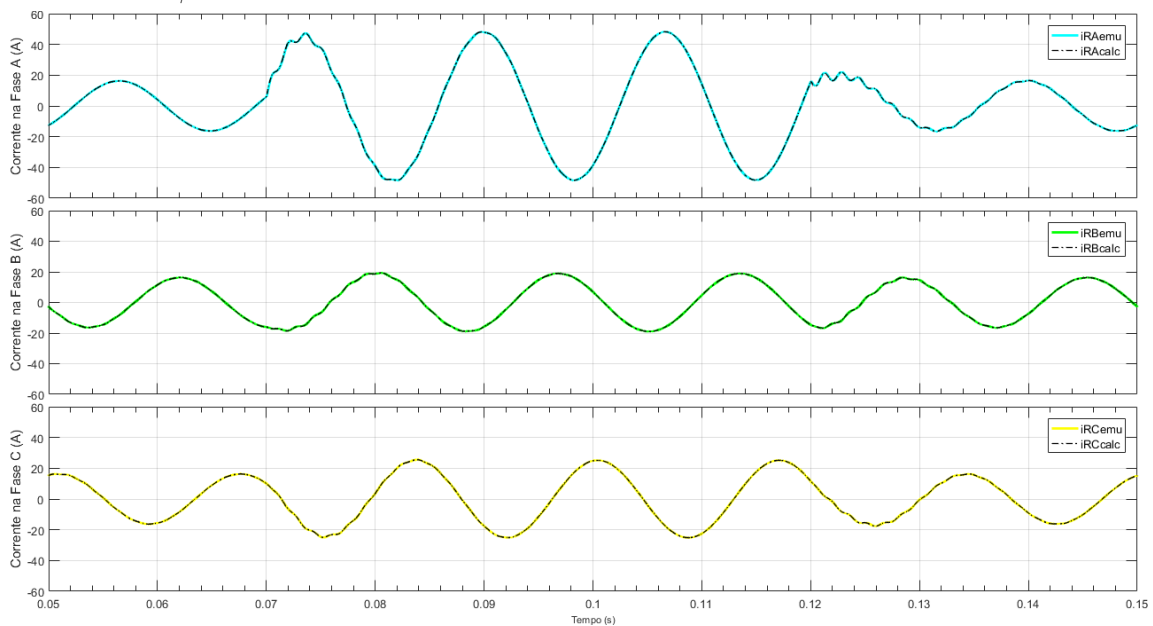
Fonte: O Autor.

Figura 128 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 50 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$.



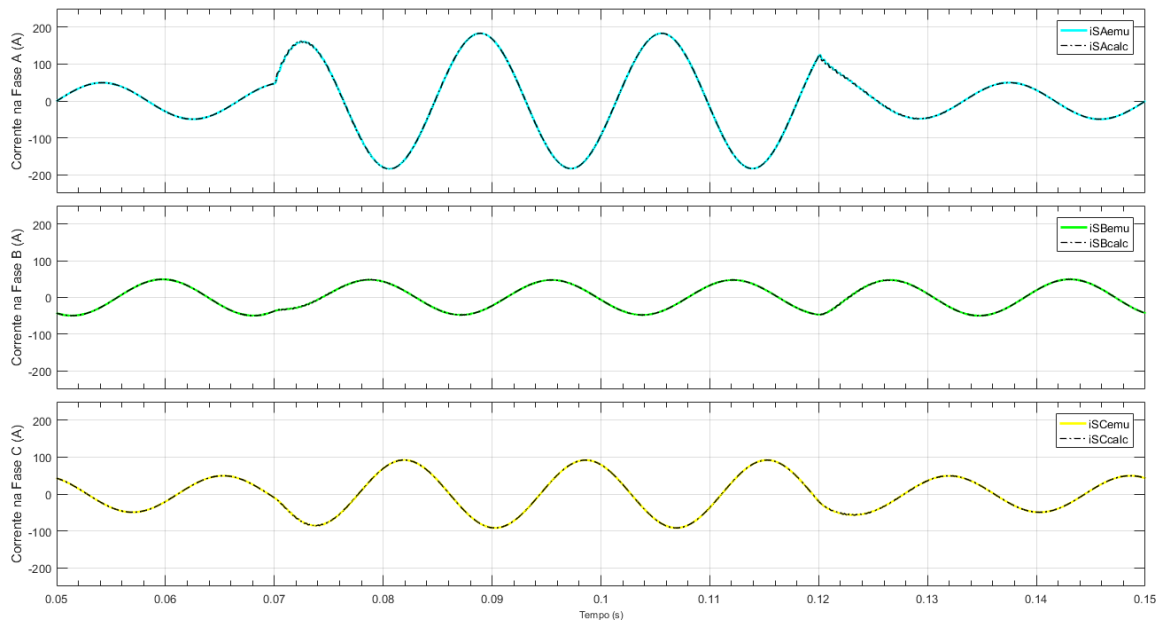
Fonte: O Autor.

Figura 129 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 240 mm² e 50 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$.



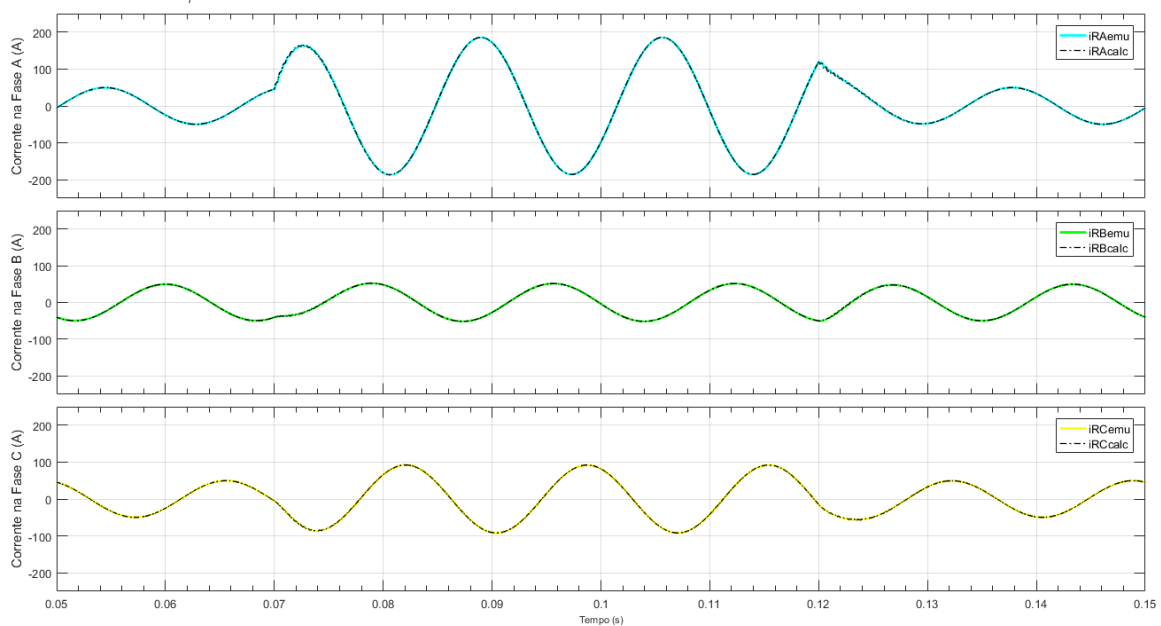
Fonte: O Autor.

Figura 130 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 10 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$.



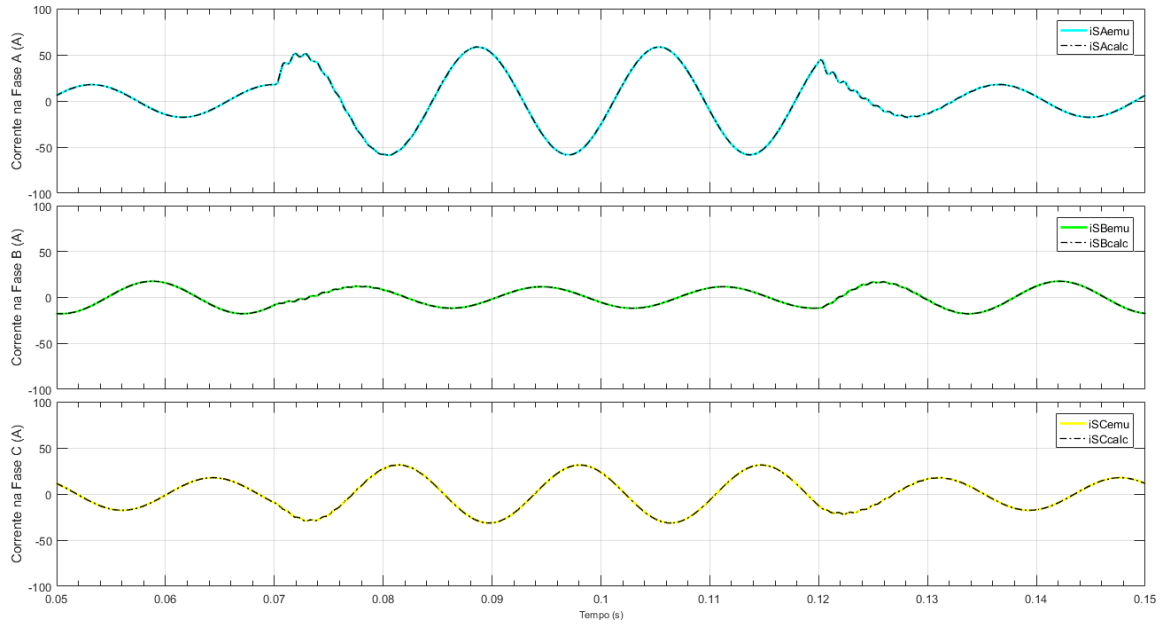
Fonte: O Autor.

Figura 131 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 10 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$.



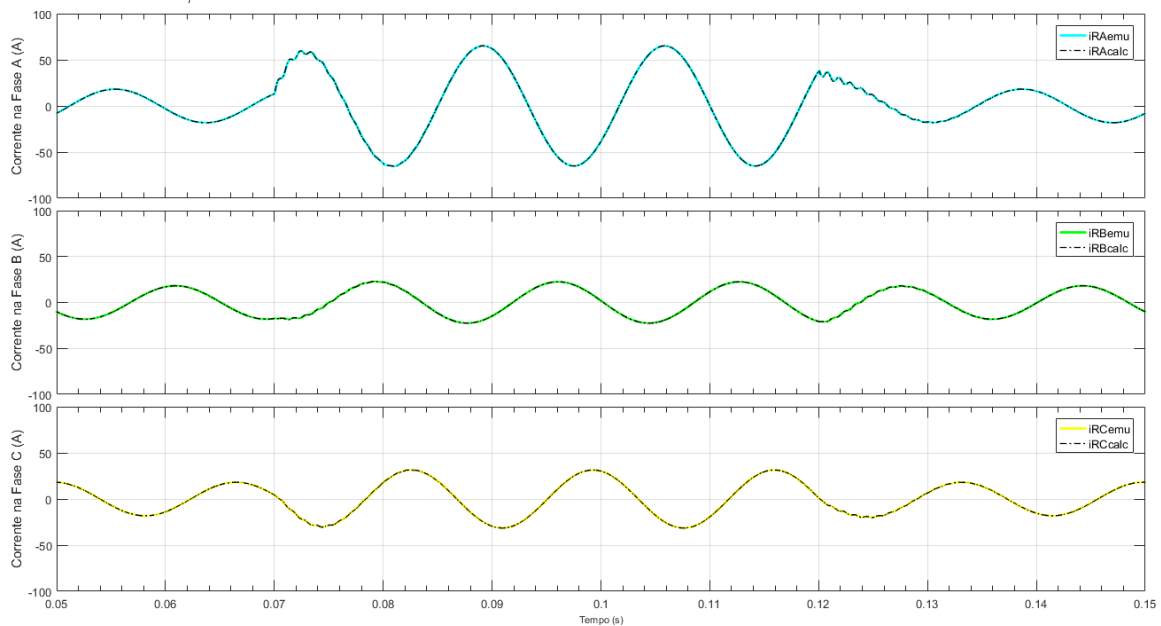
Fonte: O Autor.

Figura 132 – Correntes ABC - Terminal *sending end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 30 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$.



Fonte: O Autor.

Figura 133 – Correntes ABC - Terminal *receiving end*: Calculadas pelo modelo do cabo e emuladas pelo conversor - Cabo de 120 mm² e 30 km - Controle no Sistema $\alpha\beta$.



Fonte: O Autor.