

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

JHENIFFER CHINASSO DE LARA FÁRIA

**ANÁLISE DA INSERÇÃO DE FILTROS PASSIVOS NO FENÔMENO DE  
REFLEXÃO DE ONDAS DE TENSÃO**

Curitiba - PR  
2018

JHENIFFER CHINASSO DE LARA FARIA

**ANÁLISE DA INSERÇÃO DE FILTROS PASSIVOS NO FENÔMENO DE  
REFLEXÃO DE ONDAS DE TENSÃO**

Plano de trabalho apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista.

Orientador: Mateus Teixeira Duarte

Curitiba - PR  
2018

## TERMO DE APROVAÇÃO

JHENIFFER CHINASSO DE LARA FARIA

### ANÁLISE DA INSERÇÃO DE FILTROS PASSIVOS NO FENÔMENO DE REFLEXÃO DE ONDAS DE TENSÃO

Trabalho de conclusão de curso aprovado como requisito parcial para obtenção do grau de Engenheiro Eletricista no Curso de Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, pela seguinte banca examinadora:

---

Prof. Dr. Mateus Duarte Teixeira  
Orientador - Departamento de Engenharia Elétrica, UFPR

---

Prof. Dr. Carlos Gabriel Bianchin  
Departamento de Engenharia Elétrica, UFPR

---

Mestrando em Engenharia Elétrica/Telecomunicações pela UFPR Luis Schuartz  
Departamento de Engenharia Elétrica, UFPR

Curitiba  
04 de Dezembro de 2018

## AGRADECIMENTOS

Primeiramente, agradeço o Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná (UFPR), seus docentes e funcionários técnicos-administrativos, que proporcionaram a base acadêmica necessária para alcançar este objetivo.

Em especial agradeço o Professor Dr. Mateus Duarte Teixeira, pela sua orientação, dedicação, comprometimento, sugestões e correções que foram de suma importância para o desenvolvimento deste trabalho. Agradeço ainda o Professor Dr. João Américo pelo auxílio e atenção.

Agradeço ao DELT - departamento de engenharia elétrica por disponibilizar suas instalações e equipamentos para o desenvolvimento deste trabalho de conclusão de curso.

Agradeço a toda a minha família pelo apoio que me foi dado, pelo amor que ensina muitas coisas e carinho em todos os momentos, fáceis e difíceis.

Agradeço a todos os meus colegas de curso que contribuíram de diversas maneiras durante todo este percurso. Em especial ao meu namorado, Leonardo pelo apoio e paciência durante este percurso.

Agradeço a todos os meus amigos pelo apoio em todos os momentos, pelos inúmeros conselhos e palavras de incentivo, e por estarem sempre ao meu lado.

## RESUMO

Sabendo que os equipamentos eletromecânicos tem como premissa a confiabilidade e a máxima estabilidade, o presente trabalho visa a mitigação do fenômeno de reflexão de onda com a atuação de filtros passivos  $dV/dt$  em casos de sobretensão. A utilização de componentes semicondutores para o rápido chaveamento em inversores de frequência permitiu um grande avanço no setor industrial em relação ao controle de velocidade, acionamento compacto e preço reduzido. Porém, como a modulação de largura de pulso (PWM) utiliza altas frequências para o chaveamento dos semicondutores, ocorrem sobretensões transitórias nos terminais de entrada do motor elétrico a ser alimentado. Em sistemas que utilizam ainda cabos longos tem estes fenômenos potencializados, pois estes se comportam como linhas de transmissão para os altos valores de  $dV/dt$ . Sendo assim, este projeto visa encontrar formas de mitigar o fenômeno. Partindo da premissa dos estudos anteriores para atenuação do mesmo, iniciou-se o estudo com uma revisão dos estudos de outros autores, para salientar quais as diferenças e consequências de cada método de mitigação para o fenômeno de reflexão de onda de tensão. Também são apresentadas simulações dos modelos de estudo e comparação do mesmo com um protótipo para testes laboratoriais. Ou seja, utilizando um modelo real será possível discutir sobre a confiabilidade do método escolhido e a sua real atenuação do fenômeno supra citado.

Palavras-chave: reflexão, sobretensão, inversor de frequência, motor elétrico e cabo longo.

## ABSTRACT

Knowing that electromechanic equipment must have reliability and maximum stability, this paper aims the mitigation of the voltage wave reflection phenomenon with  $dV/dt$  filters in cases of over-voltage. The utilization of semiconductors for high switching frequency inverters allowed a great advances in controlling and starting electric motors. Although, since pulse width modulation (PWM) uses high switching frequencies, transitory over-voltages occur in the motor terminals. In systems with long cables, this phenomenon is potentialized as the cable behaves as a transmission line for high frequencies. This project aims to find ways to mitigate this problem. Following previous studies, mitigation methods were reviewed to notice the differences and consequences of each method. It is presented simulations of a computer model that is later compared with practical tests. Utilizing a real model it will be possible to discuss the reliability of the chosen method and it's real effects on the voltage wave reflection.

Key-words: reflection, over-voltage, frequency inverter, electric motor and long cable.

## Lista de Figuras

1	Distribuição do consumo de energia elétrica no mercado brasileiro. . . . .	1
2	Distribuição do consumo de energia elétrica no mercado brasileiro considerando a carga aplicada. . . . .	2
3	Distribuição da família de motores elétricos. . . . .	2
4	Circuito equivalente monofásico de um motor de indução polifásico. . . . .	7
5	Divisão construtiva de um inversor de frequência. . . . .	7
6	Circuito equivalente de um elemento de uma linha de transmissão com um comprimento $\Delta l$ . . . . .	8
7	Diferentes definições de “ <i>rise-time</i> ”. . . . .	10
8	Indutâncias e Capacitâncias distribuídas do cabo. . . . .	14
9	Sistema cabo e carga. . . . .	15
10	Propagação de um pulso de tensão através dos enrolamentos do motor elétrico. . . . .	16
11	Impacto do tempo de subida e do comprimento do cabo sobre a magnitude das tensões refletidas. . . . .	17
12	Tempo entre pulsos consecutivos e a superposição de sinais. . . . .	18
13	Indutor de saída. . . . .	20
14	Forma de onda no terminal do motor para cabo com 42 metros. . . . .	20
15	Saída do filtro $dV/dt$ . . . . .	21
16	Saída do filtro senoidal. . . . .	22
17	Unidade de terminação. . . . .	23
18	Esquemático da simulação. . . . .	30
19	Tensão e corrente nos terminais do motor desconsiderando-se os efeitos da reflexão, em azul a tensão e em vermelho a corrente. . . . .	30
20	Tensão nos terminais do motor desconsiderando-se os efeitos da reflexão. . . . .	31
21	Tensão nos terminais do motor para um cabo de 10 metros. . . . .	31
22	Tensão nos terminais do motor para um cabo de 50 metros. . . . .	31
23	Filtro RC nos terminais do motor. . . . .	32
24	Sobretensão em p.u. em função das perdas em watts. . . . .	33
25	Efeitos da reflexão sem filtro em um cabo de 10 metros. . . . .	34
26	Efeito do filtro RC na saída do inversor em um cabo de 10 metros. . . . .	34
27	Efeito do filtro RC nos terminais do motor em um cabo de 10 metros. . . . .	35
28	Efeitos da reflexão sem filtro em um cabo de 50 metros. . . . .	35
29	Efeito do filtro RC na saída do inversor em um cabo de 50 metros. . . . .	36
30	Efeito do filtro RC nos terminais do motor em um cabo de 50 metros. . . . .	36
31	Filtro RLC nos terminais do motor. . . . .	37
32	Sugestões de pares de valores de indutância e capacitância para diversos comprimentos de cabo. . . . .	37
33	Efeitos da reflexão sem filtro em um cabo de 10 metros. . . . .	38
34	Efeito do filtro RLC nos terminais do motor em um cabo de 10 metros. . . . .	38
35	Efeitos da reflexão sem filtro em um cabo de 50 metros. . . . .	39
36	Efeito do filtro RLC nos terminais do motor em um cabo de 50 metros. . . . .	39
37	Filtro RLC na saída do inversor. . . . .	40
38	Efeito do filtro RLC na saída do inversor em um cabo de 10 metros. . . . .	40
39	Efeito do filtro RLC na saída do inversor em um cabo de 50 metros. . . . .	41
40	Gráfico comparativo entre os resultados das topologias dos filtros. . . . .	42
41	Foto do inversor e de sua etiqueta técnica. . . . .	44
42	Esquemático do inversor . . . . .	45
43	Placa do motor. . . . .	47
44	Esquemático do circuito equivalente do motor. . . . .	48
45	Parâmetros do modelo de alta frequência de diversas bitolas de cabo. . . . .	48
46	Equações para dimensionamento dos filtros. . . . .	49
47	Sobretensão em um cabo de cinco metros. . . . .	50
48	Sobretensão em um cabo de 15 metros. . . . .	50

49	Sobretensão em um cabo de 50 metros. . . . .	51
----	--	----

## Lista de Tabelas

1	Impedância característica aproximada de alguns motores de diferentes potências. . . . .	12
2	Comparação das diferentes topologias de filtros. . . . .	26
3	Filtros passa-baixa . . . . .	29
4	Valores da tensão nos terminais do motor para cada topologia de filtro com diferentes comprimentos de cabo. . . . .	41
5	Dados do modelo do cabo. . . . .	46
6	Dados obtidos da simulação para os valores de componentes calculados. . . . .	51
7	Dados obtidos da simulação com capacitor de $5\mu\text{F}$ e novos valores de indutor. . . . .	52
8	Dados obtidos da simulação com capacitor de $2\mu\text{F}$ e novos valores de indutor. . . . .	52

# Conteúdo

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1	MOTIVAÇÕES . . . . .	4
1.2	JUSTIFICATIVA . . . . .	4
1.3	OBJETIVOS . . . . .	4
1.3.1	Objetivo Geral . . . . .	5
1.3.2	Objetivos Específicos . . . . .	5
<b>2</b>	<b>SISTEMA MOTOR INVERSOR DE FREQUÊNCIA</b>	<b>6</b>
2.1	MOTOR DE INDUÇÃO [22] [23] . . . . .	6
2.2	INVERSOR DE FREQUÊNCIA . . . . .	7
2.3	CABOS [8] . . . . .	8
2.4	DEFINIÇÃO DE <i>RISE-TIME</i> . . . . .	10
<b>3</b>	<b>FENÔMENO DE REFLEXÃO DAS ONDAS DE TENSÃO</b>	<b>11</b>
3.1	INFLUÊNCIA DO MOTOR . . . . .	12
3.2	INFLUÊNCIA DO CABO DE ALIMENTAÇÃO . . . . .	13
3.3	INFLUÊNCIA DO RISE-TIME . . . . .	16
3.4	INFLUÊNCIA DA FREQUÊNCIA DO PULSO . . . . .	17
<b>4</b>	<b>MITIGAÇÃO DO FENÔMENO</b>	<b>19</b>
4.1	MELHORAR O GRAU DE ISOLAÇÃO DO MOTOR . . . . .	19
4.2	REATOR NA SAÍDA DO INVERSOR [14] . . . . .	19
4.3	FILTRO $dV/dt$ DE SAÍDA [14] . . . . .	20
4.4	FILTROS SENOIDAIS [14] . . . . .	21
4.5	DIMINUIR O COMPRIMENTO DO CABO . . . . .	22
4.6	UNIDADES DE TERMINAÇÃO DE MOTOR [14] . . . . .	22
4.7	COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉTODOS DE MITIGAÇÃO . . . . .	23
<b>5</b>	<b>SIMULADOR PSIM</b>	<b>27</b>
<b>6</b>	<b>ESTUDO DE FILTROS PASSA BAIXA PARA MITIGAÇÃO DA REFLEXÃO DE ONDA</b>	<b>28</b>
6.1	TIPOS DE FILTRO . . . . .	28
6.2	ANÁLISE DE SIMULAÇÃO DA ONDA DE REFLEXÃO . . . . .	29
6.3	COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS DOS FILTROS DE ESTUDOS ANTERIORES . . . . .	32
6.3.1	Filtros RC . . . . .	32
6.3.2	Filtro RLC nos Terminais do Motor. . . . .	36
6.3.3	Filtro RLC na Saída do Inversor . . . . .	39
6.3.4	Comparação das Topologias Simuladas . . . . .	41
<b>7</b>	<b>MODELO COMPUTACIONAL</b>	<b>43</b>
7.1	MODELAGEM DO INVERSOR DE FREQUÊNCIA . . . . .	43
7.2	MODELAGEM DO CABO . . . . .	45
7.3	MODELAGEM DO MOTOR . . . . .	46
7.4	MODELAGEM DOS FILTROS . . . . .	48
<b>8</b>	<b>SIMULAÇÕES</b>	<b>50</b>
<b>9</b>	<b>TESTES LABORATORIAIS</b>	<b>53</b>
<b>10</b>	<b>ANÁLISE DE RESULTADOS</b>	<b>54</b>
<b>11</b>	<b>CONCLUSÃO</b>	<b>55</b>

<b>12 TRABALHOS FUTUROS</b>	<b>56</b>
<b>13 REFERÊNCIAS</b>	<b>57</b>
<b>Apêndice A - Simulações sem Filtros</b>	
<b>Apêndice B - Simulações com Capacitor de 17nF</b>	
<b>Apêndice C - Simulações com Capacitor de 2<math>\mu</math>F</b>	
<b>Apêndice D - Simulações com Capacitor de 5<math>\mu</math>F</b>	

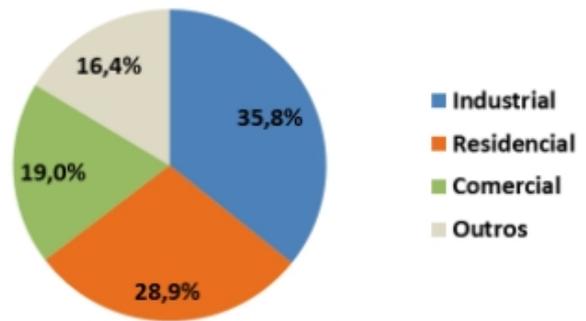
# 1 INTRODUÇÃO

Com o passar dos anos é notório o avanço das tecnologias e quais são as suas consequências para o meio ambiente, assim como a evolução crescente dos dispositivos semicondutores mudaram a forma com que os mesmos são importantes em diversos processos industriais, especialmente no acionamento de máquinas elétricas.

A escolha do motor elétrico correto para realizar um acionamento é nas indústrias de fundamental importância, por apresentar quesitos técnicos e financeiros envolvidos. Muitas vezes a seleção do motor não é feita por questões técnicas e por muitos anos criou-se uma cultura em que se o motor elétrico estivesse em operação na velocidade correta, fornecendo a potência necessária, aspectos como o super dimensionamento do motor eram tratados com relativa indiferença.

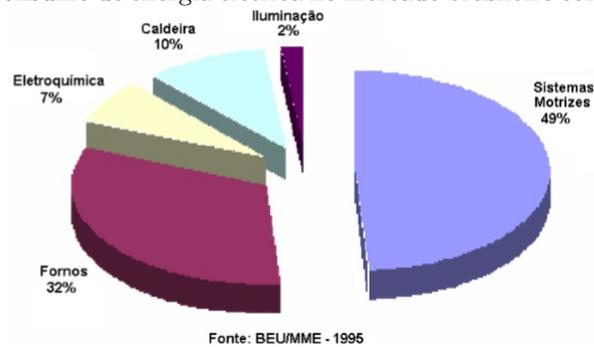
Porém com o aumento do valor da energia elétrica, questões como as citadas acima que antes não eram prioridade foram tomando peso na escolha dos motores elétricos. Atualmente, (ano de 2018) a energia elétrica produzida no Brasil é consumida como apresentada na distribuição da Figura 1.

Figura 1: Distribuição do consumo de energia elétrica no mercado brasileiro.



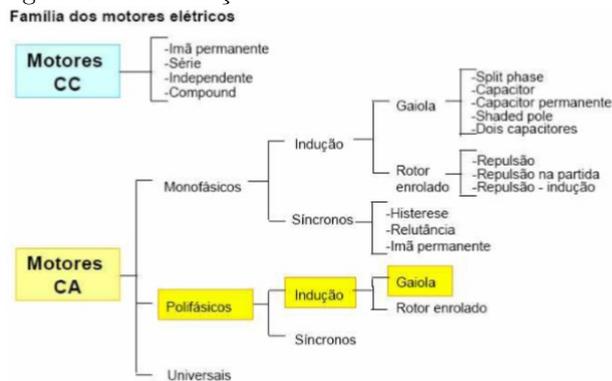
Da figura 1, nota-se que o setor industrial é o principal consumidor de energia elétrica no Brasil. Da figura 2, pode-se perceber que os motores formam a maior parcela do consumo de energia elétrica, chegando a quase 50%.

Figura 2: Distribuição do consumo de energia elétrica no mercado brasileiro considerando a carga aplicada.



Existem diversos tipos de motores elétricos disponíveis no mercado, divididos em famílias, tal divisão pode ser observada na figura 3. Dos tipos de motores elétricos existentes, aproximadamente 85-90% deles são motores de corrente alternada, CA, trifásicos, de indução com gaiola de esquilo, esta preferência na hora da escolha do equipamento deve-se ao fato destes serem robustos, estruturalmente simples, confiáveis e com baixo custo para a sua aquisição e manutenção.

Figura 3: Distribuição da família de motores elétricos.



Fonte: KARAVASILIS (2008).

Outro aspecto importante para a indústria está atrelado ao método de acionamento. Com o avanço da tecnologia no desenvolvimento de semicondutores e uma consequente redução do custo, sistemas e equipamentos industriais baseados em eletrônica de potência estão se expandindo em diversas aplicações como sistemas UPS (Uninterruptible Power Supplies), filtros ativos, sistemas HVDC (High Voltage Direct Current), sistemas foto-voltaicos, acionamentos de máquinas com frequência variável. O acionamento de motor é com certeza muito influenciado com a evolução dos semicondutores e assim com a atuação da eletrônica de potência sobre o acionamento dos motores elétricos, onde as aplicações para esta são inúmeras dentro da indústria.

A melhoria da eficiência no processo de conversão da energia consumida pelos equipamentos eletro-eletrônicos contribui, com o apoio da eletrônica de potência, para a

redução do consumo e, de uma forma indireta, reduz a poluição do meio ambiente com a redução nos níveis de geração de energia elétrica. De acordo com BOSE (2002), é estimado que entre 15% a 20% do consumo de energia elétrica pode ser evitado com o uso extensivo da eletrônica de potência.

É importante ressaltar que quando tratamos de eletrônica de potência, devemos dar um enfoque a evolução dos dispositivos semicondutores que ocorreu nos últimos anos. Em 1958, os tiristores representaram uma nova era, com o acionamento em corrente contínua das máquinas, entretanto isto ainda era limitado pelo fato de ter controle parcial. Até o final da década de 70, diodos, transistores bipolares e tiristores eram os componentes básicos dos conversores. A partir de então estes componentes vem sendo cada vez mais aperfeiçoados e tem passado por mudanças e avanços. Entre 70 e 80 deu-se a atenção ao aparecimento de novas chaves, os semicondutores de potência com capacidade de disparo e bloqueio, tornando assim viável o uso destas chaves para o acionamento de máquinas de corrente alternada.

O aparecimento dos IGBT's significou uma era nova de tecnologia, substituindo os antigos transistores bipolares em aplicações industriais, e os tiristores em média e alta tensão em conversores. Junto com ele, temos também outros dispositivos semicondutores que estão ganhando funcionalidades como os IGCT que concorrem com o IGBT em aplicações de média potência. Os MOSFET's, por outro lado, têm sido utilizados em baixas potências e altas frequências, tipicamente em fontes chaveadas com comutação não dissipativa, periféricos de computadores, eletrônica automotiva e fontes de potência para aquecimento indutivo e sistemas fotovoltaicos.

O avanço da tecnologia ainda não parou, existem diversas pesquisas e estudos na área para testar os limites da tecnologia, acredita-se que as próximas gerações poderão ser a base de diamantes.

Assim com a demanda de energia elétrica, a evolução dos dispositivos semicondutores, com a necessidade e a preocupação do uso de equipamentos ambientalmente amigáveis e visando sempre a redução de custos, foi fomentado o uso dos conversores de frequência quando se trata de acionamento de motores elétricos. Entretanto os conversores de frequência usam IGBTs cujos chaveamentos são muito elevados, para atingirem tais chaveamentos, os transistores possuem tempos de início de condução (*turn-on*) muito rápidos, o que resulta em pulsos de tensão com elevado  $dV/dt$  (taxa de variação da tensão no tempo), os quais podem causar *over-shoot* em terminais de motores de indução alimentados por longos trechos de cabos elétricos. Este efeito ocorre repetidamente (trem de pulsos) e acabam danificando a vida do isolamento do sistema.

Desde que a tecnologia dos IGBT's foi introduzida, há um aumento de registros de falhas na isolação de motores elétricos, normalmente causado por um curto entre espiras ou uma fuga para a massa. Uma inspeção rigorosa nestes tipos de falhas indica como sendo a mais comum, uma avaria na isolação dielétrica entre espiras adjacentes. Em alguns casos, era evidente que o efeito corona estava presente na forma de descargas parciais, o qual causou a falha na isolação, BONNET [1998].

Podemos observar que um enrolamento que foi originalmente projetado para operar com uma alimentação senoidal de 60 Hz pode a vida do dielétrico reduzida quando submetidas a uma alimentação com tensão PWM.

Assim é de suma importância que seja dado a isolação do motor uma atenção ao que diz respeito a sua capacidade de suportar o stress provocado em função das carac-

terísticas de tensão impostas pelo conversor.

Atualmente para os motores produzidos pela WEG Máquinas, considera-se um sobredimensionamento em 12%. Para os motores de alta tensão (maiores que 1000V), tal sobredimensionamento ocorre em função do aumento do volume do material isolante utilizado no motor. Não é totalmente conhecida a possibilidade de otimização da quantidade de material isolante. No entanto, o sobredimensionamento em 12% tem-se mostrado eficiente para a utilização com os diversos conversores de frequência de média tensão (com as diversas características de tensão de saída) atualmente disponíveis no mercado. Um estudo dedicado à quantidade necessária de acréscimo de isolante, talvez otimizasse o projeto reduzindo conseqüentemente os custos envolvidos, fazendo com que o valor de venda de tais motores apresentem-se ainda mais competitivos.(KARAVASILIS,2008)

Sendo assim após os fatos apresentados podemos considerar que o uso dos conversores de frequência para o acionamento de motores elétricos é de ampla disseminação no setor, assim como a evolução dos dispositivos semicondutores tende a continuar, esta faz com que todos estes aspectos juntos tragam novos fenômenos e conceitos a serem mitigados. Desta forma, faz-se necessário dedicar-se a novos estudos e testes sobre estes.

E um destes fenômenos que trás a relação entre o conversor de frequência-cabo-motor elétrico é o de reflexão de onda de tensão que sera discutido adiante assim como mateiras de mitiga-lo.

## 1.1 MOTIVAÇÕES

Para alimentar e controlar a velocidade dos motores de indução, utiliza-se de inversores de frequência que possuem uma saída de corrente senoidal, formada de um trem de pulsos de largura variável (PWM). Dependendo do comprimento do cabo que liga a saída do inversor ao motor elétrico, é possível observar uma sobretensão de ate 2 p.u., o que pode causar danos ao motor, como o desgaste da isolação do mesmo que não é projeto para sofrer tais sobretensões. Assim visando encontrar uma solução, através da implementação de diferentes tipos de filtros passivos, para o problema da reflexão das ondas de tensão, reduzindo o desgaste das máquinas e trazendo melhorias na qualidade da energia em toda a instalação.

Esta aplicação visa beneficiar empresas que usam motores elétricos e que utilizam cabos com um comprimento elevado e alimentação por inversores de frequência que, com o estudo, poderão mitigar os problemas causados pela reflexão das ondas de tensão, evitando perdas elétricas e desgastes no isolamento do motor.

## 1.2 JUSTIFICATIVA

Visando o grande uso de motores elétricos na industria atual assim como a degradação da isolação dos motores elétricos pelo efeito do fenômeno de reflexão de tensão, este estudo abordará o uso de filtros passivos na mitigação do fenômeno de reflexão de tensão . Por meio do estudo de simulações e testes laboratoriais com protótipo.

## 1.3 OBJETIVOS

Este trabalho tem como objetivo estudar o surgimento de sobretensões oriundas da alimentação de motores elétricos por inversores de frequência por cabos elétricos

com comprimento elevado, fenômeno conhecido por reflexão de pulsos. Também terá como meta investigar os resultados da adoção de diferentes configurações de filtros passivos para corrigir estas sobretensões, as vantagens e desvantagens. Será feita uma abordagem mais aprofundada de topologias que utilizam elementos passivos, como resistor, capacitor e indutor. Serão desenvolvidos estudos de simulação computacional, assim como a confecção de um protótipo a ser testado e analisado em laboratório.

### **1.3.1 Objetivo Geral**

Avaliar através de simulações e testes a inclusão de filtros passivos para a mitigação de sobretensões causadas por reflexão das ondas de tensão em sistemas elétricos que empregam inversores e cabos elétricos para a alimentação de motores.

### **1.3.2 Objetivos Específicos**

- Realizar estudo sobre o fenômeno de reflexão de onda e suas consequências;
- Estudar utilização de filtros passivos para mitigar o fenômeno;
- Desenvolvimento um modelo computacional através do software de simulação Psim;
- Realizar simulações computacionais para diversos filtros passa baixa;
- Análise dos resultados de simulação;
- Desenvolvimento de um protótipo em laboratório;
- Realizar ensaios laboratoriais, análise os resultados dos ensaios comparando com a simulação.

## 2 SISTEMA MOTOR INVERSOR DE FREQUÊNCIA

Ao fazer uso de sistemas que contam com a presença de um inversor de frequência para realizar a alimentação de motores elétricos com cabos longos é importante ressaltar o estudo de cada uma das partes deste para avaliar as consequências e resultados da mesma. Sendo assim este capítulo discorre sobre a análise de cada componente integrante deste sistema e suas principais características construtivas.

### 2.1 MOTOR DE INDUÇÃO [22] [23]

De acordo com Umans (2014), a corrente alternada é injetada diretamente no estator, passando ao rotor por indução. Quando a excitação é feita por uma fonte polifásica equilibrada, é produzido um campo magnético no entreferro que gira na velocidade síncrona, que depende da frequência elétrica e do número de polos do estator.

O rotor pode ser de dois tipos: enrolado ou gaiola de esquilo. Um rotor enrolado é construído de forma semelhante ao estator, tendo o mesmo número de polos.

As máquinas de indução com rotor de gaiola de esquilo são as mais comuns, nos quais o enrolamento consiste de barras condutoras conectadas ao ferro do rotor, que são curto-circuitadas em cada lado por anéis condutores.

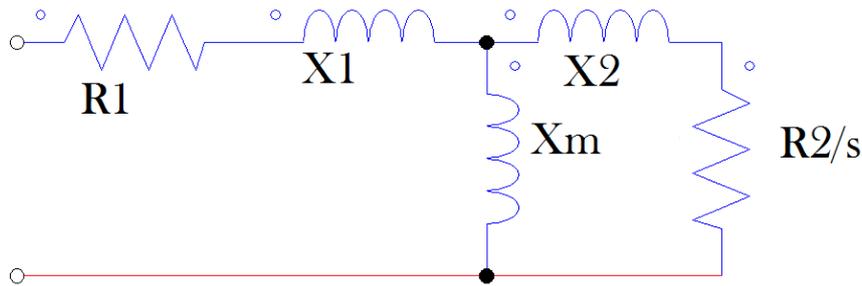
O rotor de máquinas de indução, também chamadas de máquinas assíncronas, giram em uma velocidade diferente da velocidade síncrona. Supondo  $n_s$  a velocidade síncrona e  $n$  a velocidade do rotor, a diferença entre estas duas velocidades é chamado de escorregamento do rotor, que normalmente é expresso como fração da velocidade síncrona, dado por:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (1)$$

O escorregamento também pode ser expresso como uma porcentagem, bastando multiplicar a equação 1 por 100%. Em condições normais de operação o escorregamento fica entre 2 e 10%

Os parâmetros do circuito equivalente mostrado na figura 4 podem ser obtidos dos resultados de um ensaio a vazio e de um ensaio com rotor bloqueado e da medida da resistência dos enrolamentos do estator. Que podem ser obtidos por Umans(2014) e Vilela Júnior(materials de aula).

Figura 4: Circuito equivalente monofásico de um motor de indução polifásico.



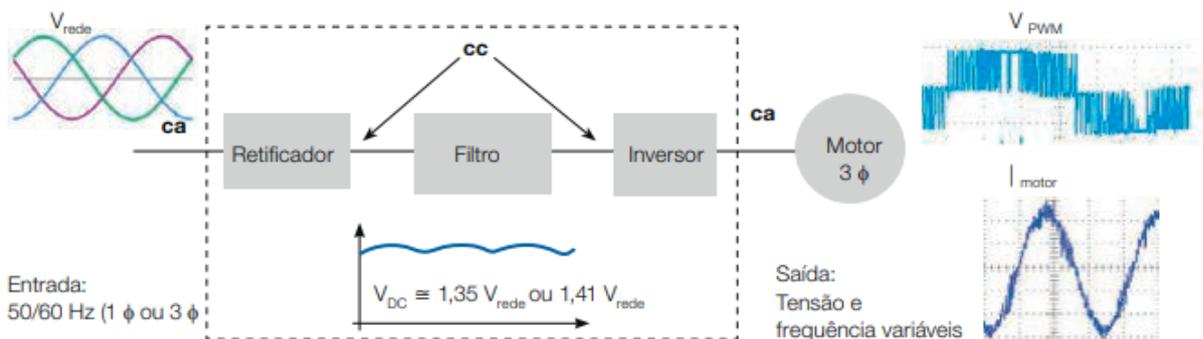
Fonte: O Autor (2018)

## 2.2 INVERSOR DE FREQUÊNCIA

De acordo com Karavasilis (2008), os inversores de frequência ou conversores estáticos de frequência, baseiam-se na conversão da tensão da rede alternada senoidal na entrada do dispositivo, em tensão contínua e, finalmente, convertem esta última, em uma tensão de amplitude e frequência variáveis. Para obtenção do sinal PWM, o inversor pode ser dividido em três etapas como vemos na imagem 5.

- Retificador: Este bloco retifica a energia trifásica (alternada) disponível na entrada para a alimentação do inversor. A configuração mais comum é com seis diodos retificadores situados no circuito de entrada do inversor para que retifiquem a tensão trifásica da rede;
- Filtro: A tensão DC resultante é filtrada por um capacitor e utilizada como entrada para o bloco inversor;
- Inversor: Aqui estão as chaves elétricas (tiristores ou transistores) responsáveis por definir a forma de onda da tensão na saída.

Figura 5: Divisão construtiva de um inversor de frequência.



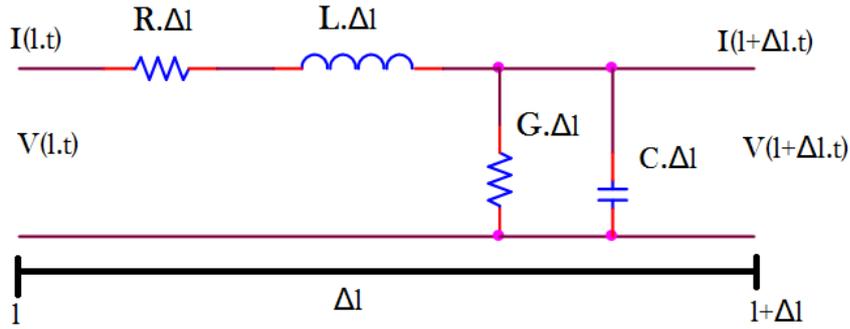
Fonte: Guia Técnico - Motores de indução alimentados por inversores de frequência PWM - WEG.

A modulação do pulso PWM propriamente acontece na ultima etapa, no inversor de frequência, este tipo de modulação varia a razão cíclica aplicada aos IGBT's em uma alta frequência de comutação, esta estratégia cria uma sequência de pulsos, onde a largura dos mesmos vai determinar a frequência fundamental na saída do inversor de frequência (DIONATAN HENRIQUE TRENTINI).

### 2.3 CABOS [8]

Quando usamos o conceito de um cabo de alimentação longo entre o inversor de frequência e o motor podemos considera-lo como uma linha de transmissão, pois este é um elemento do circuito capaz de transmitir energia de um ponto a outro. Para analisar uma linha de transmissão de forma correta ela deve ser considerada como parte do sistema, assim uma linha de transmissão uniforme pode ser representada como uma associação em cascata de infinitas seções de impedâncias series e admitâncias paralela, como mostra a figura 6.

Figura 6: Circuito equivalente de um elemento de uma linha de transmissão com um comprimento  $\Delta l$ .



Fonte: O autor (2018).

O circuito da figura 6 é composto por quatro elementos assim descritos:

- $R$  é a resistência de ambos os condutores por unidade de comprimento em  $\Omega/m$ ;
- $L$  é a indutância em ambos os condutores por unidade de comprimento em  $H/m$ ;
- $G$  é a condutância do meio dielétrico por unidade de comprimento em  $S/m$ ;
- $C$  é a capacitância entre os condutores por unidade de comprimento em  $F/m$ .

Aplicando a Lei de Kirchof das tensões (lei das malhas) no circuito da figura 6 tem-se:

$$v(l, t) - R.\Delta l.i(l, t) - L.\Delta l \frac{di(l, t)}{dt} - v(l + \Delta l, t) = 0 \quad (2)$$

Fazendo  $\Delta l \rightarrow 0$ , a equação acima pode ser escrita como:

$$-\frac{dv(l, t)}{dl} = R.i(l, t) + L \frac{di(l, t)}{dt} \quad (3)$$

Obtendo-se assim uma equação que contém R e L. Para encontrar uma equação que contenha C e G, aplica-se a Lei de Kirchof das correntes, na qual faz-se  $\Delta l \rightarrow 0$ , resultando em:

$$-\frac{di(l, t)}{dl} = G.v(l, t) + C\frac{dv(l, t)}{dt} \quad (4)$$

Aplicando a transformada de Laplace às equações 3 e 4, chega-se em:

$$-\frac{dV(l, s)}{dl} = (R + sL).I(l, s) \quad (5)$$

$$-\frac{dI(l, s)}{dl} = (G + sC).V(l, s) \quad (6)$$

Que podem ser utilizadas para calcular a constante de propagação e a impedância característica da linha. Derivando e reescrevendo as equações tem-se:

$$\frac{d^2V(l, s)}{d^2l} = \gamma^2V(l, s) \quad (7)$$

$$\frac{d^2I(l, s)}{d^2l} = \gamma^2I(l, s) \quad (8)$$

Onde  $\gamma = \sqrt{(R + sL)(G + sC)}$  é a constante de propagação da onda no cabo. A solução das equações diferenciais acima é:

$$V(l, s) = V^+(l, s) + V^-(l, s) = V_0^+e^{-\gamma l} + V_0^-e^{\gamma z} \quad (9)$$

$$I(l, s) = I^+(l, s) + I^-(l, s) = I_0^+e^{-\gamma l} + I_0^-e^{\gamma z} \quad (10)$$

De acordo com KARAVASILIS (2008), a impedância característica de uma linha de transmissão é a razão entre tensão e a corrente para uma linha de comprimento infinito.

Considerando a linha da figura 6 como uma linha de comprimento infinito e uma fonte de tensão na extremidade esquerda do circuito, não haveriam ondas refletindo, existindo apenas ondas viajando na direção positiva de  $l$ , ou seja, somente os termos  $V_0^+$  e  $I_0^+$ .

Reescrevendo 5:

$$I(l, s) = \frac{1}{-(R + sL)} \frac{dV(l, s)}{dl} \quad (11)$$

Derivando 9 tem-se:

$$\frac{dV(l, s)}{dl} = -\gamma(V_0^+e^{-\gamma l} - V_0^-e^{\gamma z}) \quad (12)$$

Assim:

$$I(l, s) = \frac{\gamma}{R + sL} \cdot (V_0^+e^{-\gamma l} - V_0^-e^{\gamma z}) \quad (13)$$

Portanto:

$$I(l, s) = \frac{\gamma}{R + sL} \cdot V(l, s) \quad (14)$$

Logo, a impedância característica do cabo é dada por:

$$Z_o = \frac{R + sL}{\gamma} = \frac{\gamma}{G + sC} = \sqrt{\frac{R + sL}{G + sC}} [\Omega] \quad (15)$$

Que pode ser aproximada para:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} [\Omega] \quad (16)$$

Nota-se que a impedância característica não depende do comprimento do cabo.

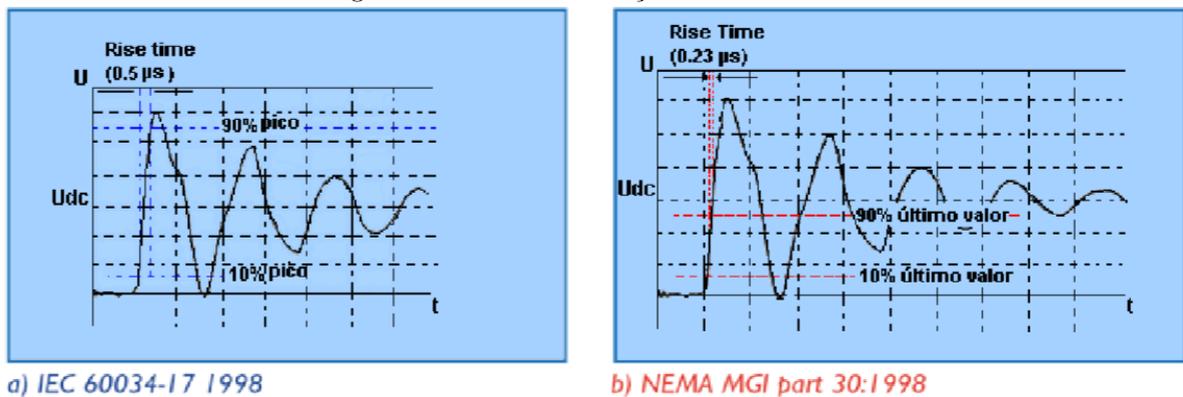
## 2.4 DEFINIÇÃO DE *RISE-TIME*

De acordo com CHERRY e HOOPER (1968), quando se trata de um sinal degrau de corrente ou tensão, o *rise-time* é o tempo que leva para o sinal sair de seu valor baixo para seu valor alto. Estes valores são expressos em percentuais, geralmente dez e 90%, mas esses valores podem variar.

As instituições normativas IEC e NEMA, possuem diferentes métodos para a definição de “*rise-time*”. Como mostra a figura 7, de acordo com a IEC60034-17 1998 a definição de “*rise-time*” é o tempo que um determinado pulso leva para elevar sua tensão de 10% a 90% do valor de pico do referido pulso, esta definição é aplicada nos picos dos pulsos de tensão presentes nos terminais do motor.

Já de acordo com a NEMA MGI part 30:1998, a definição de “*rise-time*” é o tempo que um determinado pulso leva para ter sua tensão elevada de 10% à 90% da magnitude final a ser atingida pelo pulso, ou seja, o valor no qual o pulso de tensão irá se estabilizar. A definição apresentada pela NEMA é aplicada nos picos dos pulsos de tensão presentes nos terminais do conversor de frequência. Portanto, de acordo com tais análises, verifica-se que o método considerado pela IEC resulta num valor de aproximadamente duas vezes àquele calculado utilizando a definição da NEMA.

Figura 7: Diferentes definições de “*rise-time*”.



### 3 FENÔMENO DE REFLEXÃO DAS ONDAS DE TENSÃO

Como já discutido, a onda senoidal que se apresenta na saída do inversor de frequência é na realidade um trem de pulsos de largura variável, com amplitude igual ao valor de  $V_{cc}$ , estes são transmitidos para alimentar o motor por meio de um cabo de alimentação. Entretanto, dependendo das características do cabo de alimentação, do tempo de subida dos pulsos do inversor, assim como a impedância equivalente do motor em relação ao pulso recebido, podem ser causas da ocorrência de uma sobretensão transitória nos terminais do motor a cada chaveamento, ou seja, em cada transição de zero a  $V_{cc}$  ou  $V_{cc}$  a zero pode ocorrer valores de até 2p.u., considerando  $V_{cc}$  como 1p.u..

Segundo a WEG (2016), quando um sinal passa através de um cabo de alimentação para chegar ao motor e este tem mais de 20 metros entre o controle e o acionamento, pode ocorrer o fenômeno de reflexão de tensão quando, em alta frequência, a impedância de entrada do motor é maior que a impedância resultante do cabo. Assim, dependendo dos fatores já citados, pode ocorrer que quando o inversor emite um novo pulso, este propaga-se pelo cabo e nos terminais do motor e quando as oscilações do pulso anterior ainda não tenham amortecidas, ocorre as sobretensões de até 3p.u., é notório que estas trazem prejuízos à vida útil da isolação do motor.

Habitualmente o isolamento do motor não falha imediatamente com o surto de tensão, mas as consequências do mesmo são acumuladas com o tempo, é provável que descargas parciais ocorram nas regiões próximas às extremidades do enrolamento, acelerando bastante a degradação do isolamento. O pior caso é quando essas descargas parciais formam um canal fixo e eventualmente causam prejuízos ainda maiores (de Paula 2005). A questão não é apenas a amplitude das tensões às quais o motor encontra-se submetido; a taxa de crescimento das mesmas também é um fator preocupante. De acordo com OKUYAMA (2000), para que o motor não apresente redução em sua vida útil, o máximo  $dV/dt$  permitido pela norma NEMA MG parte 30, relativa a motores “standard”, é de  $500 \text{ V}/\mu\text{s}$ , enquanto que a operação com inversores e cabos longos pode envolver valores de até  $7000 \text{ V}/\mu\text{s}$ .

No trabalho de Ametani (1980), um estudo de caso sobre a degradação de dois motores em uma planta industrial para caracterizar as características da sobretensão as quais eram submetidos, mostrou que ao ser instalados equipamentos para a medição dos picos de tensão que apresentavam valores maiores ao valor onde as descargas parciais (efeito corona) iniciam sua atividade, esclarecendo o motivo dos defeitos.

O fenômeno da reflexão de onda já é muito difundido na teoria de linhas de transmissão, onde oscilações de tensão tem origem na reflexão dos pulsos PWM nas extremidades do cabo, onde encontra uma impedância característica variável. Para esta, sabe-se que a amplitude de uma onda refletida é dada em função do coeficiente de reflexão, o qual é calculado a partir da diferença das impedâncias do ponto de junção. Para o caso do presente estudo, podemos considerar este como a diferença das impedâncias de cabo com o inversor, e entre o cabo e o motor.

É importante também avaliar que quando trata-se de motores, estes também apresentam coeficiente de reflexão elevado, na ordem de 0,9 enquanto motores maiores apresentam coeficiente de 0,6. SAUNDERS (1996) e PERSON (1992) exemplificam que motores mesmo com a mesma potencia mas com estruturas diferentes tem variação significativa em relação ao seu coeficiente de reflexão. JOUANNE [1998] apresenta em seu

estudo os valores aproximados para as impedâncias de alguns motores com diferentes valores de potência.

Potência do motor [HP]	Impedância característica [ $\Omega$ ]
25	1500
50	750
100	375
200	188
400	94

Tabela 1: Impedância característica aproximada de alguns motores de diferentes potências.  
FONTE: JOUANNE 1998

Foi avaliada por KAWKABANI (2000) a influencia em relação a frequência fundamental de operação do motor e a influencia da carga no mesmo, como conclusão não foi detectada nenhuma variação significativa. Já para MOREIRA (2001), a corrente que passa pelo cabo pode influenciar os valores de pico de tensão, entretanto não foi encontrada nenhuma referência sobre a mesma na literatura que confirmasse esta análise.

Pode-se afirmar que em sistemas de acionamento de maior potência o fenômeno das sobretensões é menos provável de ocorrer, devido às seguintes razões (MELHORN 1995 e 1997):

- Conforme já citado, o coeficiente de reflexão de máquinas maiores é menor, o que resulta em ondas refletidas de mais baixa amplitude e, portanto, em menores sobretensões.
- Em inversores de maior potência, os IGBT's muitas vezes são substituídos por GTO's, os quais apresentam maior tempo de subida. Assim, maiores comprimentos de cabo são necessários para a ocorrência das sobretensões.
- Máquinas muito grandes muitas vezes são acionadas por inversores CSI (*Current Source Inverter*), onde não existe a questão dos pulsos de tensão.

### 3.1 INFLUÊNCIA DO MOTOR

Como citado acima, quando se trata da reflexão de onda em linha de transmissão, pode-se considerar que a frequência é diretamente ligada ao tempo de viagem do pulso pelo cabo alimentador. Assim esta equivale ao inverso de quatro vezes o tempo de viagem pelo cabo. A velocidade em que a onda se propaga, deve-se a fatores como arranjo geométrico. Zhong (1998) apresenta resultados de forma analítica e experimental que a frequência das oscilações não dependem da velocidade de propagação e tamanho do cabo, mas também das capacitâncias parasitas do motor, ao contrario do que afirmam Skibinski (1997) e Kerkman (1997).

Ao considerarmos a capacitância do motor como faz Moreira (2001) torna a análise assim como a complexidade do estudo muito grande. Peroutka (2002) também analisa esta capacitância e em seu estudo apresenta a expressão para a determinação da mesma. Entretanto, conclui-se que se o cabo de estudo for suficientemente longo, este tem seus parâmetros predominantes e a influencia da capacitância do motor é sem influencia em relação ao sistema.

### 3.2 INFLUÊNCIA DO CABO DE ALIMENTAÇÃO

Quando tratamos de um sistema inversor-motor, é importante considerar o cabo de alimentação como parte deste pois, como causa predominante na incidência de picos de tensão nos terminais dos motores quando alimentados por inversores de frequência, temos o *rise-time* e o comprimento do cabo de alimentação. Como já visto o cabo pode ser considerado como uma linha de transmissão, ou seja as suas impedâncias distribuídas podem ser consideradas como impedâncias distribuídas em seções de indutâncias/capacitâncias conectadas em série/paralelo, afirma o guia técnico da WEG.

Sistemas com a partir de 20 metros como citam os catálogos da WEG são considerados suficientemente longos e podem apresentar o fenômeno de reflexão da tensão. CONTIN afirma em sua pesquisa que pequeníssimos *rise-time* (tempos de crescimento da tensão do pulso) dos conversores modernos, um comprimento de cabo relativamente pequeno já pode apresentar este comportamento. Em seu estudo ele também discorre sobre a importância da velocidade de operação dos componentes utilizados (chaveamento), assim como a importância dos comprimentos dos cabos entre motor e inversor devido aos trens de pulsos percorrerem o cabo que apresenta uma impedância característica  $Z_o$  e são refletidas ao chegarem ao motor por causa de uma maior impedância  $Z_m$  deste. A função encontrada para a reflexão da onda é dada por:

$$r = \frac{2 \cdot Z_m}{z_m + z_o} [p.u.] \quad (17)$$

Sabendo o tempo de crescimento do pulso  $t_r$  do conversor e sendo este menor que o dobro do tempo e percurso da onda de tensão através do cabo. Temos uma tensão no motor de:

$$V_m = r \cdot V_{dc} \quad (18)$$

$V_{dc}$  = tensão CC do circuito intermediário (saída do retificador) [V], e:

$$V_{dc} = 2 \cdot \sqrt{2} \cdot V_n \quad (19)$$

$V_n$  = tensão nominal de saída do conversor (harmônica fundamental) [V], portanto:

$$V_m = r \cdot \sqrt{2} \cdot V_n \quad (20)$$

E a máxima reflexão ocorre quando:

$$t_r = \frac{2 \cdot l_c}{V_c} [\mu seg] \quad (21)$$

onde:

$l_c$  = comprimento do cabo, [m]

$V_c$  = velocidade da onda no cabo,  $[\frac{m}{\mu seg}]$

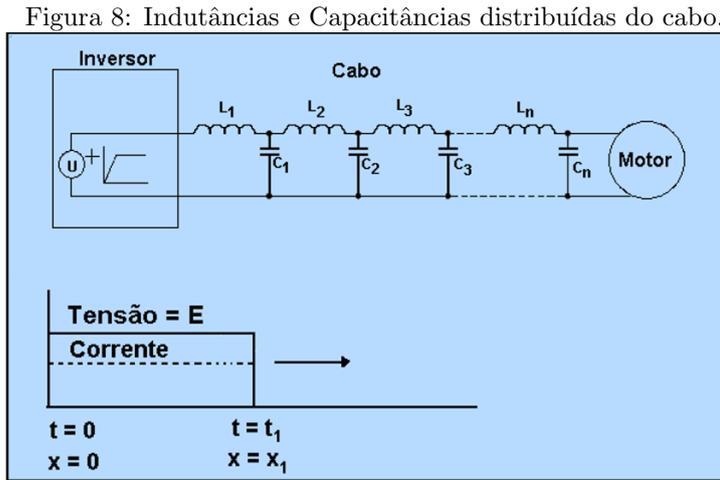
Com relação aos conceitos expostos acima, cabe destacar três situações particulares, com respeito à relação entre  $Z_m$  e  $Z_C$ , de acordo com Helder de Paula (2005):

- $|Z_m| \gg |Z_o|$ : neste caso o cabo será considerado como estando em aberto, e o coeficiente de reflexão tenderá à unidade. Isto significa que a tensão refletida terá a mesma amplitude e fase da tensão incidente, e então a tensão resultante no ponto (terminais do motor) tende a dobrar ( $VP = 2$  p.u.);

- $|Z_m| = |Z_o|$ : como nesse caso o coeficiente de reflexão é igual à zero, não há geração de onda refletida. O perfil de distribuição de tensão ao longo do cabo é exatamente aquele de uma linha de comprimento infinito, e a tensão nos terminais do motor seria igual à tensão incidente;
- $|Z_m| \ll |Z_o|$ : o cabo será considerado como estando em curto-circuito, e o coeficiente de reflexão tenderá a  $-1$ . Assim, a tensão refletida terá a mesma amplitude da tensão incidente, mas fase invertida. Desse modo, a tensão resultante nos terminais do motor seria zero;

A impedância dos terminais de entrada do motor é muito maior que a do cabo, embora esta varie com a estrutura e a potencia do motor como ja mencionado anteriormente, a impedância característica de motores pequenos (menores que 25 cv) pode ser de 10 a 100 vezes maior que a impedância característica do cabo alimentador, como afirma Helder de Paula (2005).

Portanto, o valor da reflexão “r” da onda incidente, bem como a tensão resultante na entrada do motor  $V_m$  são dependes da impedância característica do cabo e do tempo de crescimento do pulso (*rise-time*) chaveado pelo conversor.



Fonte: KARAVASILIS (2008).

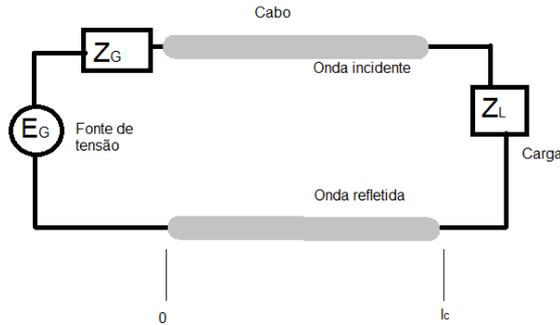
Conforme já mencionado, em um cabo infinitamente longo não existem ondas refletidas. De acordo com Karavasilis (2008), considerando um cabo com impedância característica  $Z_{oc}$ , com comprimento  $l_c$  e uma constante de propagação  $\gamma_c$ , considerando ainda que em uma das extremidades existe uma carga com impedância  $Z_L$  e na outra uma fonte, a distribuição de tensão e corrente pode ser calculada como:

$$V(l') = I_L [Z_L \cosh(\gamma l') + Z_{oc} \sinh(\gamma l')] [V] \quad (22)$$

$$I(l') = \frac{I_L}{Z_{oc}} [Z_L \sinh(\gamma l') + Z_{oc} \cosh(\gamma l')] [A] \quad (23)$$

Onde  $l' = l_c - l$  é a distância medida a partir da carga. Essas equações são obtidas de 9 e 10 em  $l = 0$  e  $l = l_c$ , e são resolvidas usando as funções hiperbólicas e o fato de que a impedância da carga é a razão entre sua tensão e corrente.

Figura 9: Sistema cabo e carga.



Fonte: O Autor (2018).

Se uma fonte de tensão  $E_G(s)$  com impedância interna  $Z_G(s)$  alimenta um cabo em  $l = 0$  e uma carga  $Z_L(s)$  é acoplada em  $l = l_c$ , como na figura 9, as condições de contorno são:

$$V(l_c, s) = Z_L(s) \cdot I(l_c, s) \quad (24)$$

$$V(0, s) = E_G(s) - Z_G(s) \cdot I(0, s) \quad (25)$$

$$V(l, s) = \frac{Z_{oc}(s)E_G(s)}{Z_{oc}(s) + Z_G(s)} \cdot \frac{e^{-\gamma(s)l} + K_L(s)e^{-\gamma(s) \cdot (2l_c - z)}}{1 - K_L(s)K_G(s)e^{-2\gamma(s)l}} \quad (26)$$

com

$$K_L(s) = \frac{Z_L(s) - Z_{oc}(s)}{Z_L(s) + Z_{oc}(s)} \quad (27)$$

$$K_G(s) = \frac{Z_G(s) - Z_{oc}(s)}{Z_G(s) + Z_{oc}(s)} \quad (28)$$

Considerando G e R iguais a zero, assim  $V(l, s)$  pode ser reescrita como:

$$V(l, s) = V_1(s)[e^{(-\frac{l}{l_c} \cdot \tau s)} + K_L(s)e^{(-\frac{2l_c - l}{l_c} \cdot \tau s)} + K_L(s)K_G(s)e^{(-\frac{2l_c + l}{l_c} \cdot \tau s)} + \dots] \quad (29)$$

com

$$\tau = l_c \sqrt{LC} \quad (30)$$

$$V_1(s) = \frac{Z_{oc}(s)E_G(s)}{Z_{oc}(s) + E_G(s)} \quad (31)$$

Tendo em mente que uma exponencial no domínio da frequência representa um atraso de tempo no domínio do tempo, de acordo com Karavasilis (2008) pode-se notar

que o primeiro termo pode ser analisado como uma onda viajando da fonte para a carga com velocidade dada por:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (32)$$

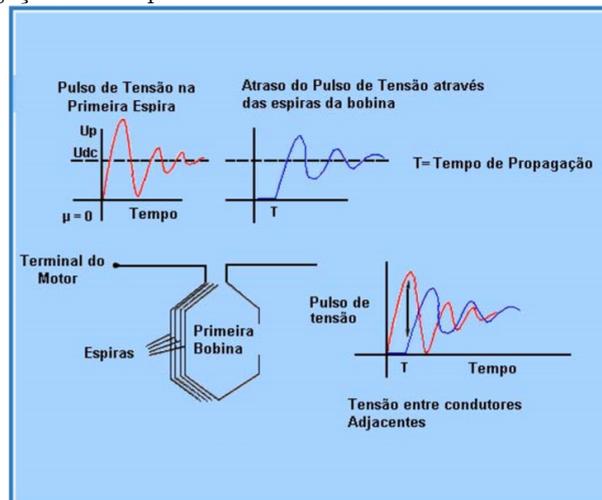
O segundo termo representa uma onda viajando da carga para a fonte, ou seja, uma onda refletida. Em  $t = \tau$  esta onda se inicia com  $l = l_c$  e chega em  $l = 0$  em  $t = 2\tau$ .

### 3.3 INFLUÊNCIA DO RISE-TIME

Karavasilis (2008) também discorre sobre a certa quantidade de tempo que necessita para que a tensão transite de seu valor mínimo para máxima quando nos terminais do inversor, como já mencionado, após percorrer o cabo de alimentação entre motor e conversor, tem-se uma impedância do motor elétrico muito maior que a do cabo, assim a velocidade de propagação dos pulsos de tensão é atenuada nos enrolamentos do motor. Ainda devido a essa grande diferença de impedância entre o motor elétrico e o cabo, a tensão nos terminais do motor poderá ser somada a uma componente de reflexão, sendo que o comprimento do cabo é fator determinante nas características desta reflexão. Desta forma, o pulso de tensão ao atingir os terminais do motor, faz com que a(s) primeira(s) espira(s) da primeira bobina de uma dada fase, fique(m) submetida(s) a um alto valor de tensão. Com isso, o (*rise-time*) tem influência direta no tempo de vida útil do sistema isolante do motor, ou seja, quanto menor o tempo de crescimento do pulso (*rise-time*), maior será a taxa de variação da tensão ( $dV/dt$ ) e maior a diferença de potencial (ddp) originada entre espiras, conseqüentemente, a degradação do sistema de isolamento do motor será mais rápida.

O mesmo autor ressaltta que, espiras adjacentes das primeiras bobinas de uma dada fase, ficam submetidas a uma elevada ddp em função dos pulsos de tensão que chegam aos terminais do motor elétrico de indução, conforme é demonstrado na figura 10.

Figura 10: Propagação de um pulso de tensão através dos enrolamentos do motor elétrico.

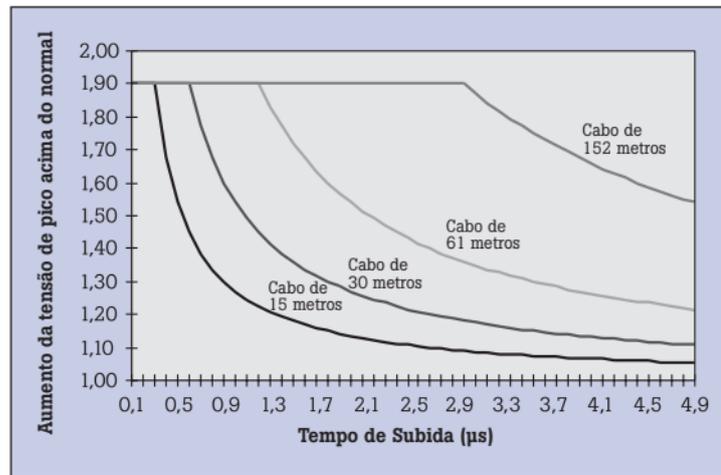


Fonte: KARAVASILIS (2008).

Como a evolução da eletrônica de potência tende a ter componentes com chaveamento cada vez maiores, será importante também lembrar de cuidar das isolações dos motores que acabam sendo danificadas com o (*rise-time*) da tensão menor.

A figura 11 contém um gráfico com curvas relacionando o aumento da tensão de pico acima do normal (sobretensão) com o tempo de subida para diferentes tamanhos de cabos. Nota-se que quanto maior o tempo de subida (*rise-time*), menor é a sobretensão. O padrão se repete para todos os comprimentos de cabo, porém cabos maiores requerem um tempo de subida maior para obter valores baixos de sobretensão.

Figura 11: Impacto do tempo de subida e do comprimento do cabo sobre a magnitude das tensões refletidas.



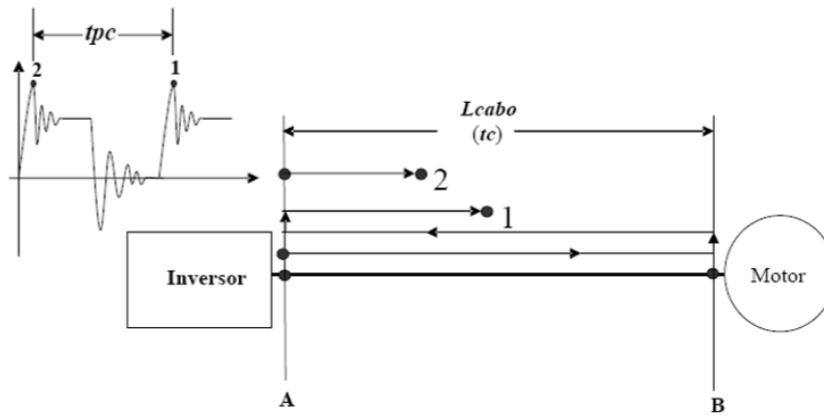
Fonte: Nota de Aplicação FLUKE

### 3.4 INFLUÊNCIA DA FREQUÊNCIA DO PULSO

Para Karavasilis (2008), o controle dos inversores fazem o ajuste da velocidade do motor (tensão e da frequência), através da largura dos pulsos e dos tempo entre estes pulsos. Sendo que ocorrem as piores sobretensões (maiores amplitudes) quando o tempo entre os pulsos for o mínimo, esta pior condição ocorre principalmente durante os picos da onda fundamental da tensão de saída e durante condições transitórias, como aceleração e desaceleração do motor elétrico.

Considerando a figura 12, se o tempo entre os pulsos consecutivos ( $t_{pc}$ ) for menor que três vezes o período ressonância do cabo ( $t_c$ ), ocorrerá uma sobreposição do primeiro sinal (1) com o consecutivo (2). Portanto, para que não ocorra a sobreposição é necessário que  $t_{pc} > 3.t_c$  onde  $t_c$  é o período de ressonância do cabo alimentador entre inversor e motor, [ $\mu s$ ].

Figura 12: Tempo entre pulsos consecutivos e a superposição de sinais.



Fonte: KARAVASILIS (2008).

## 4 MITIGAÇÃO DO FENÔMENO

O fenômeno de reflexão de onda de tensão pode ser minimizado ou corrigido fazendo o uso de uma ou mais das seguintes opções:

- Aumentar o *rise-time*;
- Melhorar o grau de isolamento do motor;
- Reator na saída do inversor;
- Adicionar filtros  $dV/dt$ ;
- Filtros senoidais;
- Diminuir o comprimento dos cabos;
- Unidades de terminação de motor.

Com o intuito de mitigar fenômenos como o de reflexão de ondas de tensão, empresas como a Siemens e WEG listam em seus manuais que deve-se evitar comprimentos de cabos desnecessários, pois com isso diminuem-se as capacitâncias e indutâncias de acoplamento.

### 4.1 MELHORAR O GRAU DE ISOLAÇÃO DO MOTOR

Como foi observado, o fenômeno de reflexão de onda de tensão pode provocar grandes falhas do sistema de isolamento de motores. Uma solução aparentemente viável sera de melhorar a isolamento dos motores, de modo a aguentarem os elevados, rápidos e frequentes picos de tensão ocasionados pelo rápido chaveamento dos componentes semi-condutores. Assim, pode-se observar grande quantidade de pesquisas e estudos, como GAO e CHEN (2005) a afim de desenvolver materiais isolantes e de fios utilizados no bobinamento de motores, com o objetivo de desenvolver sistemas isolantes mais robustos e aptos à utilização com conversores de frequência.

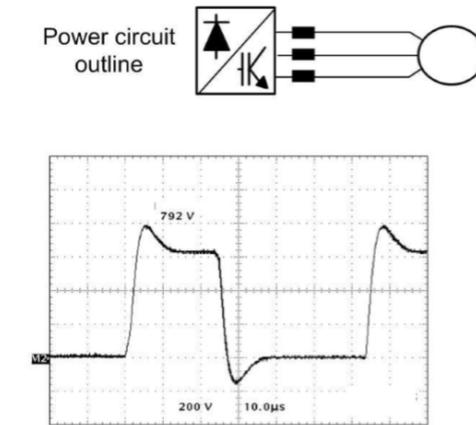
A importância de adequar para o sistema a robustez do isolamento de motores elétricos para serem acionados por inversores de frequência tem sido reconhecida e o tema foi estudado por fabricantes motores como por GAO e CHEN. Dentre os estudos para a adaptação dos isolamentos podemos citar a melhoria quanto a ta estabilidade térmica, dissipando rapidamente os pontos de aquecimento, para prevenir os danos causados pelo aquecimento do dielétrico resultante dos pulsos com elevado *rise-time* e alta frequência, assim como estudos entre os fabricantes para que esta isolamento mais robusta não acarrete em acréscimo de volume de material, pois este acarretaria em um valor mais alto.

### 4.2 REATOR NA SAÍDA DO INVERSOR [14]

Reatores de saída podem prover o espectro de frequência de indutância necessário, eles são usados para reduzir a variação de tensão. Cuidado com a tensão de pico é necessário, visto que reatores aumentam a duração do *over-shoot*. No caso mostrado na figura 13, comparado com a figura 14, nota-se que a adição do reator estendeu o tempo de subida para aproximadamente  $5\mu s$  e reduziu o pico de tensão para 792V, o que é aceitável na maioria dos motores desse porte.

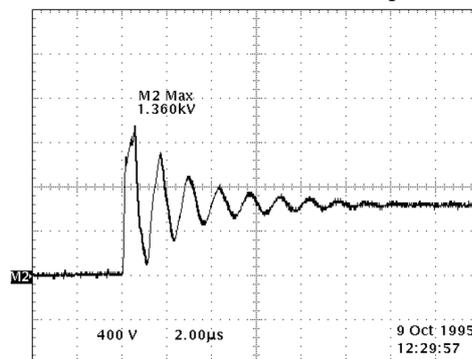
Reatores de saída também podem ser usados para motores com cabos com até muitas centenas de metros em drives maiores.

Figura 13: Indutor de saída.



Fonte: GAMBICA/BEAMA Technical Guide (2016).

Figura 14: Forma de onda no terminal do motor para cabo com 42 metros.



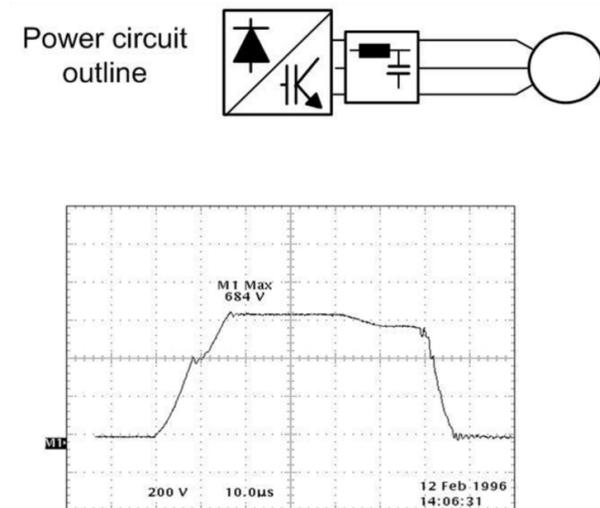
Fonte: GAMBICA/BEAMA Technical Guide (2016).

### 4.3 FILTRO $dV/dt$ DE SAÍDA [14]

Filtros  $dV/dt$  consistem de capacitores, indutores e resistores ou diodos. São normalmente usados para limitar a variação de tensão em  $500V/\mu s$ , reduzindo drasticamente a amplitude e o *rise-time* da tensão. Tais filtros podem ser usados sem dificuldades na maioria dos motores, e por isso são recomendados para motores cujas características são desconhecidas, principalmente para tensões acima de 500V.

Na figura 15, vemos um exemplo no qual o pico de tensão é reduzido para 648V com variação de tensão de  $40V/\mu s$ .

Figura 15: Saída do filtro dV/dt.



Fonte: GAMBICA/BEAMA Technical Guide (2016).

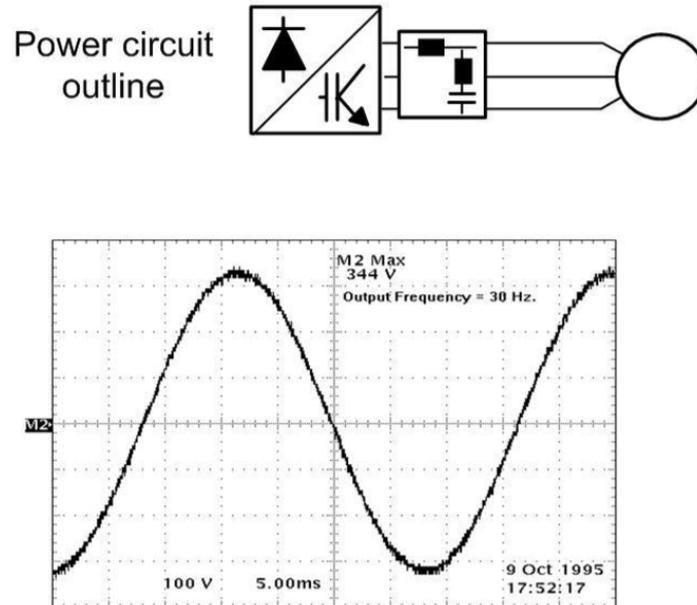
#### 4.4 FILTROS SENOIDAIS [14]

Um filtro passa baixa que rejeita as correntes de alta frequência, resultando em uma forma de onda senoidal nos terminais do motor e, durante um ciclo da onda, a tensão e a corrente são como mostrados na figura 16.

Este tipo, além de ser o mais caro, também possui outras limitações como impedir que a tensão do motor ultrapasse 90% da tensão de alimentação e possuir baixa performance dinâmica. No entanto, filtros senoidais possuem as seguintes vantagens:

- Menos ruído no motor;
- Menos perdas no motor;
- Certificações de motores em áreas perigosas simplificadas;
- Permite o uso de cabos longos;
- Reduz as emissões de alta frequência.

Figura 16: Saída do filtro senoidal.



Fonte: GAMBICA/BEAMA Technical Guide (2016).

#### 4.5 DIMINUIR O COMPRIMENTO DO CABO

Como mencionado anteriormente o tamanho do cabo é diretamente proporcional ao fenômeno de reflexão de onda de tensão, entretanto em muitos casos reduzir o comprimento deste entre o conversor de frequência e o motor elétrico não é possível devido a fatores logísticos e/ou de layout do espaço industrial. Como este é uma parte fundamental do sistema e não pode ser ignorada, faz-se necessário buscar por outras formas de mitigar o fenômeno, como será visto nos próximos capítulos deste estudo.

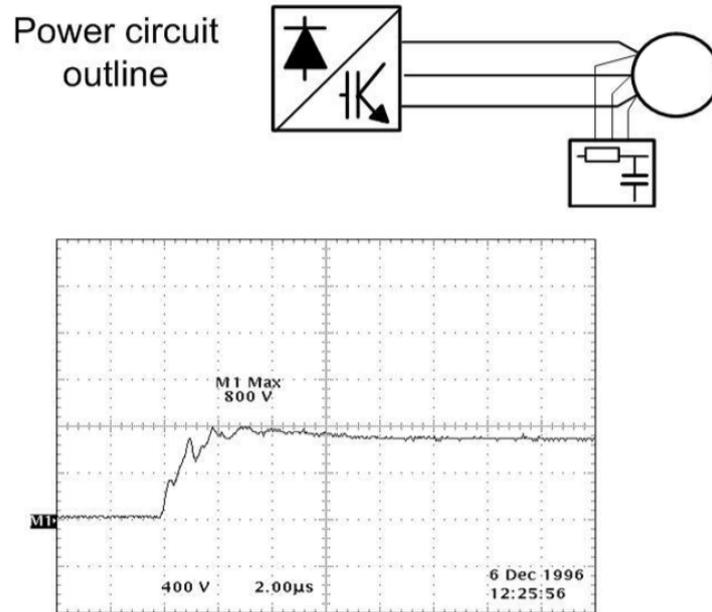
#### 4.6 UNIDADES DE TERMINAÇÃO DE MOTOR [14]

Alguns fabricantes produzem filtros RC-série, que podem ser conectados diretamente no terminal do motor. Normalmente, na forma de uma caixa próxima do motor.

Os pulsos incidentes de curta *rise-time* enxergam o capacitor como um curto-circuito, o elemento resistivo é temporariamente conectado ao final do cabo. Se este resistor tem valor próximo da impedância característica do cabo (casamento de impedância), não ocorrerão *over-shoot*. Conforme o capacitor se carrega, a corrente no circuito é reduzida, assim as perdas ficam limitadas à duração da borda de subida. Tipicamente esses filtros adicionam de 0,5 a 1% de perdas.

No exemplo ilustrado na figura 17, a tensão de pico foi reduzida a 800V com *rise-time* de  $2\mu s$ . Valores aceitáveis na maioria dos motores desse porte.

Figura 17: Unidade de terminação.



Fonte: GAMBICA/BEAMA Technical Guide (2016).

Unidades de terminação de motor não podem ser usados com motores projetados para atmosferas explosivas.

#### 4.7 COMPARAÇÃO ENTRE OS MÉTODOS DE MITIGAÇÃO

A tabela a seguir contém uma comparação entre os diversos métodos de mitigação apresentados neste capítulo, apresentando sua comparação quanto a princípio de funcionamento, vantagens e desvantagens.

<b>Método de redução das sobre-tensões</b>	<b>Princípio de funcionamento</b>	<b>Vantagens</b>	<b>Desvantagens</b>
<b>Reator na saída do inversor</b>	Suavização do pulso aumentando o seu tempo de subida e o comprimento crítico	<p>Simple</p> <p>Baixo custo</p> <p>Reduz o <math>dV/dt</math> da tensão de modo comum</p>	<p>Introduz uma queda de tensão em série também na frequência fundamental reduzindo o torque desenvolvido pelo motor.</p> <p>Possibilidade de degradação do desempenho dinâmico do sistema</p> <p>Grandes dimensões</p> <p>Possibilidade de ocorrência de novas oscilações fracamente amortecidas</p> <p>Limitação da frequência de chaveamento</p>
<b>Reator na entrada do motor</b>	Suavização do pulso aumentando o seu tempo de subida e o comprimento crítico	<p>Simple e de baixo custo.</p> <p>Redução da tensão de modo comum vista pelo motor.</p>	<p>As mesmas apresentadas pelo reator na saída do inversor</p> <p>Não reduz a tensão de modo comum no cabo, e sim apenas no motor</p> <p>Se os terminais do motor estão disponíveis, é melhor colocar o filtro RC para casamento de impedâncias, muito mais eficiente na redução das sobre-tensões diferenciais, embora essa última não reduza as de modo comum</p>
<b>Filtro passa-baixa na saída do inversor (filtro senoidal)</b>	Todos os componentes harmônicos presentes na tensão PWM são filtrados, assim, pode-se eliminar totalmente o problema, visto que o comprimento crítico passa a ser de centenas de quilômetros.	<p>Redução da tensão de modo comum.</p> <p>Provavelmente o melhor resultado dentre todos os filtros.</p> <p>Reduz as perdas adicionais no motor.</p>	<p>Custo muito elevado e grande volume.</p>

<p><b>Filtro R/C/RLC nos terminais do motor</b></p>	<p>Proporciona o casamento de impedâncias entre o cabo e o motor, tornando o coeficiente de reflexão igual a zero</p>	<p>Proporciona ótimos resultados, talvez apenas inferiores aos do filtro senoidal</p>	<p>Muitas vezes não pode ser instalado, devido à indisponibilidade dos terminais do motor. Utilizando-se somente R, as perdas são proibitivas. O filtro RLC apresenta menores perdas que o RC Utilizando-se RLC, os picos de tensão são bastante reduzidos, mas as oscilações podem demorar mais para serem amortecidas</p>
<p><b>Filtro RLC na saída do inversor</b></p>	<p>Suavização do pulso, aumentando o seu tempo de subida e o comprimento crítico Sua topologia é igual à do filtro senoidal, mas seus componentes reativos apresentam valor mais reduzido.</p>	<p>Redução da tensão de modo comum Perdas introduzidas no sistema são menores que aquelas relativas aos filtros para casamento de impedâncias Conectando-se o neutro do filtro ao barramento C.C. do conversor, consegue-se uma redução muito maior na tensão de modo comum</p>	<p>Limitação da frequência de chaveamento. Os resultados obtidos tipicamente não são tão bons como aqueles apresentados pelos filtros para casamento de impedâncias.</p>
<p><b>Colocação de um capacitor entre gate e coletor da chave</b></p>	<p>Controle do tempo de subida do pulso, aumentando o comprimento crítico.</p>	<p>Baixo custo Redução da tensão de modo comum</p>	<p>Limitação da frequência de chaveamento</p>
<p><b>Variação da frequência de chaveamento do inversor</b></p>	<p>Evita que o conteúdo harmônico da forma de onda PWM excite pontos de ressonância do sistema.</p>	<p>Baixo custo Não introduz perdas elétricas no sistema Alta confiabilidade</p>	<p>Eficaz apenas para cabos mais longos Se o cabo for excessivamente longo, as frequências de ressonância ficam muito próximas entre si, dificultando-se situar a frequência de chaveamento e suas bandas laterais de harmônicos nos “vales” da resposta em frequência do sistema Se o sistema for de potência muito elevada, não é possível se aumentar muito a frequência de chaveamento.</p>

<b>Inversor operando sob chaveamento suave</b>	Redução do tempo de subida do pulso	Não introduz perdas elétricas no sistema Alta Confiabilidade.	A redução das sobretensões não é tão satisfatória como quando se utiliza filtros O inversor é mais complexo, assim como o seu controle.
<b>Substituição da técnica PWM pelo multi-níveis</b>	Como o valor pleno da tensão entre fases nunca é aplicado todo de uma vez, mas na forma de degraus, os transitórios de chaveamento impostos ao cabo são bem menores	Não introduz perdas elétricas no sistema Alta Confiabilidade.	Custo elevado Para proporcionar um controle realmente eficiente das sobretensões, a tensão de saída deve ter muitos degraus, o que torna a topologia e o controle do circuito complexos, e ainda mais caro.
<b>Diferentes tipos e arranjos de cabos</b>	Aumento da velocidade de propagação no cabo, aumentando-se assim o comprimento crítico.	Não introduz perdas elétricas no sistema Alta Confiabilidade	Eficácia e aplicação limitadas
<p style="text-align: center;">Observações:</p> <p style="text-align: center;">- As informações relativas ao custo dos filtros são pobres devido à inexistência de informações mais detalhadas na literatura pesquisada.</p> <p>Em geral, os filtros situados nos terminais do inversor requerem mais atenção e cuidado no projeto, visto que a sua eficácia proveniente de sua utilização é mais dependente das características do sistema. Além disso, há maior possibilidade da geração de novas ressonâncias.</p> <p style="text-align: center;">No que diz respeito às perdas envolvidas e possibilidade de limitação da máxima frequência de chaveamento, vale ressaltar que tais aspectos são bastante dependentes da filosofia de projeto empregada na especificação do filtro.</p> <p style="text-align: center;">As alterações nos padrões de chaveamento não foram citadas pelo fato de sua aplicação ser restrita aos casos de sobretensões maiores que 2 p.u.</p>			

Tabela 2: Comparação das diferentes topologias de filtros.

## 5 SIMULADOR PSIM

O PSIM, desenvolvido pela *Powersim* e lançado inicialmente em junho de 1994, é um software de simulação de circuitos elétricos desenvolvido especificamente para aplicações em eletrônica de potência e motores, mas pode ser usado para simular qualquer circuito. O software usa análise nodal e integração pela regra trapezoidal como base para seu algoritmo de simulação, de acordo com o site da *Powersim*.

O PSIM possui diversos módulos que podem estender sua funcionalidade em áreas específicas de simulação e desenvolvimento de circuitos, incluindo teoria de controle, motores elétricos, painéis e turbinas eólicas.

O software é usado por instituições de ensino e pela indústria como ferramenta de pesquisa, desenvolvimento e estudos.

## 6 ESTUDO DE FILTROS PASSA BAIXA PARA MITIGAÇÃO DA REFLEXÃO DE ONDA

Como já mencionado no presente estudo, o acionamento de motores quando por meio de inversores de frequência tem vários pontos positivos, mas também pode acarretar em diversos efeitos indesejados ao sistema o que reduz drasticamente a vida útil dos componentes e principalmente da isolação do motor. Para fins de mitigar estes efeitos, uma opção é o uso de filtros que conforme sua aplicação pode reduzir alguns ou ate mesmo todos os efeitos nocivos ao sistema.

Para se obter parametros de comparação e metodologia para todos os filtros  $dv/dt$  estudados para a analise, as seguintes características serao utilizadas:

- Simplicidade de projeto levando em conta critérios estabelecidos;
- Nível de atenuação da sobretensão nos terminais do motor

Quando tratamos de filtros passivos, que são os construídos apenas com elementos como resistores, capacitores e indutores, para a mitigação do fenômeno de reflexão de onda. Podemos instalar os filtros em duas posições distintas no sistema motor, cabo longo e inversor de frequência, sendo elas a saída no inversor de frequência ou os terminais de alimentação do motor. Estes, quando na saída do inversor, atuam principalmente para o aumento do tempo de subida do pulso.

neste trabalho de conclusão de curso será explorado os filtros passa-baixa (LPF- Low Pass Filter), ou seja, filtra-se as componentes de alta frequência pois estas são as responsáveis pelo efeito de linha de transmissão no cabo entre o motor e o inversor de frequência, já mencionado anteriormente. É possível então perceber uma melhoria na distribuição de tensão nos enrolamentos do motor, levando em conta que a principal causa para o rompimento da isolação do motor são os elevados níveis de  $dV/dt$  (FLÁVIO, 2010).

### 6.1 TIPOS DE FILTRO

Um circuito considerado como filtro passivo quando em sua composição é utilizado apenas resistor, capacitor e indutor. As figuras na tabela 3 representam o comportamento de filtros passa-baixa, ou seja, é apresentado a função de transferência que é a relação de tensão de saída por tensão de entrada, que na tabela já está apresentada como sua forma simplificada. Nesta também é apresentada a função de transferência do circuito que se refere a relação da representação matemática entre a entrada e a saída de um sistema.

Já a frequência de corte ( $f_c$ ) é o ponto no qual abaixo ou acima do qual a potência na saída de um sistema, neste caso sendo o filtro passivo passa baixa, é reduzida a metade da potência da faixa de passagem.

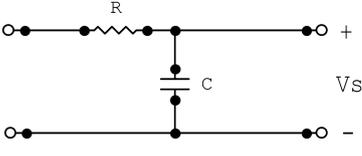
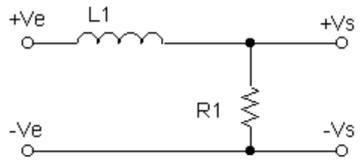
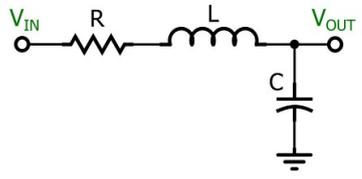
Topologia	Circuito	Frequência de Corte	Função de Transferência
RC		$\omega_c = \frac{1}{RC}$	$H(\omega) = \frac{1}{1+j\omega.R.C}$
RL		$\omega_c = \frac{R}{L}$	$H(\omega) = \frac{1}{1+j\omega\frac{L}{R}}$
RLC		$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$H(s) = \frac{(2\pi f_c)^2}{s^2+2\zeta(2\pi f_c)s+2\pi f_c^2}$

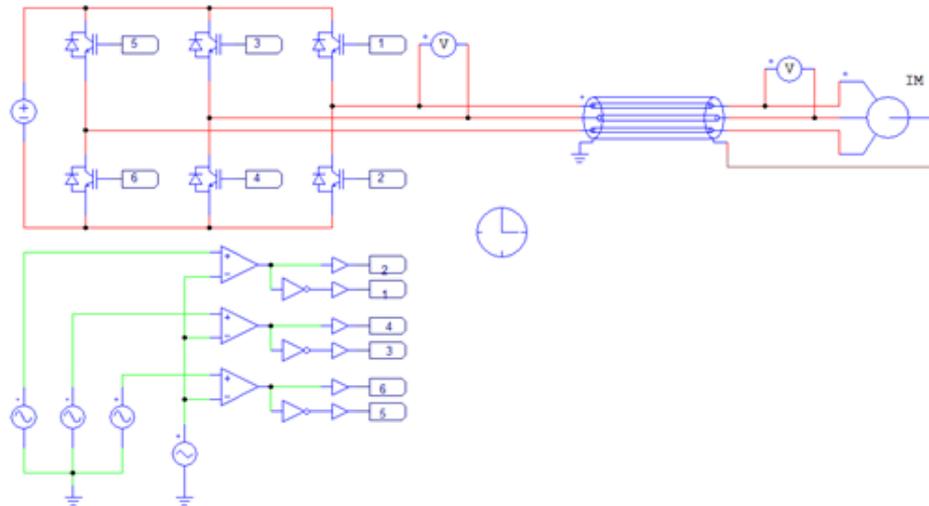
Tabela 3: Filtros passa-baixa

## 6.2 ANÁLISE DE SIMULAÇÃO DA ONDA DE REFLEXÃO

Primeiramente para que seja possível a análise da mitigação do fenômeno de reflexão de tensão é necessário um circuito que identifique a reflexão para comparar com os filtros a serem projetados e estudados adiante. Sendo assim, foram utilizados valores comerciais ou valores apresentados em estudos anteriores para esta primeira etapa de simulações que tem por objetivo apenas identificar o fenômeno.

A figura 18, mostra o esquemático da simulação do sistema motor, cabo longo e inversor, sem uso de filtros, para analisar o fenômeno de reflexão propriamente dito.

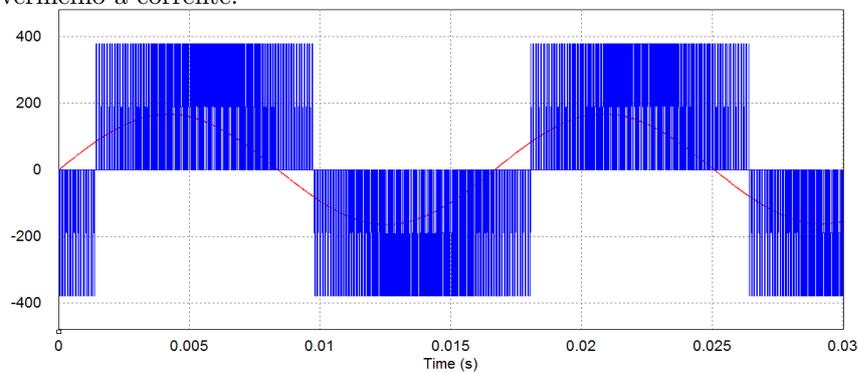
Figura 18: Esquemático da simulação.



Fonte: O AUTOR (2018).

A figura 19 mostra as formas de onda da corrente e tensão, desconsiderando-se os efeitos da reflexão.

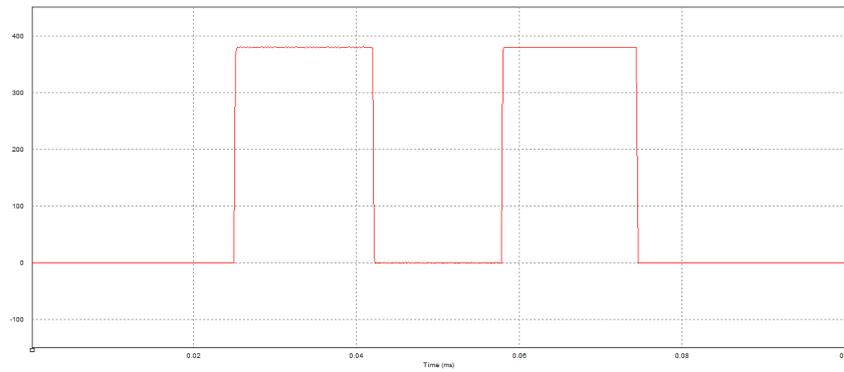
Figura 19: Tensão e corrente nos terminais do motor desconsiderando-se os efeitos da reflexão, em azul a tensão e em vermelho a corrente.



Fonte: O AUTOR (2018).

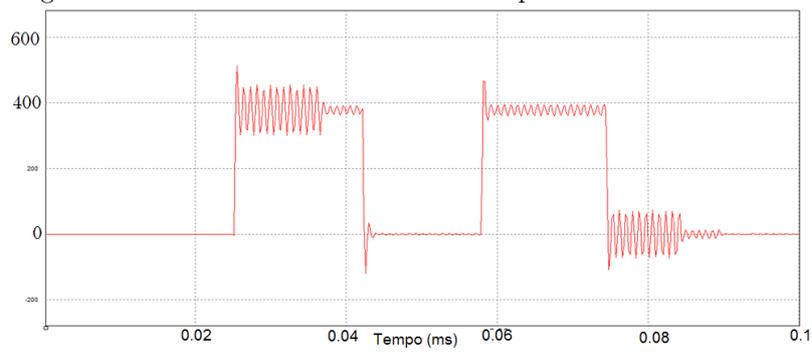
As figuras a seguir trazem um zoom no trem de pulso do PWM de forma a facilitar a visualização dos efeitos da reflexão de onda no formato do pulso do PWM. Nota-se que com o aumento do comprimento do cabo, o pulso se torna cada vez mais distorcido.

Figura 20: Tensão nos terminais do motor desconsiderando-se os efeitos da reflexão.



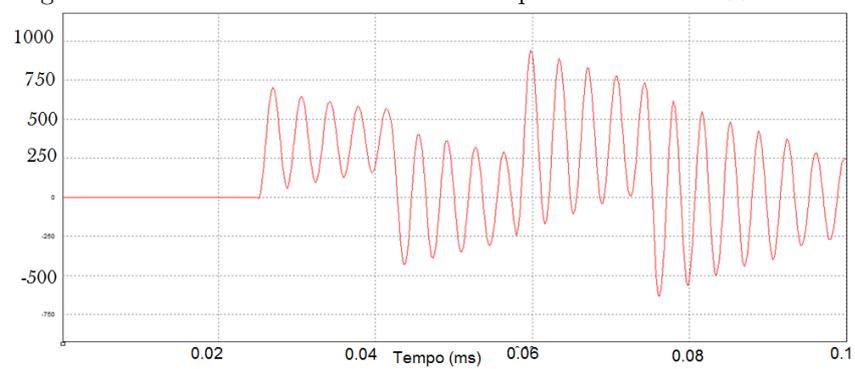
Fonte: O AUTOR (2018).

Figura 21: Tensão nos terminais do motor para um cabo de 10 metros.



Fonte: O AUTOR (2018).

Figura 22: Tensão nos terminais do motor para um cabo de 50 metros.



Fonte: O AUTOR (2018).

### 6.3 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS DOS FILTROS DE ESTUDOS ANTERIORES

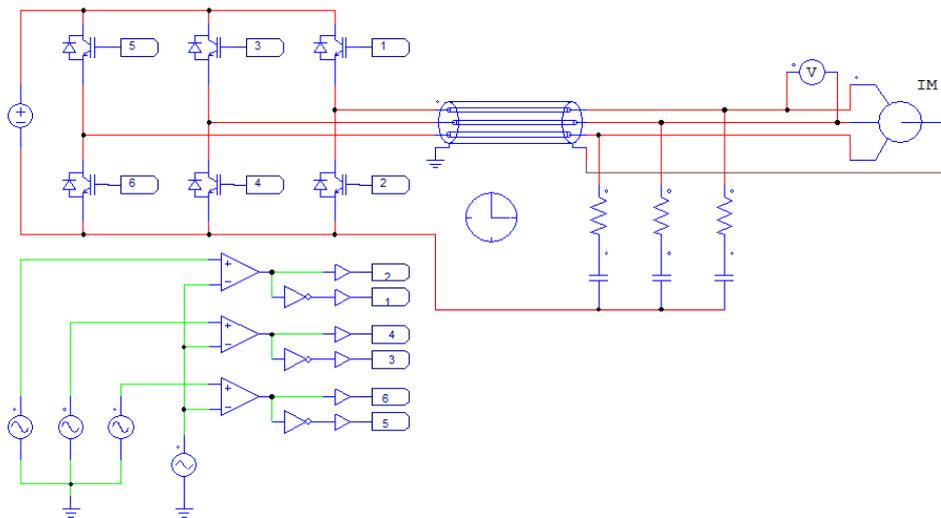
Como este fenômeno tem apresentado muitas consequências para a isolação de motores elétricos acionados por inversores de frequência, muitos autores já discutiram sobre este, assim como analisaram como mitigar o fenômeno afim de solucionar o mesmo. Sendo assim esta etapa constitui-se de uma análise para diferentes resultados apresentados nos estudos anteriores a este, para maior compreensão do fenômeno, assim como comparação entre os resultados obtidos por diferentes métodos desenvolvidos e apresentados nos mesmos.

Neste capítulo, considerou-se um motor de 3HP ligado em 380V com um cabo de #6AWG.

#### 6.3.1 Filtros RC

O primeiro método analisado apresentado na figura 23 mostra o esquemático do filtro RC conectado aos terminais de entrada do motor feito por Moreira, 2002. Utilizou-se o mesmo método de projeto e topologia para o Filtro RC conectado na saída do inversor.

Figura 23: Filtro RC nos terminais do motor.



Fonte: O AUTOR (2018).

Tanto o filtro RC colocado na saída do inversor, quanto o colocado nos terminais do motor apresentam a mesma topologia e, por isso, os componentes apresentam o mesmo valor.

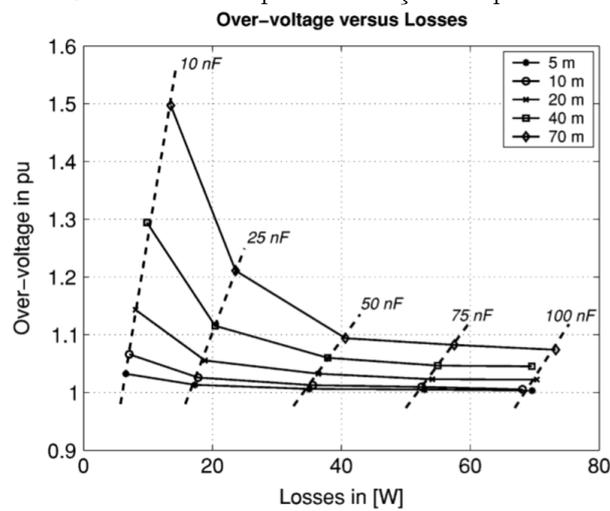
A resistência do filtro  $R_f$  será calculada com base na equação 33 como afirma e Moreira (2005).

$$R_f = Z_c|_{f \rightarrow \infty} \approx \sqrt{\frac{L_s}{C_{p1}}} \quad (33)$$

Ou seja, a resistência do filtro é igual ao valor da impedância característica do cabo, quando a frequência tende ao infinito. Para o caso de um cabo #6AWG,  $R_f = 42\Omega$ . Tal valor foi sugerido e provado por Moreira em 2002, ficando demonstrado que, quando ocorre casamento de impedância da resistência do filtro com a impedância característica do cabo, a sobretensão é a menor possível.

A escolha do valor do capacitor, é baseado no gráfico da figura 24, que apresenta um gráfico das perdas em W em relação a sobretensão em p.u., considerando que  $V_{cc} = 1pu$ , na qual pode-se encontrar qual valor de capacitor é mais eficiente em reduzir a sobretensão em função das perdas de potência no filtro.

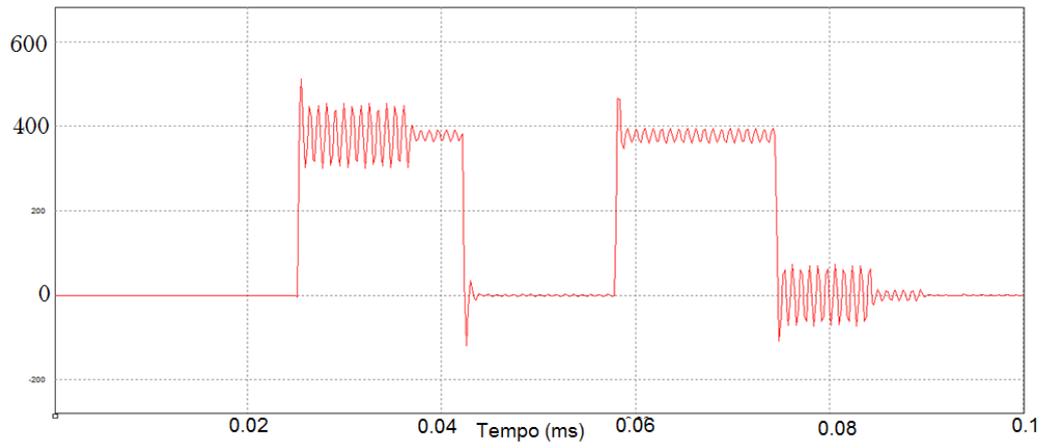
Figura 24: Sobretensão em p.u. em função das perdas em watts.



Fonte: MOREIRA (2002).

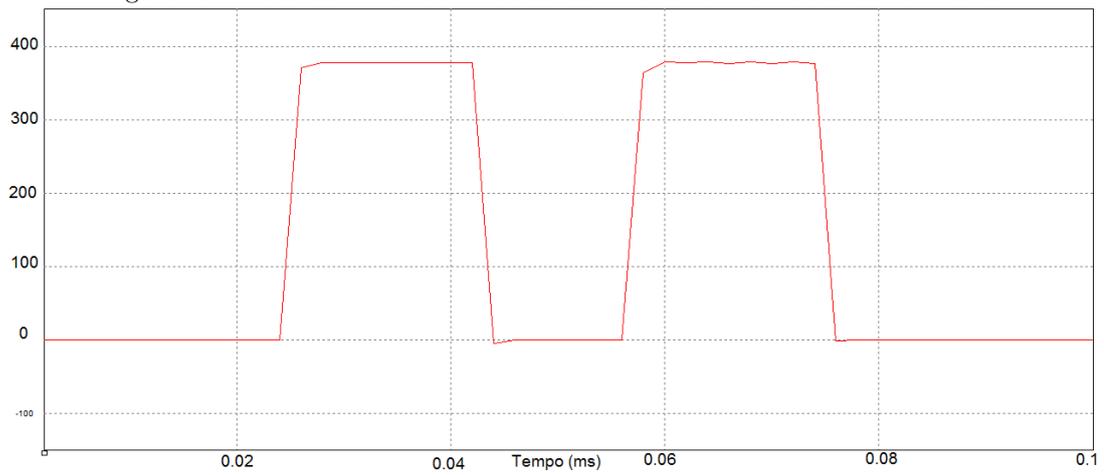
Da figura 24, pode-se notar que o melhor valor para a capacitância é  $C_f = 50nF$ . Pois este valor apresenta a melhor relação para as perdas em relação a sobretensão do sistema. Para este obteve-se uma melhora significativa na sobre tensão como pode ser visto nas figuras abaixo.

Figura 25: Efeitos da reflexão sem filtro em um cabo de 10 metros.



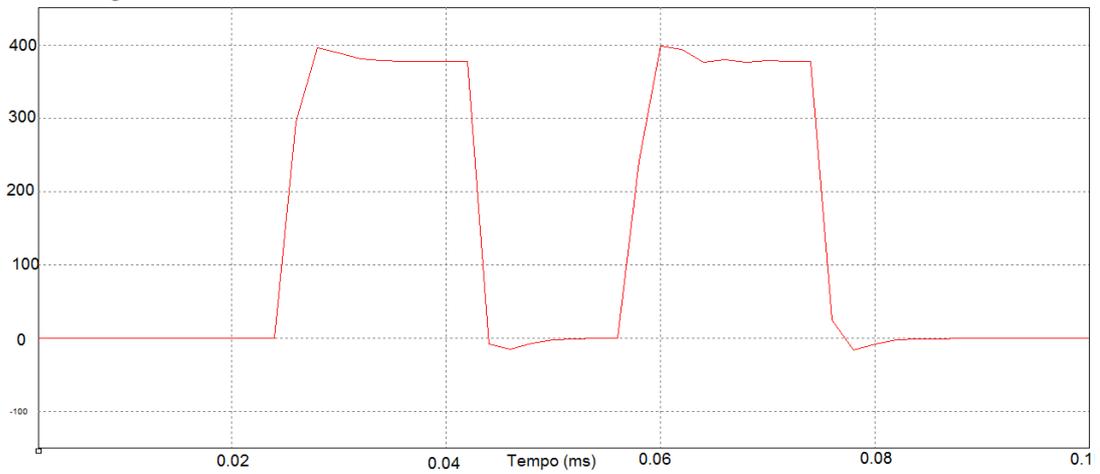
Fonte: O Autor (2018)

Figura 26: Efeito do filtro RC na saída do inversor em um cabo de 10 metros.



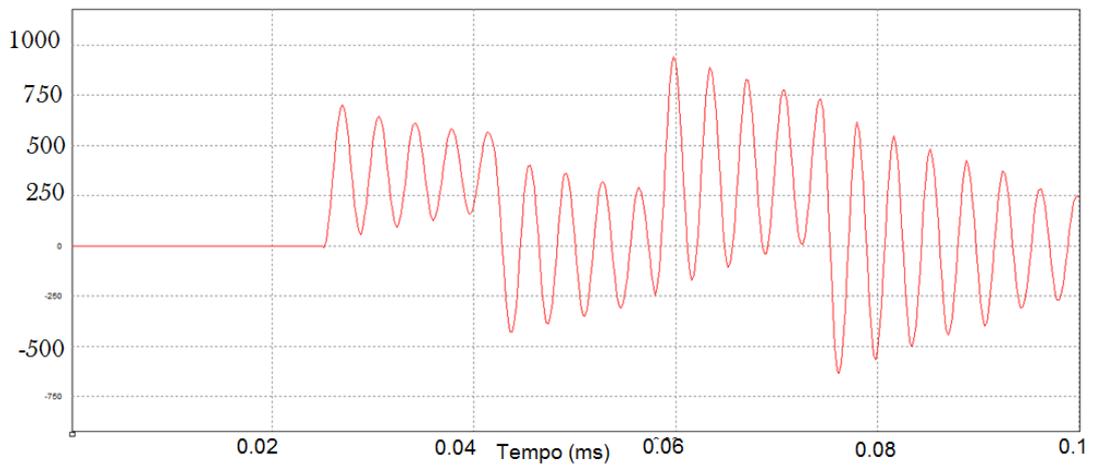
Fonte: O Autor (2018)

Figura 27: Efeito do filtro RC nos terminais do motor em um cabo de 10 metros.



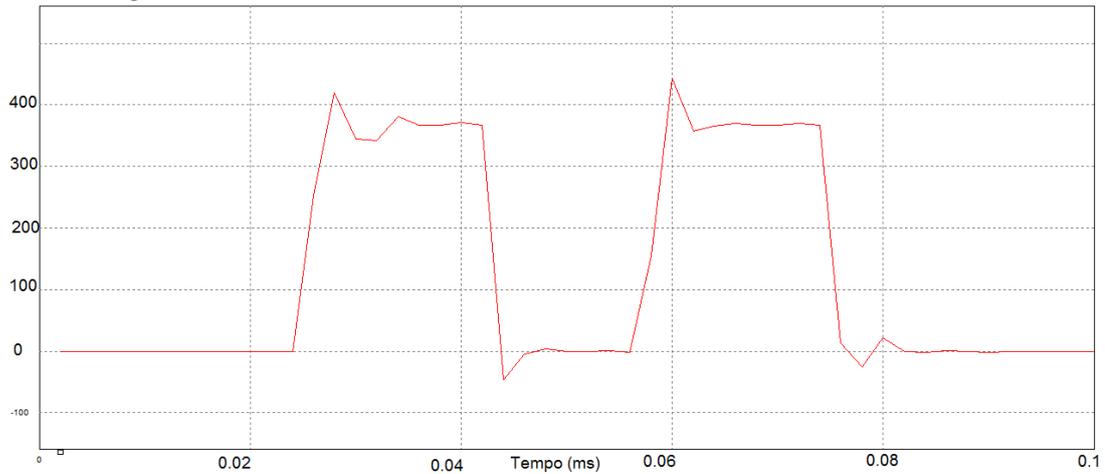
Fonte: O Autor (2018)

Figura 28: Efeitos da reflexão sem filtro em um cabo de 50 metros.



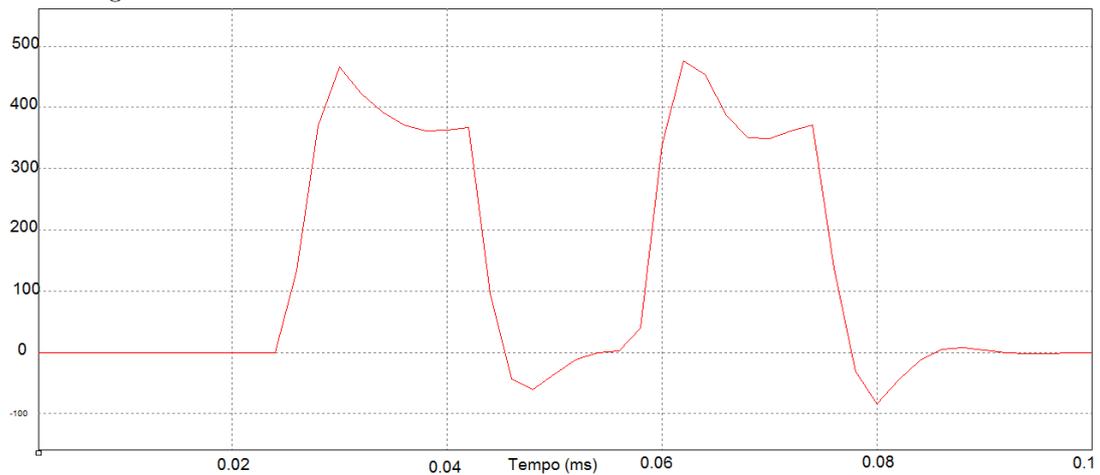
Fonte: O Autor (2018)

Figura 29: Efeito do filtro RC na saída do inversor em um cabo de 50 metros.



Fonte: O Autor (2018)

Figura 30: Efeito do filtro RC nos terminais do motor em um cabo de 50 metros.



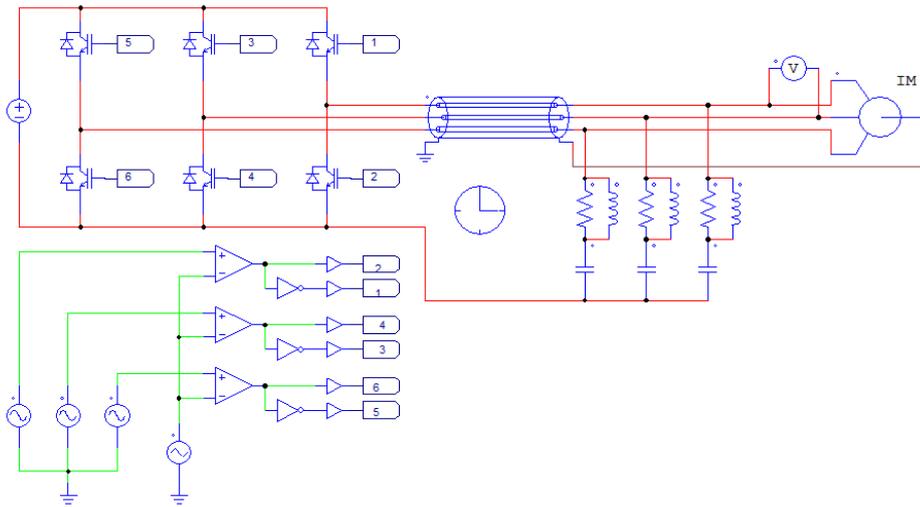
Fonte: O Autor (2018)

### 6.3.2 Filtro RLC nos Terminais do Motor.

A figura 31 mostra o esquemático do filtro RLC conectado aos terminais do motor, que será o próximo a ser analisado.

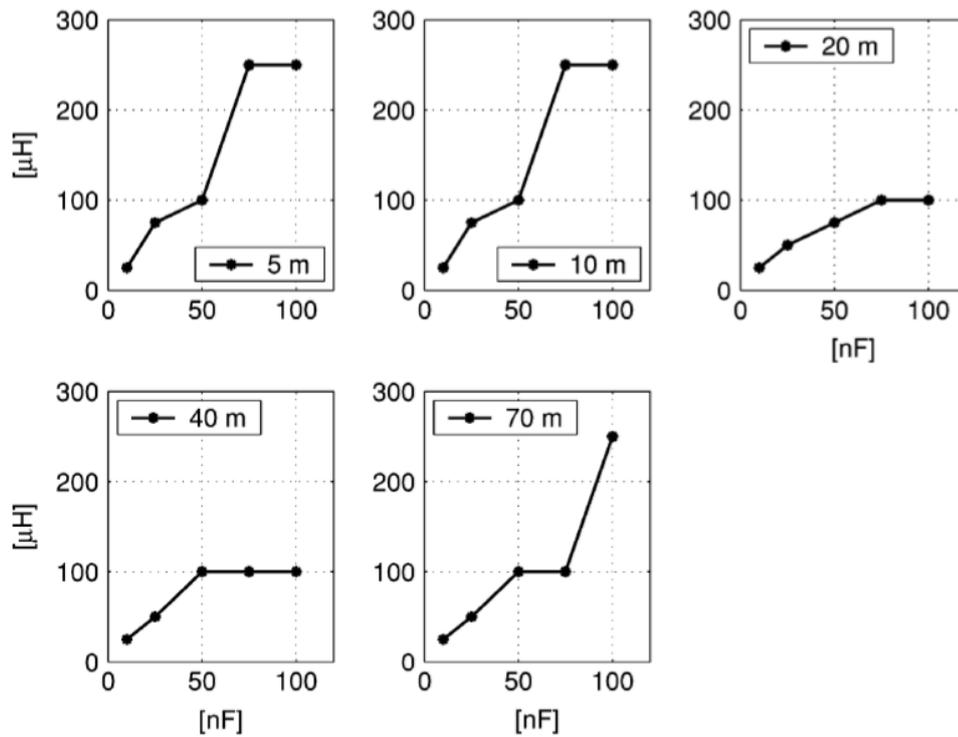
Mantendo-se o valor da resistência pelos motivos apresentados no item anterior sobre casamento das impedância entre cabo e filtro, o valor do capacitor foi escolhido de acordo com a figura 24, mantendo-se o valor de  $C_f = 50nF$ . Já o valor para o indutor, foi selecionado a partir da simulação dos de capacitor em relação ao indutor, como mostra a figura 32, que contém sugestões de pares de valores de indutância e capacitância para diversos comprimentos de cabo.

Figura 31: Filtro RLC nos terminais do motor.



Fonte: O AUTOR (2018).

Figura 32: Sugestões de pares de valores de indutância e capacitância para diversos comprimentos de cabo.



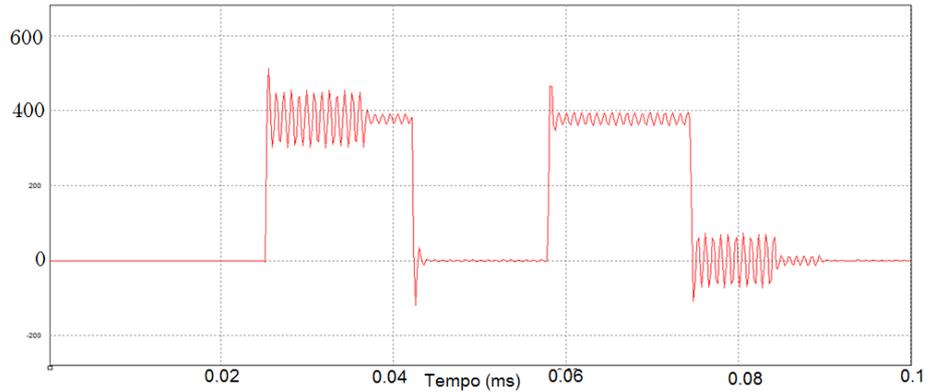
Fonte: MOREIRA (2002).

Sabendo que a indutância tem pouco ou nenhum efeito nas perdas do filtro (Moreira, 2002), escolheu-se a indutância  $L_f = 100\mu H$ . Além do critério de eficiência,

a escolha do valor do capacitor foi confirmada devido ao fato de que para todos os comprimentos de cabo, exceto para 20 metros, o valor sugerido para indutância é o mesmo quando o capacitor vale 50nF.

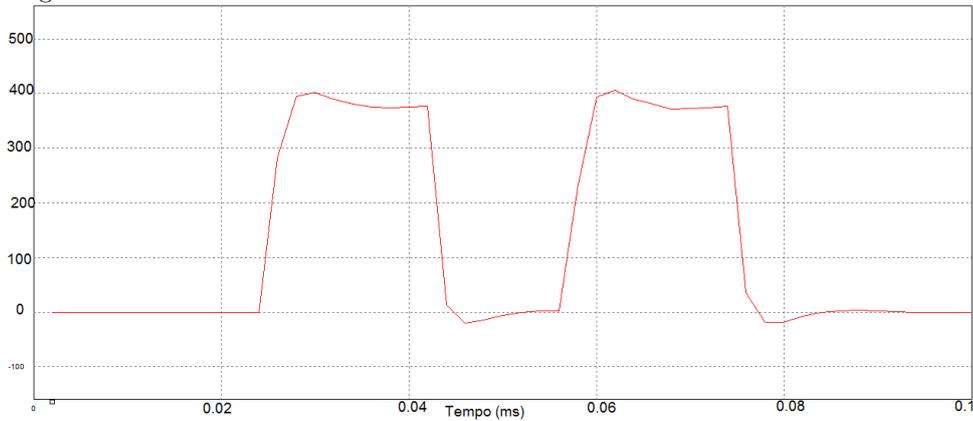
Para este filtro os resultados para a atenuação de sobretensão podem ser vistas na figura para cabo de 10m e na figura de 50m.

Figura 33: Efeitos da reflexão sem filtro em um cabo de 10 metros.



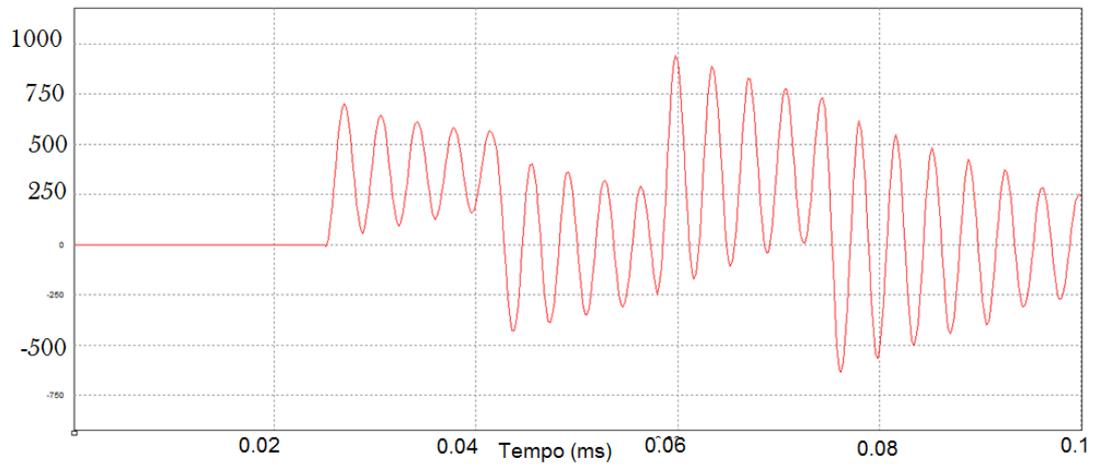
Fonte: O Autor (2018)

Figura 34: Efeito do filtro RLC nos terminais do motor em um cabo de 10 metros.



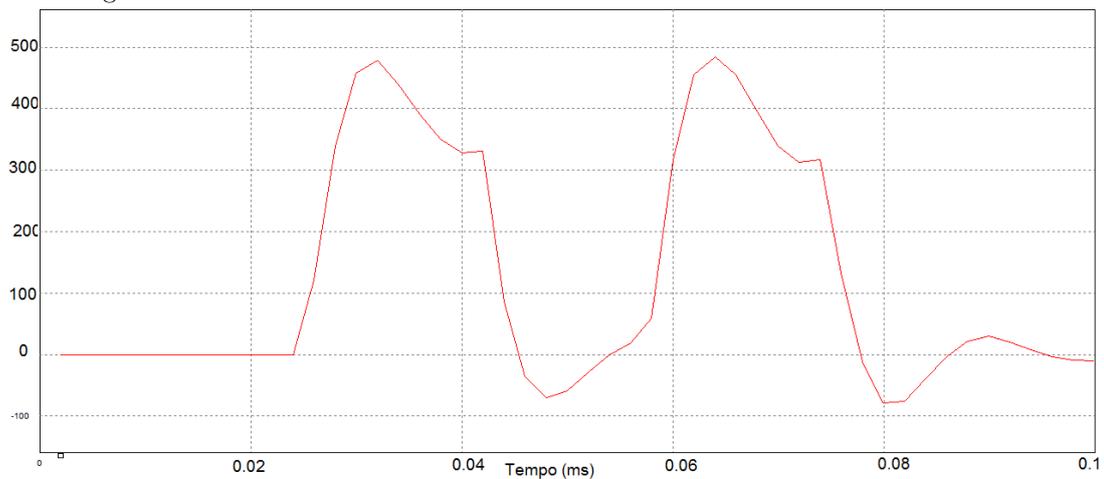
Fonte: O Autor (2018)

Figura 35: Efeitos da reflexão sem filtro em um cabo de 50 metros.



Fonte: O Autor (2018)

Figura 36: Efeito do filtro RLC nos terminais do motor em um cabo de 50 metros.



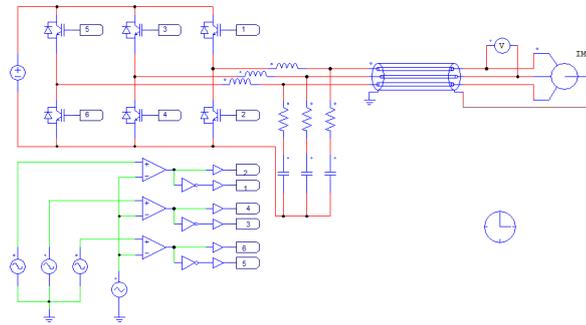
Fonte: O Autor (2018)

Para esta imagem com simulação do filtro RLC nos terminais do motor com um cabo de 50 metros é notório o resultado que se apresenta pior que o encontrado para o filtro RC. É possível que tenha ocorrido uma reflexão entre o circuito do cabo de alimentação e o filtro que causou este resultado

### 6.3.3 Filtro RLC na Saída do Inversor

A figura 37 mostra o esquemático do filtro RLC conectado na saída do inversor.

Figura 37: Filtro RLC na saída do inversor.



Fonte: O AUTOR (2018).

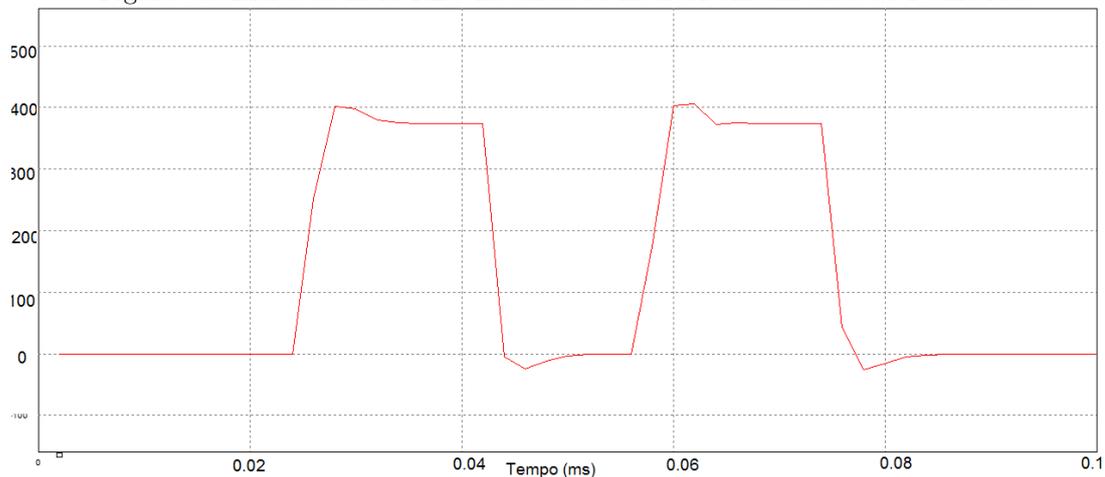
O valor da resistência do filtro mantém o mesmo critério de determinação das demais topologias, por tanto  $R_f = 42\Omega$ . Em 2004, Santos afirma que o valor da frequência natural de oscilação para um cabo #6AWG é  $\omega_n = 1,0531 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$ , e que esta se relaciona aos valores da indutância e capacitância de acordo com a equação:

$$L_f \cdot C_f = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (34)$$

Dessa forma, deve-se escolher um dos valores para calcular o outro.

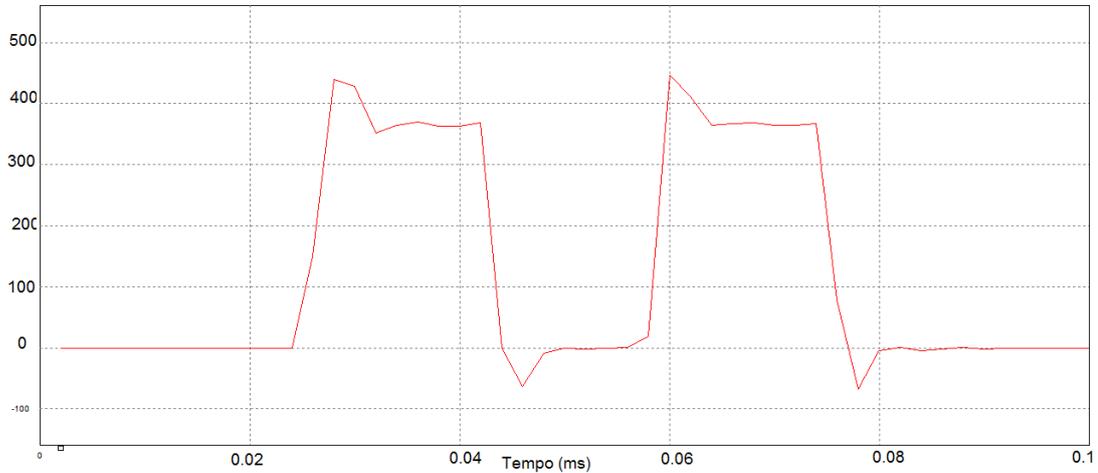
Ainda levando em conta a figura 24, optou-se por um valor de  $C_f = 50 \text{ nF}$ , o que resulta em uma indutância de filtro de aproximadamente  $L_f = 20 \mu\text{H}$

Figura 38: Efeito do filtro RLC na saída do inversor em um cabo de 10 metros.



Fonte: O AUTOR (2018).

Figura 39: Efeito do filtro RLC na saída do inversor em um cabo de 50 metros.



Fonte: O AUTOR (2018).

#### 6.3.4 Comparação das Topologias Simuladas

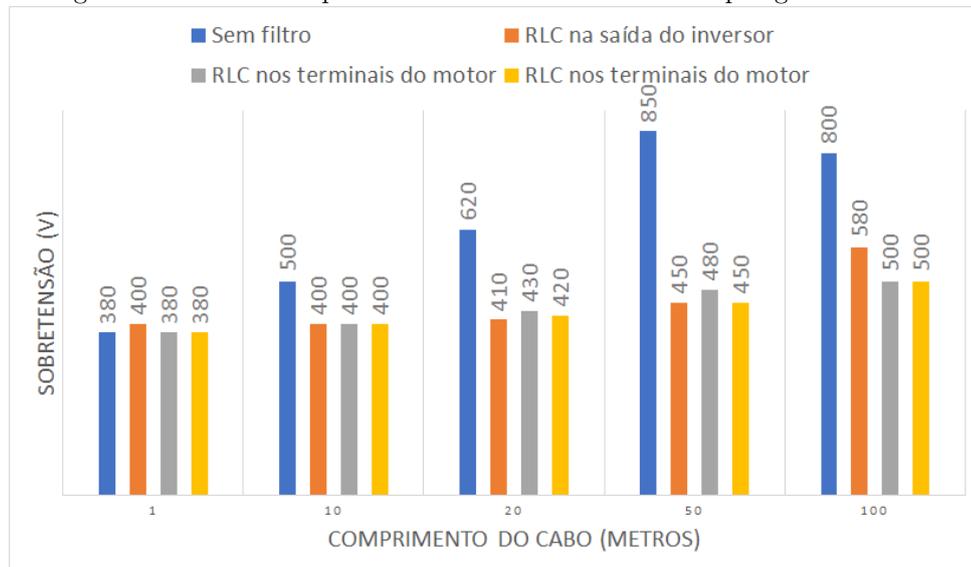
Primeiramente, os filtros projetados foram simulados e seus resultados comparados, de forma a escolher qual topologia de filtro teve o melhor impacto em um modelo genérico, para que esta seja simulada novamente em um cenário específico que depois será implementado na prática. As figuras 21 e 22 mostram os gráficos da tensão nos terminais do motor, para um cabo de 10 e 50 metros, respectivamente, nas quais é possível observar nitidamente os efeitos da reflexão. O tempo da simulação foi definido em 0,1ms. Nesse tempo ocorrem dois pulsos do PWM, assim, é possível observar os efeitos que a reflexão tem na distorção da forma da onda além de apenas a sobretensão.

A tabela 4 trás um comparativo dos valores das tensões nos terminais do motor para cada topologia de filtro para diferentes comprimentos de cabo.

<b>Comprimento do cabo (m)</b>	1	10	20	50	100
Sem filtro	380V	500V	620V	850V	800V
RLC na saída do inversor	400V	400V	410V	450V	580V
RLC nos terminais do motor	380V	400V	430V	480V	500V
RC nos terminais do motor	380V	400V	420V	450V	500V
RC na saída do inversor	380V	380V	380V	450V	500V

Tabela 4: Valores da tensão nos terminais do motor para cada topologia de filtro com diferentes comprimentos de cabo.

Figura 40: Gráfico comparativo entre os resultados das topologias dos filtros.



Fonte: O AUTOR (2018).

A partir da tabela acima, referente as simulações dos filtros passivos analisou-se os resultados partindo das premissas mencionadas no início do capítulo. Em relação aos valores da atuação dos picos de sobretensão, podemos observar que para valores de cabo com baixo comprimento, até 10m, os filtros se comportam de forma muito semelhante. Entretanto para valores maiores de cabos o filtro RLC na saída do inversor tem uma tensão bem mais alta que os demais, não sendo este o mais eficiente quando analisa-se a atenuação do fenômeno. Assim como o RLC nos terminais de entrada do motor apresenta valores entre os do filtro anterior citado e os filtros RC. Sendo assim para a comparação entre os filtros estudados em relação a atenuação o filtro RC é considerado o melhor, nos terminais de entrada do motor e na saída do inversor.

Já para a análise quanto a forma de onda, observa-se pelas imagens de comparação com a onda de tensão com e sem a influencia do filtro, observa-se que os resultados para os componentes na saída do inversor é mais adequada.

## 7 MODELO COMPUTACIONAL

Nesta etapa, as principais técnicas de filtragem descritas no capítulo 3, no que tange às topologias de filtro para atenuação da sobretensão e correntes de modo comum em inversores de frequência serão, através de modelos computacionais equivalentes, evidenciadas e comprovadas.

Neste contexto, o software PSIM é uma excelente ferramenta para análise de transitórios eletromagnéticos de sistemas elétricos, sendo possível passo de simulação na faixa de nano segundos. Nesta implementação foi utilizado 0,1ns para o passo de simulação.

A sua biblioteca disponibiliza modelos matemáticos específicos para cabos, onde é possível determinar todas as características do mesmo, entre elas os parâmetros distribuídos do cabo e a resistividade do solo em que o mesmo estará disposto, parâmetros estes que contribuem para uma melhor aproximação da simulação com relação à aplicação real.

Um dos objetivos deste trabalho é comprovar, através de um modelo computacional, as topologias de filtros passivos estudados no capítulo 3, levando em conta seu comportamento em altas frequências.

Os parâmetros básicos são:

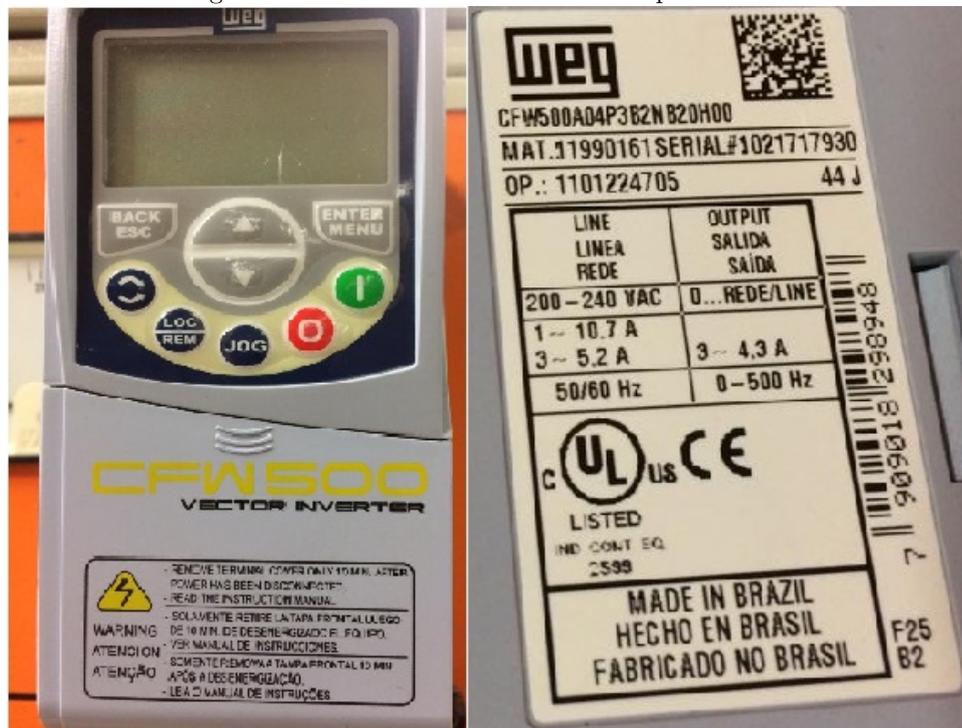
- Tensão de rede (linha): 220 V;
- Potência do motor: 0,18 kW;
- Comprimento do cabo: 10 a 100 metros.

Para esta etapa do estudo partindo das premissas apresentadas no capítulo 2 foi criado o modelo no programa de simulação PSIM. Onde cada etapa será discutida neste capítulo.

### 7.1 MODELAGEM DO INVERSOR DE FREQUÊNCIA

O inversor escolhido inicialmente para os testes em laboratório é o apresentado na figura 41. Este modelo opera com tensão de entrada entre 200 e  $240V_{AC}$  com frequência de 50 ou 60Hz, a tensão de saída é a mesma da entrada, e a frequência de saída pode variar de 0 a 500Hz. O inversor possui um retificador de tensão interno, por isso ele é alimentado em corrente alternada, porém o modelo desenvolvido para simulação pula esta etapa, alimentando o inversor diretamente em corrente contínua.

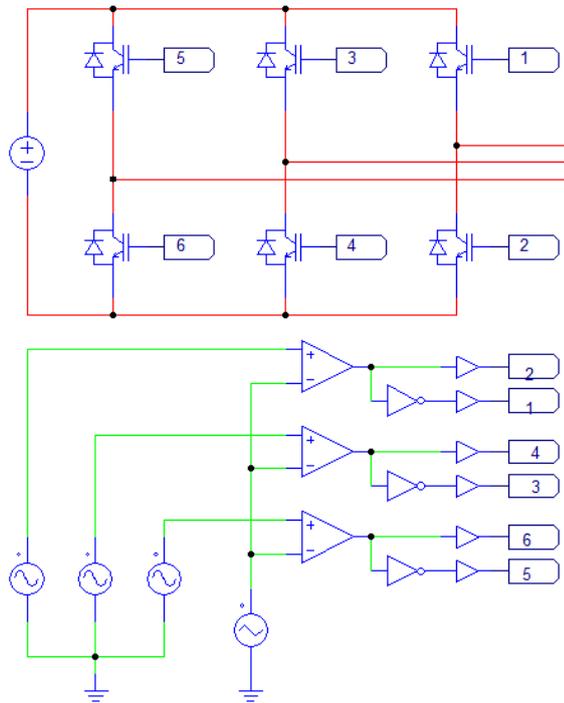
Figura 41: Foto do inversor e de sua etiqueta técnica.



Fonte: O autor (2018).

Na figura 42, pode-se observar o esquemático do inversor e seu sistema de controle. Como já citado, para a construção do inversor de frequência conta com diversos componente, para este utilizou-se IGBT's, e para o circuito de controle fontes de tensão alternada, e um sistema para realizar a defasagem angular. O circuito do esquemático do inversor foi desenvolvido com a ajuda do Prof. Dr. João Américo, utilizando-se seis IGBT's, controlados por um circuito lógico simples responsável pelo chaveamento dos componentes gerando o PWM.

Figura 42: Esquemático do inversor



Fonte: O autor (2018).

O módulo de controle do inversor é baseado em comparadores diferenciais, em que uma das entradas está conectada a uma fonte de onda triangular. Três fontes de tensão alterada, defasadas de 120 graus foram conectadas à outra entrada de cada comparador.

A fonte de tensão contínua na entrada do inversor está gerando 220V, este valor foi definido para que seja possível fazer um comparativo com os dados encontrados nos testes laboratoriais. A frequência de chaveamento do PWM do inversor está configurada para 10kHz, pois esta frequência permite uma análise mais detalhada no simulador e também está dentro da faixa de frequência do inversor escolhido para os testes laboratoriais.

## 7.2 MODELAGEM DO CABO

Partindo da premissa das características do motor escolhido, pode-se determinar o cabo necessário e, assim, os parâmetros para o modelo computacional do cabo. Sabendo-se que a corrente nominal do motor, quando ligado em 220V, é de 1,14A, o dimensionamento do cabo é feito baseado na tabela 36 da NBR5410 de 2008 (pg. 101), a seção nominal mínima do cabo é de  $0,5\text{mm}^2$ , porém, a tabela 47 da mesma norma (pg.113) indica que a seção mínima para cabos de circuitos de força deve ser de  $2,5\text{mm}^2$ , por tanto, será utilizado um cabo de cobre blindado, com seção nominal de  $2,5\text{mm}^2$  ou 14AWG.

Os dados de entrada para o modelo do cabo no simulador são obtidos da tabela 5, foram calculados com base nos dados do cabo obtidos e conforme as equações dadas

pelo manual do simulador.

$R_d$	8,21
$X_d$	8,705929
$C_d$	0,75 $\mu$
$R_o$	8,21
$X_o$	405,8449
$C_o$	40p

Tabela 5: Dados do modelo do cabo.

Onde:

- $R_d$  é a resistência em sequência positiva do cabo, em Ohm/km;
- $X_d$  é a reatância em sequência positiva do cabo em Ohm/km;
- $C_d$  é a capacitância em sequência positiva do cabo em F/km;
- $R_o$  é a resistência em sequência zero do cabo, em Ohm/km;
- $X_o$  é a reatância em sequência zero do cabo em Ohm/km;
- $C_o$  é a capacitância em sequência zero do cabo em F/km;

Os valores dos parâmetros são calculados de acordo com as seguintes equações, fornecidas pelo manual do simulador.

$$R_d = R_o = R \quad (35)$$

$$X_d = w.(L - M) \quad (36)$$

$$X_o = w.(L + 2M) \quad (37)$$

Onde:

- $w = 2.\pi.f$  [rad/s];
- $f$  é a frequência de chaveamento do PWM, nesse caso  $f = 10kHz$ ;
- $R$  é a resistência do cabo [ $\Omega/km$ ]
- $L$  é a auto indutância do cabo;
- $M$  é a indutância mutua do cabo.

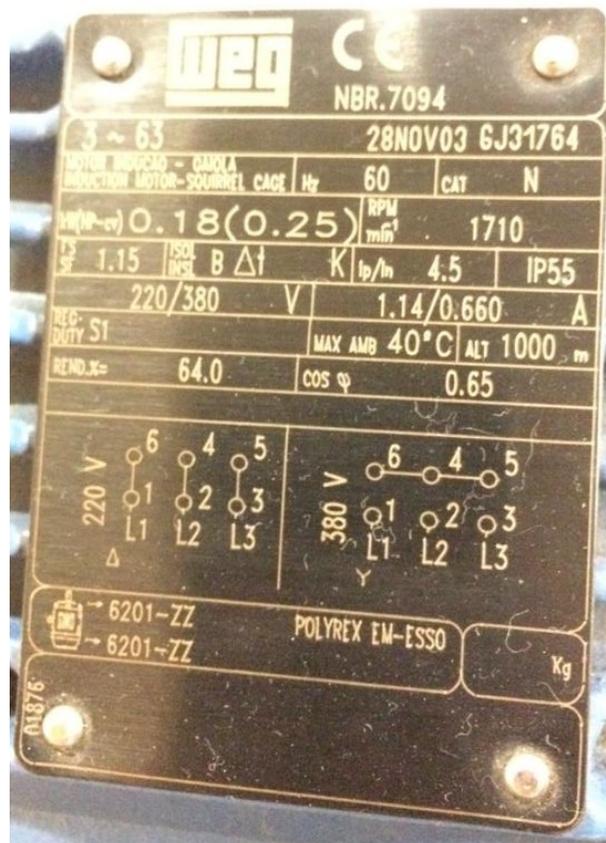
### 7.3 MODELAGEM DO MOTOR

O software utilizado apresenta em sua biblioteca vários modelos diferentes de motores elétricos, a escolha do motor para a simulação foi feita partindo-se da premissa do motor que sera utilizado para testes em laboratório, assim utilizando equipamentos semelhantes sera possível uma discussão sobre os resultados encontrados. Sendo assim foi necessário obter os dados específicos no motor de indução tipo gaiola de esquilo presente

no laboratório PK12 do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná.

Inicialmente motor escolhido para teste em laboratório será um motor gaiola de esquilo da WEG de 0,25HP (0,18kW), alimentado em 220/380V com 1,14/0,660A com relação corrente de partida por corrente nominal ( $I_p/I_n$ ) de 4,5, cuja placa está na figura 43.

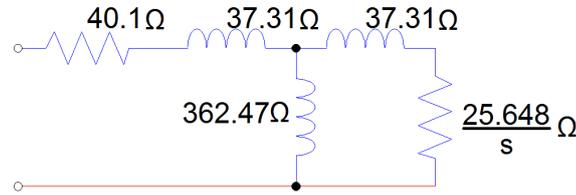
Figura 43: Placa do motor.



Fonte: O autor (2018).

A obtenção do circuito equivalente exposto na figura 44 se deu através dos ensaios a vazio e com rotor bloqueado no motor, cujos resultados foram obtidos do material de aula do Prof. Dr. João Américo, em conjunto com o processo de cálculo proposto pela bibliografia técnica existente, que foi explicitado em capítulos anteriores. Tais valores são essenciais para a simulação do equipamento.

Figura 44: Esquemático do circuito equivalente do motor.



Fonte: O autor (2018).

## 7.4 MODELAGEM DOS FILTROS

Utilizando agora os valores referentes aos componentes que serão usados para comparar os resultados com os equipamentos em laboratório, definiu-se para os parâmetros do filtro RLC, baseou-se em MOREIRA (2001). A resistência do filtro, deve ser igual à impedância característica do cabo, que é calculada pela equação 33. Os valores de  $L_s$  e  $C_{p1}$  são obtidos da figura 45, que contém os parâmetros para o modelo de alta frequência para cabos com diversas bitolas.

Figura 45: Parâmetros do modelo de alta frequência de diversas bitolas de cabo.

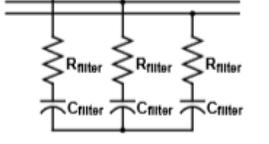
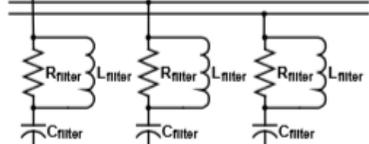
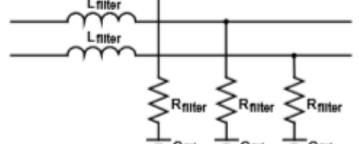
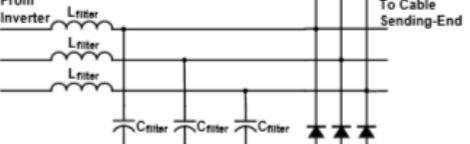
Cable Gauge	$R_s$ [mΩ]	$L_s$ [μH]	$R_{p1}$ [MΩ]	$R_{p2}$ [kΩ]	$C_{p1}$ [pF]	$C_{p2}$ [pF]
6	1.5	0.24	173.9	13.9	137.1	22.5
8	6.0	0.20	262.1	21.2	119.7	15.3
10	7.0	0.28	221.7	18.9	125.4	17.7
12	7.5	0.26	218.8	22.8	104.7	16.8
14	16.0	0.29	265.7	25.4	93.9	16.8

Fonte: MOREIRA (2001).

O que resulta em uma impedância característica de aproximadamente  $55\Omega$ . Considerando-se um *rise-time* de 100ns é possível calcular os valores dos componentes para cada filtro e realizar novas simulações.

Já a tabela da figura 46 referencia as equações e os circuitos que cada tipo de filtro que será analisado. Entre estes filtros podemos observar o RC nos terminais do motor, assim como na saída do inversor, também para as mesmas posições temos o filtro RLC. Os valores encontrados para cada componente que compõe o filtro será discutido mais adiante neste estudo.

Figura 46: Equações para dimensionamento dos filtros.

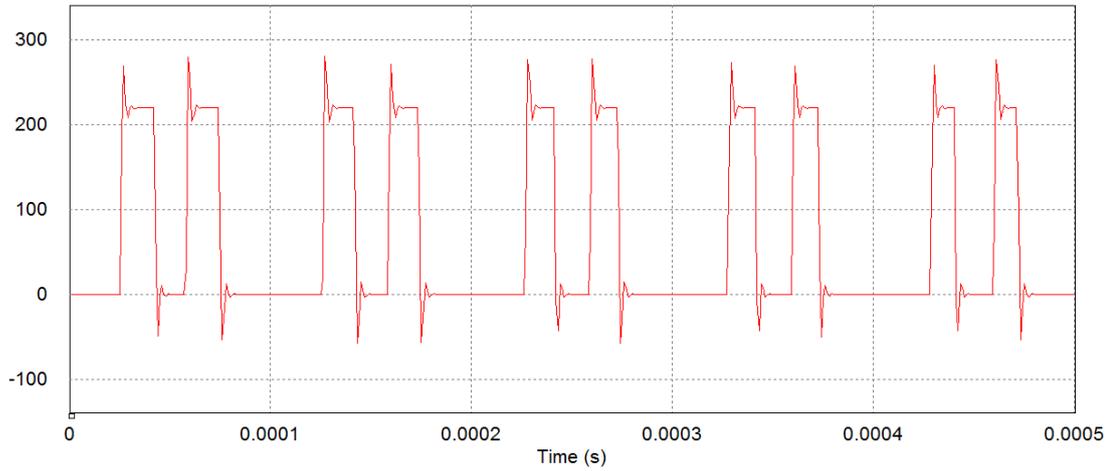
 <p>RC Filter at the Motor Terminals</p>	 <p>RLC Filter at the Motor Terminals</p>	 <p>RLC Filter at the Inverter Output</p>	 <p>LC+Clamping Filter at the Inverter Output</p>
<p><i>RC Filter at the motor terminals [6,12]</i></p>	$R_{\text{filter}} =  Z_{\text{surge-cable}} $	$C_{\text{filter}} = \frac{\tau_{\text{rise}}}{0.1054 R_{\text{filter}}}$	
<p><i>RLC Filter at the motor terminals [6]</i></p>	$R_{\text{filter}} =  Z_{\text{surge-cable}} $	$\exp(-\omega_h \tau_{\text{rise}})(1 - \omega_h \tau_{\text{rise}}) = 0.9$ $\frac{1}{R_{\text{filter}} C_{\text{filter}}} = 2 \omega_h$ $\omega_h^2 = \frac{1}{L_{\text{filter}} C_{\text{filter}}}$	
<p><i>RLC Filter at the inverter output [7]</i></p>	$R_{\text{filter}} = \frac{ Z_{\text{surge-cable}} }{2}$	$\exp(-\omega_h \tau_{\text{rise}})(1 + \omega_h \tau_{\text{rise}}) = 0.9$ $2 \omega_h = \frac{2L_{\text{filter}} +  Z_{\text{surge-cable}}  R_{\text{filter}} C_{\text{filter}}}{L_{\text{filter}} C_{\text{filter}} (2R_{\text{filter}} +  Z_{\text{surge-cable}} )}$ $\omega_h^2 = \frac{ Z_{\text{surge-cable}} }{L_{\text{filter}} C_{\text{filter}} (2R_{\text{filter}} +  Z_{\text{surge-cable}} )}$	
<p><i>LC+Clamping Filter at the inverter output [8]</i></p>	$\square$	$0.3 \leq \zeta \leq 0.8$ $\omega_h = \frac{2.16\zeta + 0.6}{\tau_{\text{desired}}}$ $\zeta \omega_h = \frac{1}{ Z_{\text{surge-cable}}  C_{\text{filter}}}$ $\omega_h^2 = \frac{1}{L_{\text{filter}} C_{\text{filter}}}$	

Fonte: MOREIRA (2001).

## 8 SIMULAÇÕES

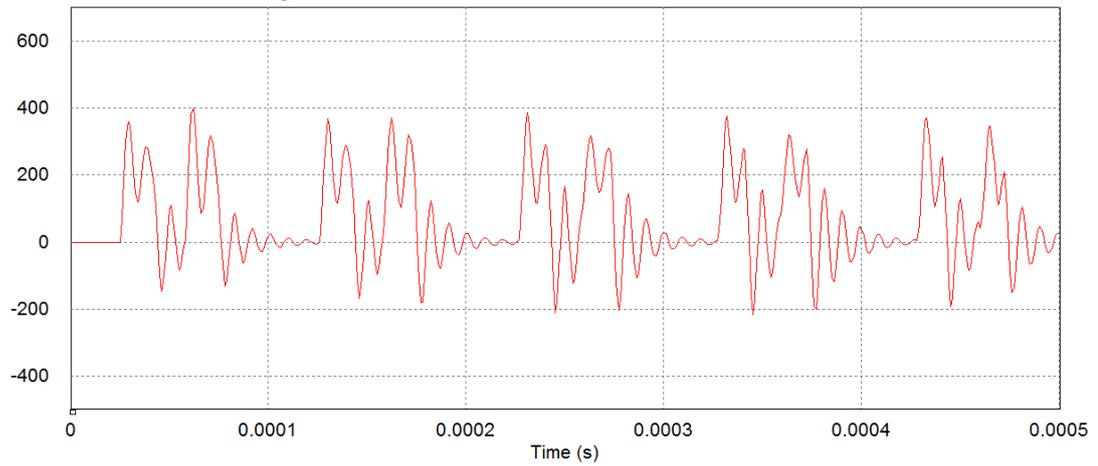
Primeiramente o sistema motor + cabo + inversor foi simulado sem uso de filtros. Os testes foram feitos para cabos de cinco, 15 e 50 metros. Os resultados da simulação estão nas figuras a seguir.

Figura 47: Sobretensão em um cabo de cinco metros.



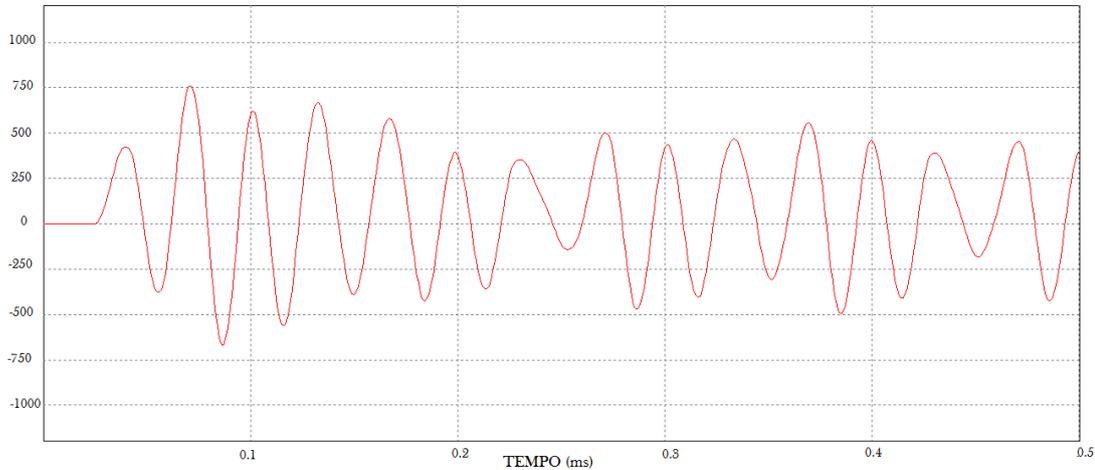
Fonte: O Autor (2018)

Figura 48: Sobretensão em um cabo de 15 metros.



Fonte: O Autor (2018)

Figura 49: Sobretensão em um cabo de 50 metros.



Fonte: O Autor (2018)

Nas figuras acima nota-se claramente os picos de tensão e a distorção na forma de onda do PWM.

As topologias dos filtros passivos em estudo foram implementadas em software de simulação adequado, para verificação da eficiência de cada estudo, as premissas para os filtros foram as seguintes:

- Ser instalado na saída do inversor ou na entrada do motor;
- Possuir somente componentes passivos (resistor, capacitor e indutor);
- Atenuar a sobretensão no terminal do motor através da filtragem do  $dV/dt$ .

Após calculados os valores dos componentes de acordo com as equações apresentadas na tabela da figura 46 fez-se as simulações, cujos resultados estão apresentados na tabela 6, com valores da sobretensão para diversos comprimentos de cabo com as quatro topologias de filtro analisados.

	Sem filtro	RLC inversor	RLC motor	RC motor	RC inversor
5m	280 V	127 V	323 V	325 V	280 V
10m	382 V	130 V	342 V	354 V	380 V
20m	448 V	129 V	422 V	401 V	448 V
50m	761 V	202 V	572 V	551 V	761 V
100m	427 V	163 V	311 V	313	423 V
R ( $\Omega$ )	-	27,2	55	55	55
L ( $\mu$ H)	-	806	211	-	-
C (F)	-	0.117m	17n	17n	17n

Tabela 6: Dados obtidos da simulação para os valores de componentes calculados.

Como o valor encontrados para o capacitor é muito pequeno, optou-se por simular também com valores mais comuns de capacitor, como  $5\mu$ F e  $2\mu$ F, cujos resultados estão apresentados nas tabelas a seguir.

	Sem filtro	RLC inversor	RLC motor	RC motor	RC inversor
5m	280 V	140 V	221 V	221 V	327 V
10m	382 V	143 V	218 V	219 V	515 V
15m	400 V	144 V	208 V	209 V	431 V
20m	448 V	143 V	195 V	196 V	614 V
50m	761 V	216 V	149 V	151 V	823 V
100m	427 V	169 V	112 V	144 V	424 V
R ( $\Omega$ )	-	27,2	55	55	55
L (H)	-	806 $\mu$	0,0605	-	-
C ( $\mu$ F)	-	5	5	5	5

Tabela 7: Dados obtidos da simulação com capacitor de 5 $\mu$ F e novos valores de indutor.

	Sem filtro	RLC inversor	RLC motor	RC motor	RC inversor
5m	280 V	157 V	222 V	223 V	328 V
10m	382 V	160 V	221 V	223 V	514 V
15m	400 V	161 V	212 V	214 V	432 V
20m	448 V	161 V	199 V	201 V	614 V
50m	761 V	223 V	156 V	159 V	823 V
100m	427V	173 V	119 V	120 V	425 V
R ( $\Omega$ )	-	27,2	55	55	55
L (H)	-	806 $\mu$	0,0242	-	-
C ( $\mu$ F)	-	2	2	2	2

Tabela 8: Dados obtidos da simulação com capacitor de 2 $\mu$ F e novos valores de indutor.

Os gráficos das simulações que serviram de base para a criação das tabelas acima ficam expostos nos apêndices.

Tendo como premissa os dados apresentados, é possível observar que a reflexão de onda de tensão fornece ao sistema picos de tensão de até 3pu. Já em relação aos filtros analisados, é notório que os valores de resultados para o filtro RLC na saída do inversor apresenta valores muito menores que os 220V de alimentação do motor, sendo assim, este filtro não permitiria o bom funcionamento do sistema.

Desconsiderando então o filtro RLC na saída do inversor como uma boa solução e avaliando agora os valores absolutos apresentados como resultados, podemos notar que o filtro RC na saída do inversor apresenta valores maiores que os filtros analisados nos terminais do motor, assim, analisa-se que o filtro RLC nos terminais do motor também apresenta valores menores que o filtro RC, entretanto esta diferença é muito pequena (no máximo 3V), e não justificaria economicamente o acréscimo de mais um componente ao filtro.

Partindo então dos resultados obtidos em simulação no software PSIM, foram encontrados que os melhores resultados correspondem as simulações para a mitigação do fenômeno de reflexão de tensão como sendo o filtro RC nos terminais do motor. Tal resultado é obtido através da escolha dos métodos de análise citados anteriormente quando analisou-se os estudos preexistentes a este projeto.

## 9 TESTES LABORATORIAIS

Para os testes laboratoriais foi utilizado as dependências do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná, sendo o motor de estudo presente no laboratório PK12 assim como o inversor de frequência, as imagens de referencia do mesmo já foram apresentadas no capítulo anterior. Assim como já descrito, para a coleta de dados foi necessário a montagem de um sistema que apresenta um inversor de frequência que alimenta um motor elétrico com longo cabo. Na imagem a seguir apresenta o mesmo.

\*\*\*\*\*FOTO\*\*\*\*\*

A partir deste, foi analisado primeiramente o efeito da reflexão de onda de tensão para que assim seja possível comparar a mitigação. Os resultados para os teste estão descritos abaixo assim como as imagens obtidas.

\*\*\*\*\*tabela e imagem\*\*\*\*

## 10 ANÁLISE DE RESULTADOS

Nesta etapa foi feita a comparação entre os resultados entre simulações computacionais e testes laboratoriais, para então efetivamente afirmar o melhor método para a mitigação do fenômeno de reflexão de onda de tensão. Podemos então comparar os resultados encontrados nestes dois métodos, como podemos ver na imagem abaixo em que estão os resultados para método de comparação.

\*\*\*\*\*IMAGEM\*\*\*\*\*

Como visto nas imagens acima, podemos considerar...

## 11 CONCLUSÃO

O uso de componentes semicondutores para a construção de inversores de frequência, juntamente com o acionamento de motores elétricos pela modulação de largura de pulso (PWM), apresentou um avanço tecnológico, assim como um custo reduzido. Entretanto, este novo método quando utilizada com altas frequências de chaveamento, que resulta em uma redução do tempo de subida, ou rise-time, na saída do inversor, acarreta em fenômenos indesejados. Podemos considerar que este ainda é potencializado quando o sistema conta com cabos longos, que se comportam no sistema como linhas de transmissão para os valores de  $dv/dt$ .

As melhores formas de mitigar este fenômeno é estudo nos últimos 30 anos, onde muitas propostas foram testadas, e continuam sendo. Avaliando estes estudos e métodos que encontram resultados muito similares, assim optou-se por uma metodologia que seja viável assim como uma solução mais viável para implementação em casos reais e com simplicidade de projeto aliada a eficiência de resultados na atenuação das sobretensões.

A análise para os resultados apresentados neste projeto, se faz por meio de 2 métodos. O primeiro deles é comparar de modo numérico qual filtro apresenta uma melhor mitigação, ou seja, apresenta menores diferenças entre a alimentação de 220V. Já a segunda consideração se faz por meio da análise das ondas como resultado de tensão, comparando qual dos filtros apresenta uma forma de onda mais similar com a sem reflexão.

Neste estudo partindo-se da premissa da análise de simulações em software específico, o filtro RC nos terminais do motor apresentou melhores resultados, eliminando toda ou grande parte da sobretensão no sistema. Anteriormente a este, foi realizada uma revisão bibliográfica de estudos anteriores que também demonstram a eficiência e os bons resultados do mesmo. As simulações foram feitas a partir de componentes disponíveis em sua biblioteca, onde foi feito um sistema que apresenta-se o motor elétrico, sendo alimentado com um inversor de frequência a partir de um cabo longo. O software utilizado foi o PSIM, que permitiu a obtenção e análise dos resultados.

## 12 TRABALHOS FUTUROS

De fato, este trabalho serve como embasamento para a continuidade do estudo, onde os próximos passos seriam, o a confirmação por protótipo dos resultados obtidos em simulação, levando-se a aplicar testes experimentais que comprovem e evidenciem os modelos computacionais.

Apos a obtenção de bons resultados, desenvolver métodos que possibilitem a construção dos filtros como um produto serial e que permita a comercialização do mesmo.

## 13 REFERÊNCIAS

- [1] MOREIRA, Alessadro F. et al. **Filter Networks for Long Cable Drives and Their Influence on Motor Voltage Distribution and Common-Mode Currents**, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 52, NO. 2, APRIL 2005.
- [2] KERKMAN, Russel J.; LEGGATE, David; SKIBINSK, Gary. **PWM Inverters and Their Influence on Motor Over-Voltage**, IEEE 1997.
- [3] SOUZA, André L. O., Silva, Marcos M., Pires, Igor A. **ESTUDO DE INTERFERÊNCIAS NA ALIMENTAÇÃO ELÉTRICA DE MOTORES DE INDUÇÃO POR INVERSORES DE FREQUÊNCIA** e-xacta, Belo Horizonte, v. 5, n. 1, p. 159-173. (2012). Editora UniBH.
- [4] FIRMINO, Bruno **CONVERSORES DE FREQUÊNCIA - Instruções para instalação de conversores de frequência 02/06/2014**
- [5] TRENTINI, Dionatan H. **ESTUDO DE FILTROS PARA ATENUAÇÃO DE SOBRETENSÕES TRANSITÓRIAS E CORRENTES DE MODO COMUM EM ACIONAMENTO DE MOTORES ELÉTRICOS, ATRAVÉS DE INVERSORES DE FREQUÊNCIA** Trabalho de Conclusão de Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Regional do Noroeste do Estado do Rio Grande do Sul, 2017.
- [6] PAULA, Helder **UMA NOVA METODOLOGIA PARA A DETERMINAÇÃO DOS FENÔMENOS DE ALTA FREQUÊNCIA EM SISTEMAS DE ACIONAMENTO DE MOTORES DE INDUÇÃO ATRAVÉS DE INVERSORES PWM** Tese de doutorado da Universidade Federal de Uberlândia, 2005.
- [7] PELLEGRINO, Paulo E. M. **O QUE VOCÊ DEVE SABER SOBRE CABOS PARA VARIADOR DE VELOCIDADE**, 2009.
- [8] KARAVASILIS, Renato G. **ESTUDO DE MOTORES ACIONADOS POR CONVERSORES DE FREQUÊNCIA E INFLUÊNCIAS NO SISTEMA ISOLANTE** Dissertação de mestrado da Universidade Federal de Santa Catarina, 2008.
- [9] URBANSKI, Konrad **SENSORLESS CONTROL OF PMSM FED THROUGH THE SINUSOIDAL FILTER** Poznan University of Technology.
- [10] **MOTORES DE INDUÇÃO ALIMENTADOS POR INVERSORES DE FREQUÊNCIA PWM** Guia Técnico WEG, 2016 - Disponível em: <<http://ecatalog.weg.net/files/wegnet/WEG-motores-de-inducao-alimentados-por-inversores-de-frequencia-pwm-50029351-artigo-tecnico-portugues-br.pdf>>.

[11] CONTIN, Mario C. **MOTORES ALIMENTADOS POR INVERSORES DE FRE-QUÊNCIA: O ISOLAMENTO RESISTE?** Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento (P&D) - WEG Motores Ltda.

[12] CHERRY, E. M.; HOOPER, D. E. **AMPLIFYING DEVICES AND LOW-PASS AMPLIFIER DESIGN** Editora: John Wiley & Sons, Nova York, 1968.

[13] Infineon Technologies. **FP25R12W2T4\_B11 DATASHEET** - Disponível em: <[http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/396071/INFINEON/FP25R12W2T4\\_B11.html](http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/396071/INFINEON/FP25R12W2T4_B11.html)> Data do acesso: 26/08/2018.

[14] **MOTOR INSULATION VOLTAGE STRESSES UNDER PWM INVERTER OPERATION.** GAMBICA: Association For Instrumentation, Control, Automation. REMA: Rotating Electrical Machines Association. Technical Report n.1, Second Edition, Copyright 2001.

[15] IEC (International Electrotechnical Commission). **TECHNICAL SPECIFICATION 60034 - ROTATING ELECTRICAL MACHINES.**

Part 17: **CAGE INDUCTION MOTORS WHEN FED FROM CONVERTERS - APPLICATION GUIDE 2002.**

Part 25: **GUIDE FOR THE DESIGN AND PERFORMANCE OF CAGE INDUCTION MOTORS SPECIFICALLY DESIGNED FOR CONVERTER SUPPLY (2004).**

[16] NEMA (National Electrical Manufacturers Association). **MG1 – MOTORS AND GENERATORS (2003).**

Part 30: **APPLICATION CONSIDERATIONS FOR CONSTANT SPEED MOTORS USED ON A SINUSOIDAL BUS WITH HARMONIC CONTENT AND GENERAL PURPOSE MOTORS USED WITH ADJUSTABLE-FREQUENCY CONTROLS OR BOTH.**

Part 31: **DEFINITE PURPOSE INVERTER-FED POLYPHASE MOTORS.**

[17] STEPHAN, R. M.; HANITSCH, R. **ACIONAMENTO ELETRÔNICO DE MOTORES ELÉTRICOS: História e tendências.** IV ENIE – Encontro Nacional de Instalações Elétricas (Outubro / Novembro 1995: São Paulo).

[18] **CONTROLE ESCALAR DO MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO** 05/07/2009. Disponível em: <[http://www.phph.com.br/engenharia/maquinas-eletricas/item/188-control-e-escalar-do-motor-de-inducao-trifasico&as\\_qdr=y15](http://www.phph.com.br/engenharia/maquinas-eletricas/item/188-control-e-escalar-do-motor-de-inducao-trifasico&as_qdr=y15)>

[19] BOSE, B. K. **POWER ELECTRONIC AND MOTOR DRIVES - Recent technology advances.** INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, julho de 2002. Proceedings of the ISIE 2002, v.1, p.22-25.

[20] BONNETT, A. H. **AVAILABLE INSULATION SYSTEM FOR PWM INVERTER-FED MOTORS.** IEEE Industry Applications Magazine, Janeiro/ Fevereiro 1998.

[20] MOREIRA, Alessandro F. **MODELING AND DESIGN OF FILTER NETWORKS FOR HIGH POWER CONVERTS UTILIZING FAST AND HARD SWITCHING DEVICES** Tese de doutorado *University of Wisconsin*, 2002.

[21] SANTOS, P. M. dos **PROJETO E DESENVOLVIMENTO DE FILTROS PASSIVOS PARA MITIGAÇÃO DE SOBRETENSÃO EM ACIONAMENTOS ELÉTRICOS DE BAIXA TENSÃO** Dissertação de mestrado da Universidade Federal de Minas Gerais, 2004.

[21] MOREIRA, A. F.; LIPO T. A. e VENKATARAMANAN, G. **HIGH FREQUENCY MODELING FOR CABLE AND INDUCTION MOTOR OVERVOLTAGE STUDIES IN LONG CABLE DRIVES** IEEE 2001.

[22] UMANS, D. Stephen **MÁQUINAS ELÉTRICAS DE FITZGERALD E KINGSLEY** 7<sup>a</sup> Edição - AMGH Editora 2014.

[23] VILELA JÚNIOR, João A. **Materiais de aula da disciplina CONVERSÃO DE ENERGIA II (TE147)** Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Paraná.

[24] **FLUKE MEDIÇÕES ELÉTRICAS EM INVERSORES DE FREQUÊNCIA: Dez medições que trazem muitas informações** Biblioteca digital FLUKE - Disponível em: [www.fluke.com/library](http://www.fluke.com/library)

[25] JOUANNE, A.V., et al. **AN EVALUATION OF MITIGATION TECHNIQUES FOR BEARING CURRENTS, EMI AND OVERVOLTAGES IN ASD APPLICATIONS** - IEEE Transactions on Industry Applications, vol.34, n.5, pg. 1113-1122, 1998.

[26] OKUYAMA, Y., HITOSUGI, K., MORIYASU, S., **SURGE PROPAGATION AND OVERVOLTAGES FOR PWM-INVERTER-DRIVEN MOTORS** IECM pgs. 1192-1196, Agosto de 2000.

[27] Paula, Helder de, **UMA NOVA METODOLOGIA PARA A DETERMINAÇÃO DOS FENÔMENOS DE ALTA FREQUÊNCIA EM SISTEMAS DE ACIONAMENTO DE MOTORES DE INDUÇÃO ATRAVÉS DE INVERSORES PWM** Tese de doutorado da Universidade Federal de Uberlândia 2005.

[28] AMETANI, A., **WAVE PROPAGATION CHARACTERISTICS OF CABLES** IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. 99, n. 2, Março/Abril 1980.

[29] SAUNDERS, L. A., SKIBINSKI, G. L., EVON, S. T., KEMPKES, D. L., **RIDING THE REFLECTED WAVE - IGBT DRIVE TECHNOLOGY DEMANDS NEW MOTOR AND CABLE CONSIDERATIONS**. IEEE 43rd IAS Annual Meeting, pgs. 75-84, Setembro de 1996.

[30] PERSON, E., **TRANSIENT EFFECTS IN INVERTER APPLICATIONS TO INDUCTION MOTORS**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, n. 5, pgs. 1095-1101, 1992.

[31] KAWKABANI, B., **INVESTIGATION OF TRANSIENT OVER-VOLTAGES OF LOW VOLTAGE INDUCTION MOTOR DUE TO IGBT-INVERTER SUPPLY**. ICEM, pp. 1197-1200, Agosto 2000.

[32] MELHORN, C. J., TANG, L., **TRANSIENT EFFECTS OF PWM ASD'S ON STANDARD SQUIRREL CAGE INDUCTION MOTORS**. IEEE 30th IAS Annual Meeting, vol. 3, pp. 2689-2695, Outubro 1995.

[33] MELHORN, C. J., TANG, L., **TRANSIENT EFFECTS OF PWM DRIVES ON INDUCTION MOTORS**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, n. 4, pp. 1065-1072, Julho 1997.

[34] ZHONG, E., LIPO, T. A., ROSSITER, S., **TRANSIENT MODELING AND ANALYSIS OF MOTOR TERMINAL VOLTAGE ON PWM INVERTER-FED AC MOTOR DRIVES**. IEEE 33rd IAS Annual Meeting, vol. 1, pp. 773-780, Outubro 1998.

[35] SKIBINSKI, G. L., LEGGATE, D., KERKMAN, R. J., **CABLE CHARACTERISTICS AND THEIR INFLUENCE ON MOTOR OVER-VOLTAGES**. IEEE 12th APEC, vol. 1, pp.114-121, February 1997.

[36] KERKMAN, R. J., LEGGATE, D., SKIBINSKI, G. L., **INTERACTION OF DRIVE MODULATION AND CABLE PARAMETERS ON AC MOTOR TRANSIENTS**. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, n. 3, pp. 722-731, May/June 1997.

[37] PEROUTKA, **ADVERSE EFFECTS IN VOLTAGE SOURCE INVERTER-FED DRIVE SYSTEMS**. IEEE 17th APEC, vol. 1, pp. 557-563, March 2002.

[38] Gao, G.; Chen, W. **STATOR INSULATION SYSTEMS FOR MEDIUM VOLTAGE PWM DRIVES FED MOTORS**. R&D Center, TECO-Westinghouse Motor Company, IRMC 2005.

[39] Powersim Inc. **FREQUENTLY ASKED QUESTIONS**. Data de acesso: 11/11/2018. Disponível em: <<https://powersimtech.com/support/resources/frequently-asked-questions/>>

# Apêndice A - Simulações sem Filtros

Figura 1: Cabo de cinco metros sem filtro.

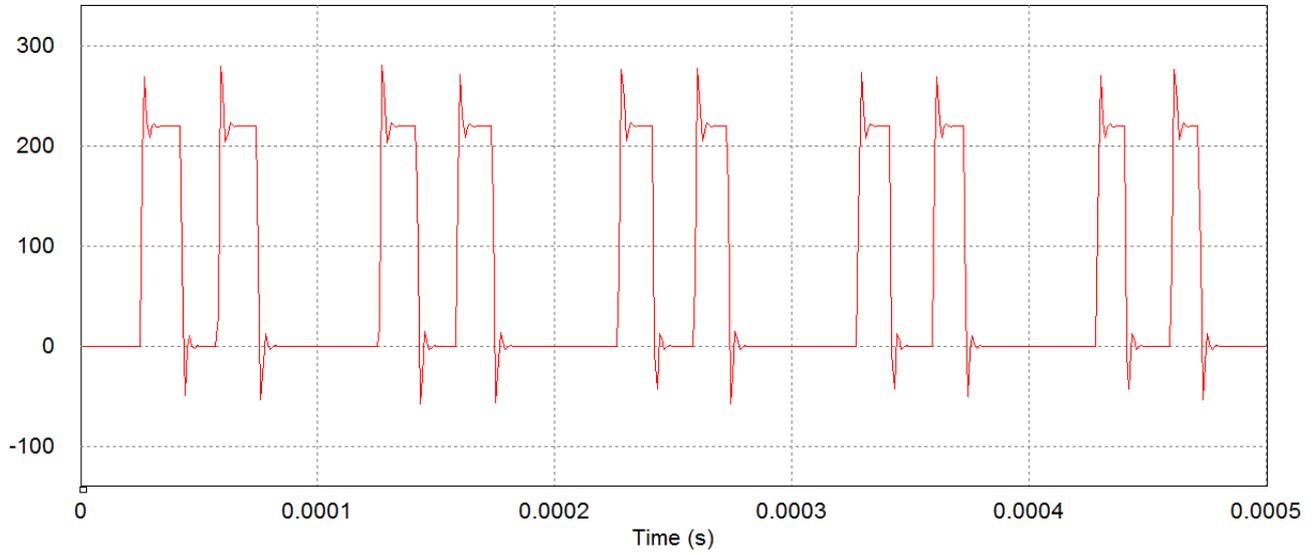


Figura 2: Cabo de 10 metros sem filtro.

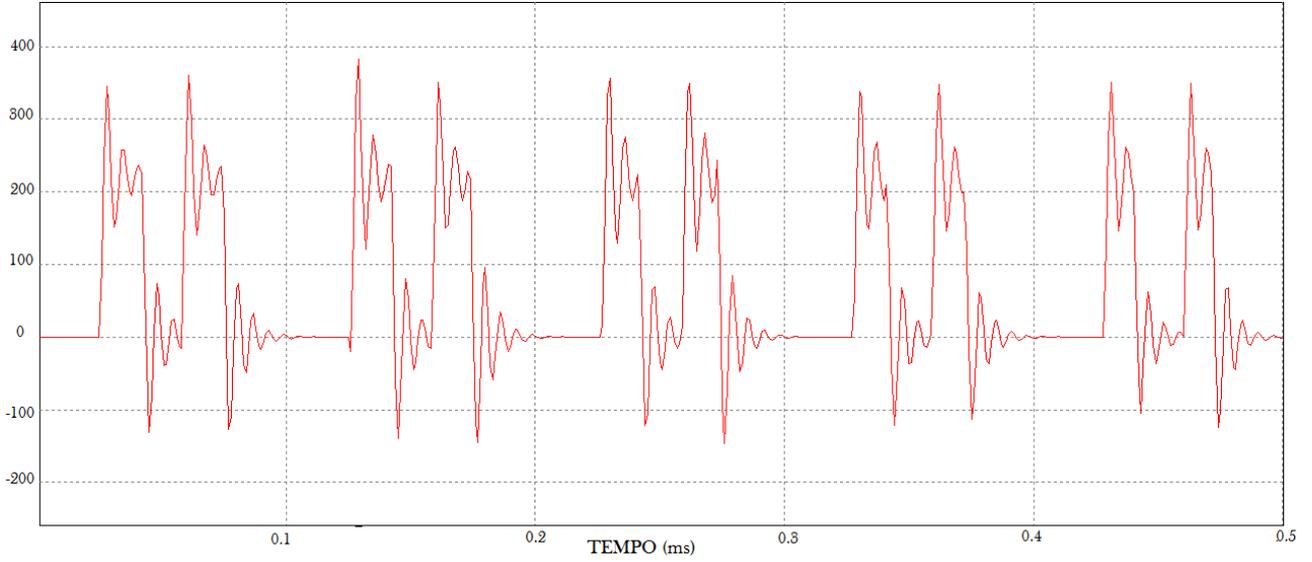


Figura 3: Cabo de 15 metros sem filtro.

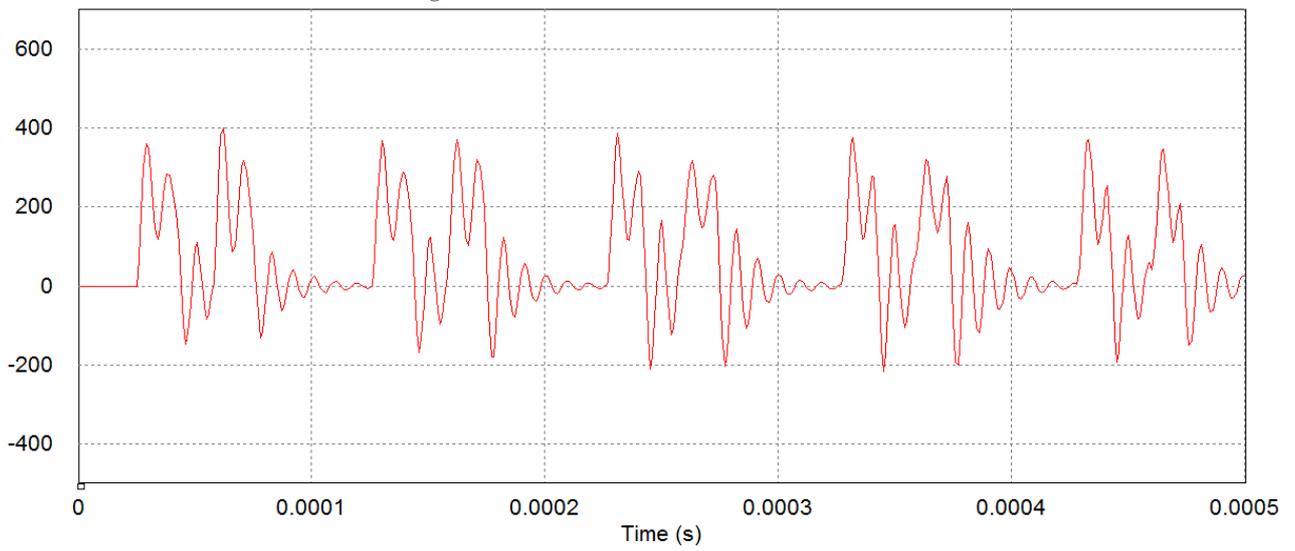


Figura 4: Cabo de 20 metros sem filtro.

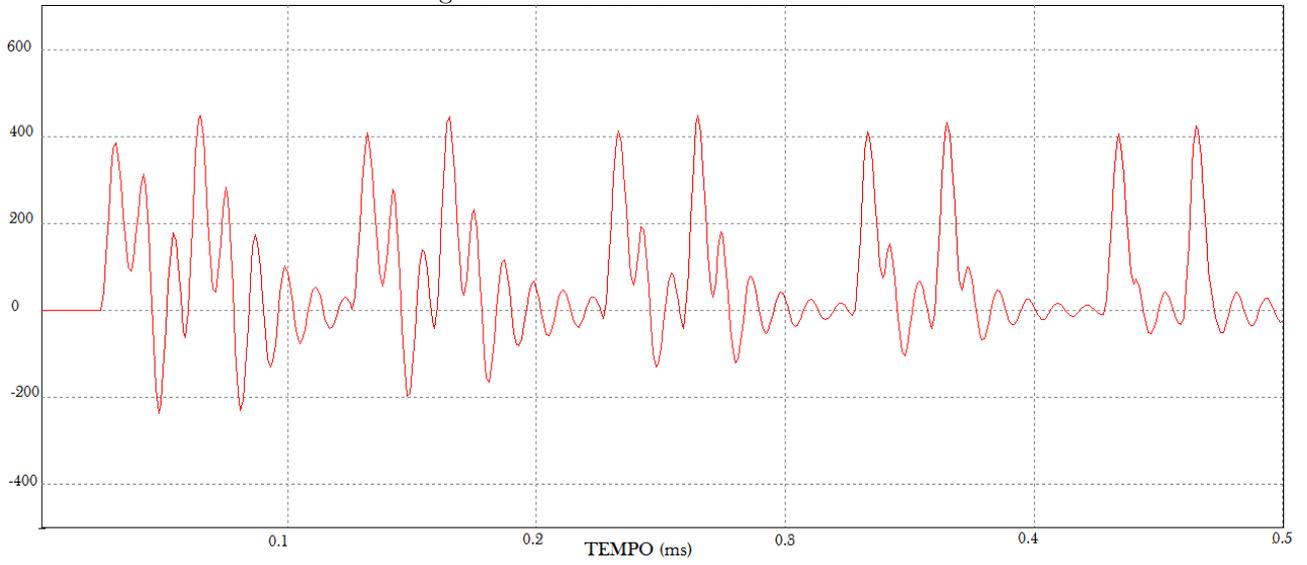


Figura 5: Cabo de 50 metros sem filtro.

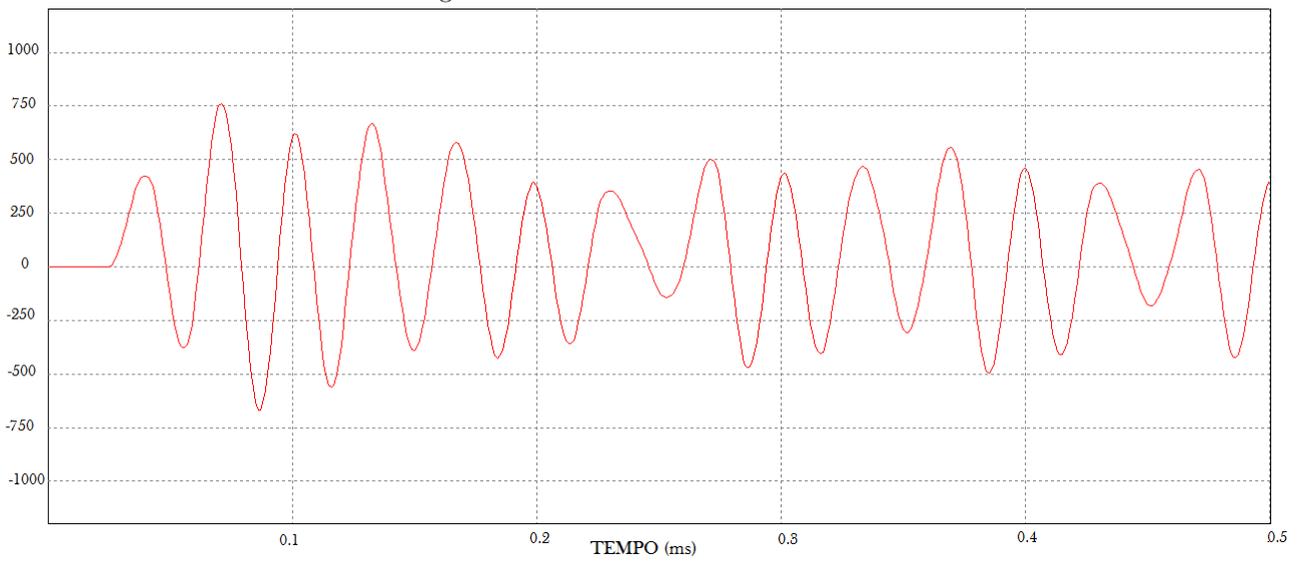
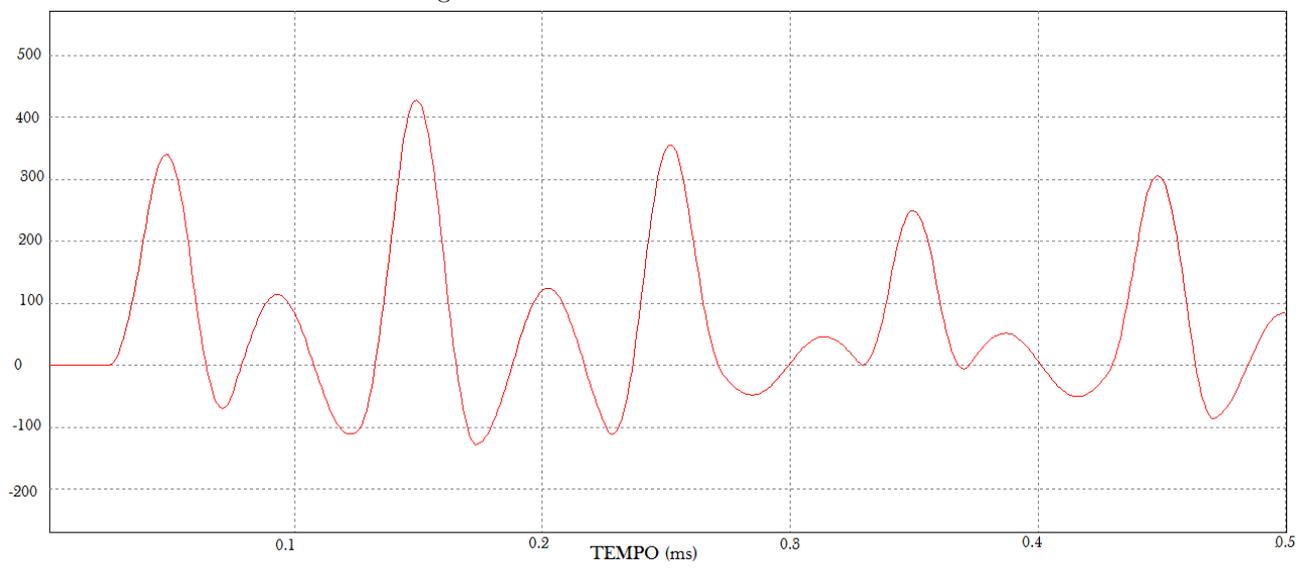


Figura 6: Cabo de 100 metros sem filtro.



# Apêndice B - Simulações com Capacitor de 17nF

Figura 1: Cabo de 10 metros com filtro RC na saída do inversor.

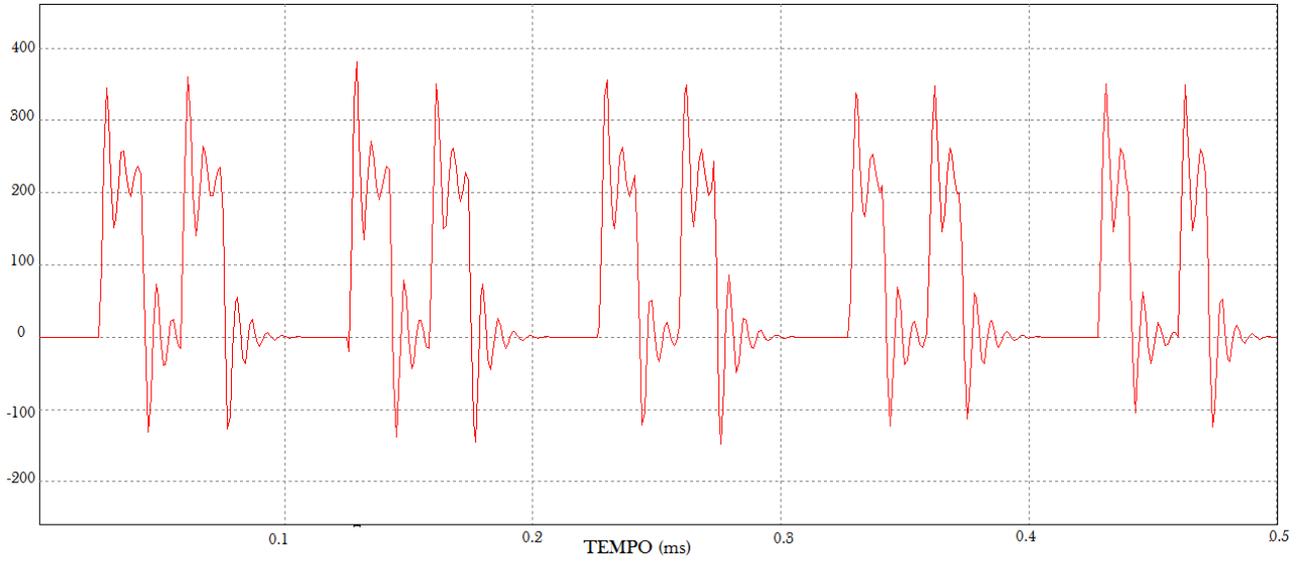


Figura 2: Cabo de 20 metros com filtro RC na saída do inversor.

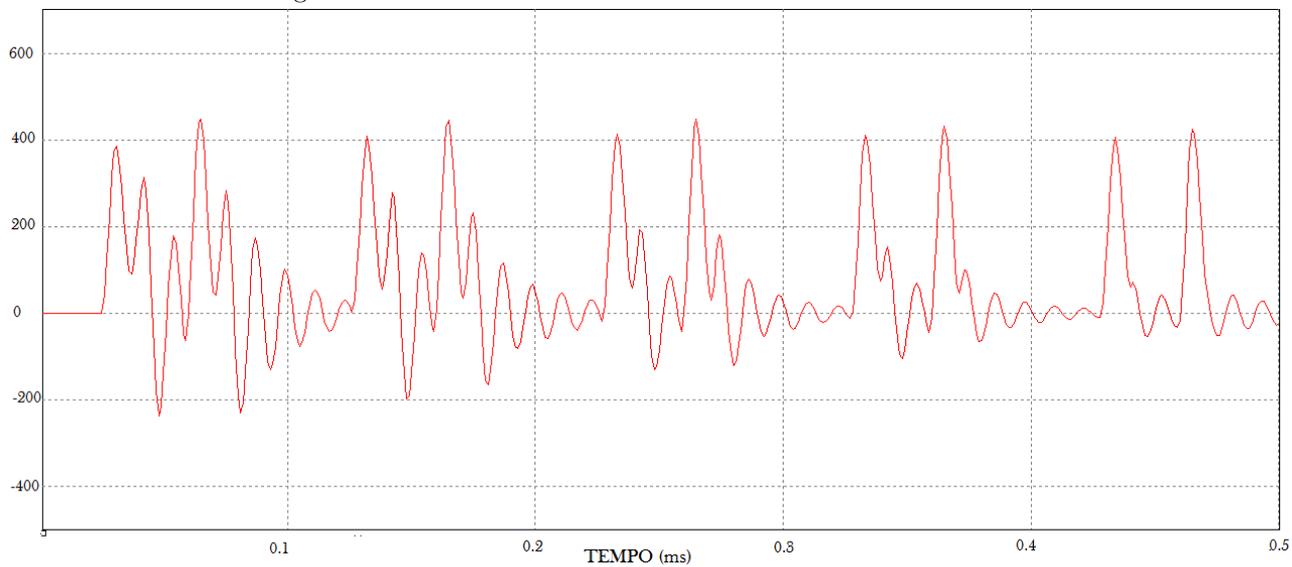


Figura 3: Cabo de 50 metros com filtro RC na saída do inversor.

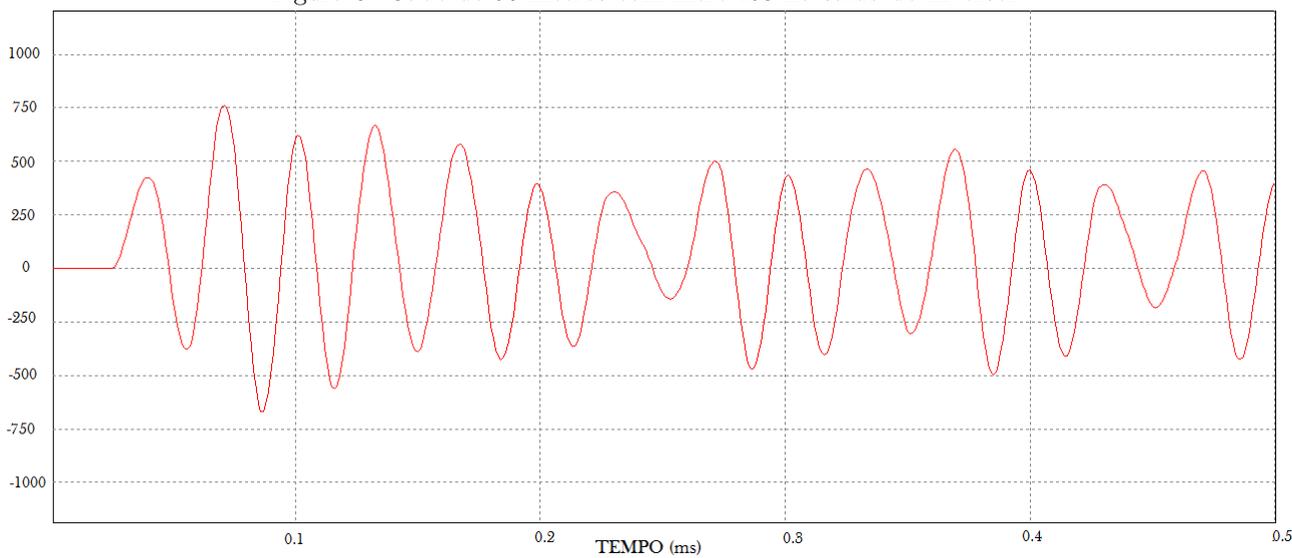


Figura 4: Cabo de 100 metros com filtro RC na saída do inversor.

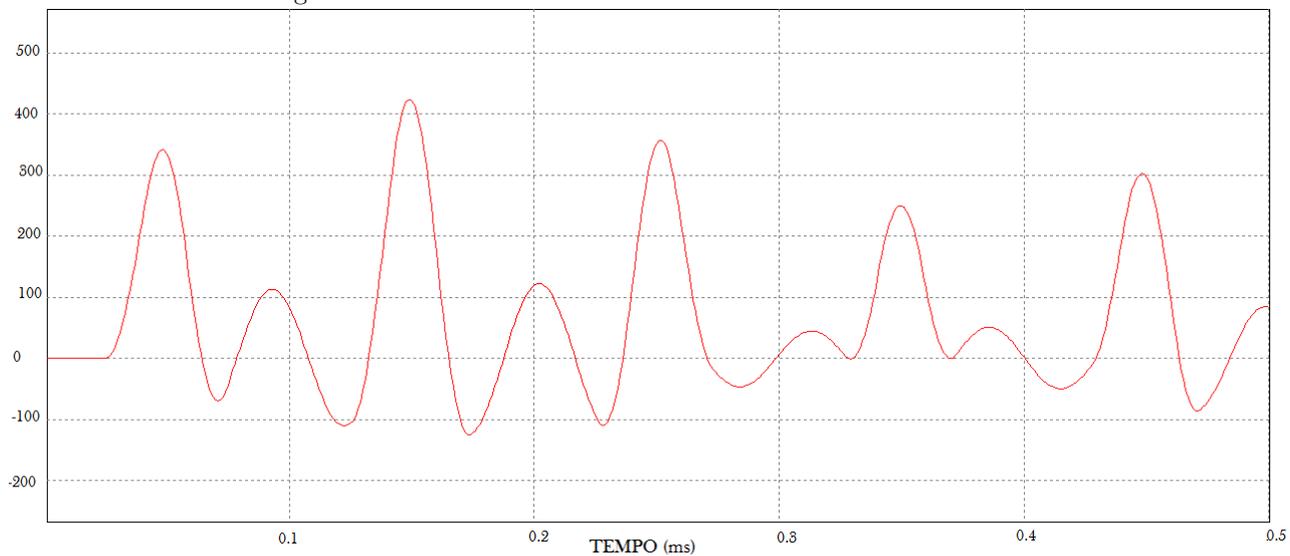


Figura 5: Cabo de 10 metros com filtro RC nos terminais do motor.

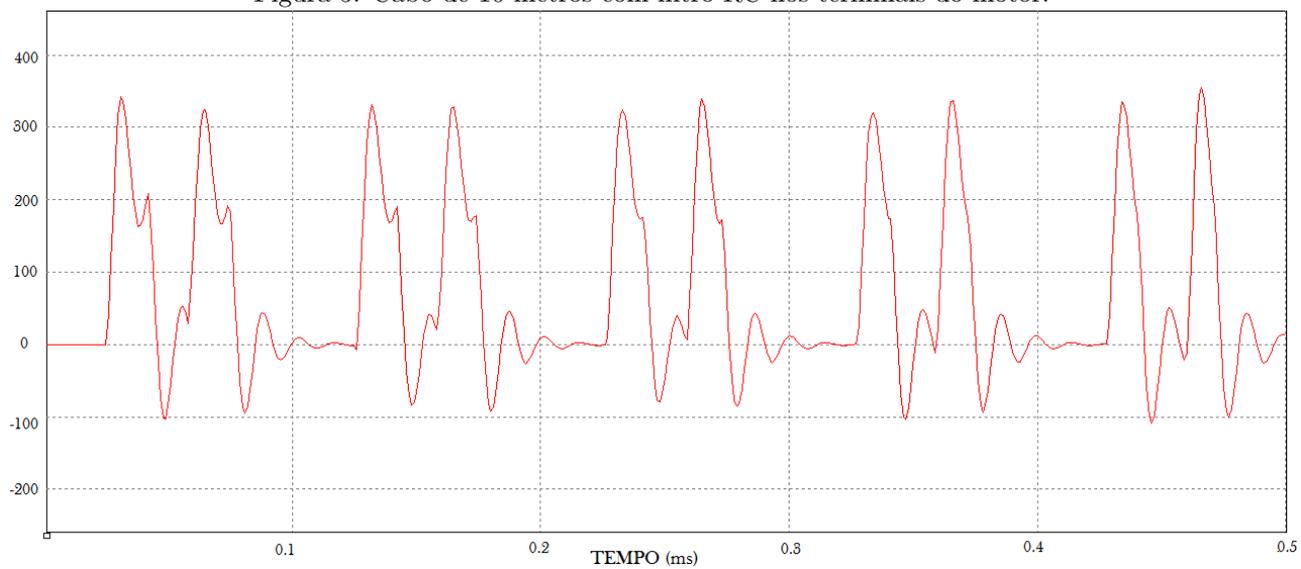


Figura 6: Cabo de 20 metros com filtro RC nos terminais do motor.

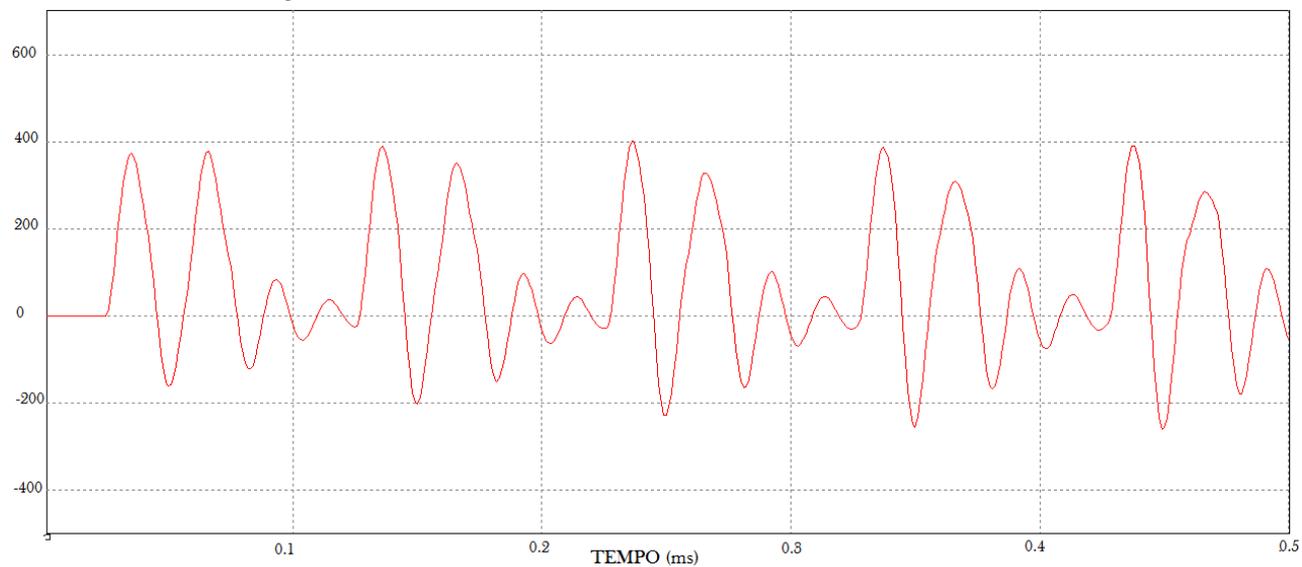


Figura 7: Cabo de 50 metros com filtro RC nos terminais do motor.

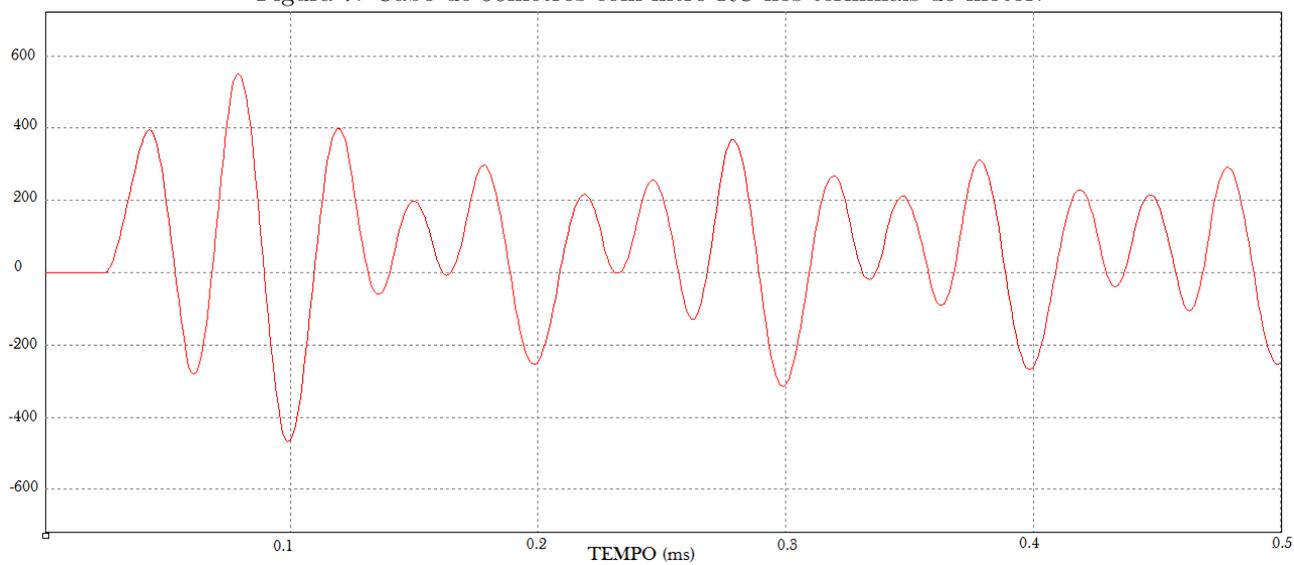


Figura 8: Cabo de 100 metros com filtro RC nos terminais do motor.

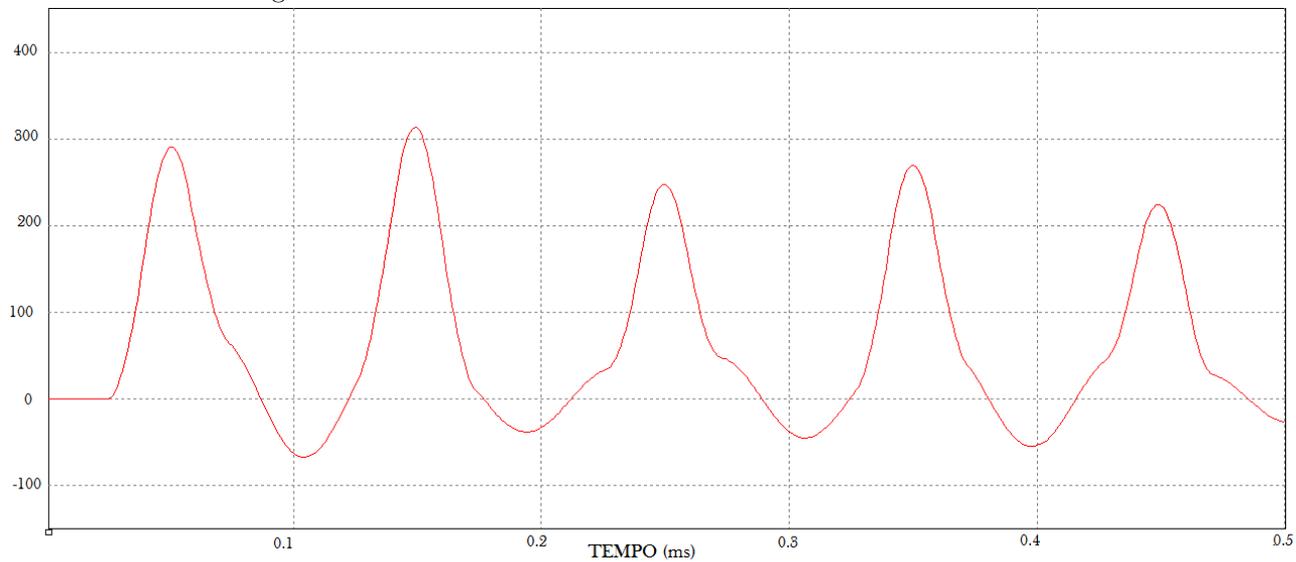


Figura 9: Cabo de 10 metros com filtro RLC na saída do inversor.

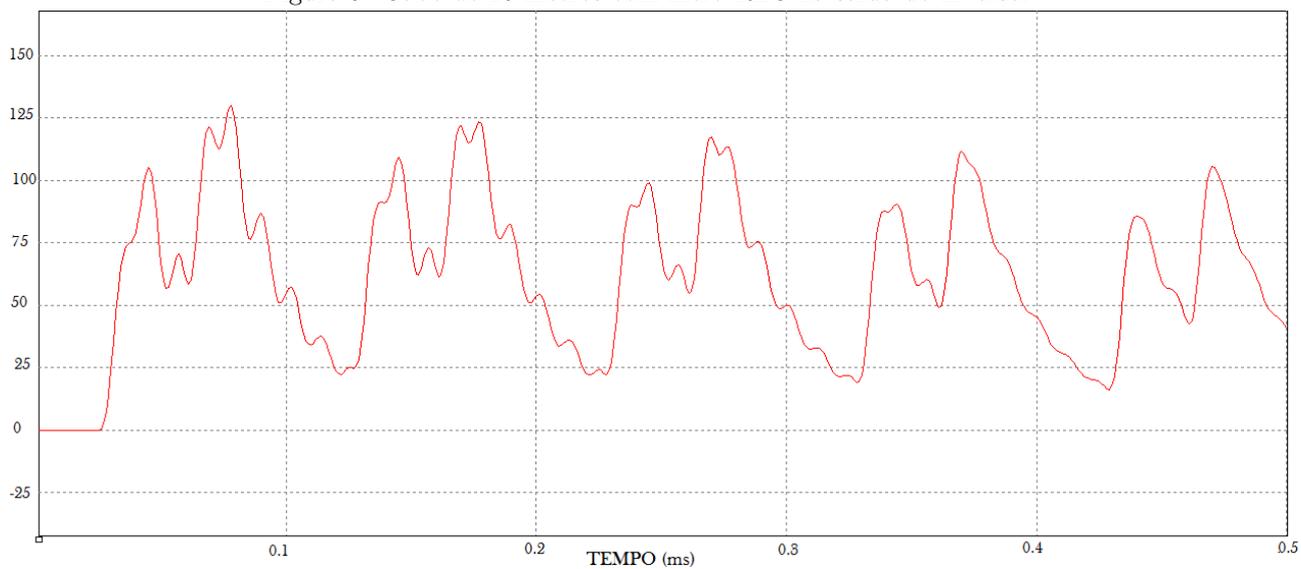


Figura 10: Cabo de 50 metros com filtro RLC na saída do inversor.

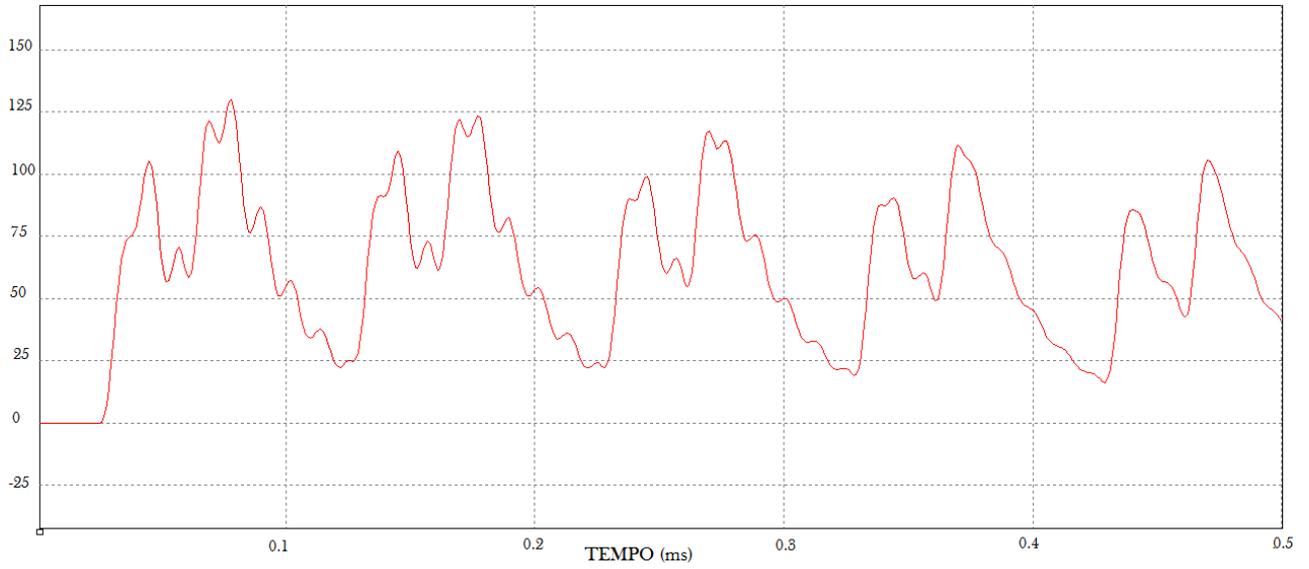


Figura 11: Cabo de 50 metros com filtro RLC na saída do inversor.

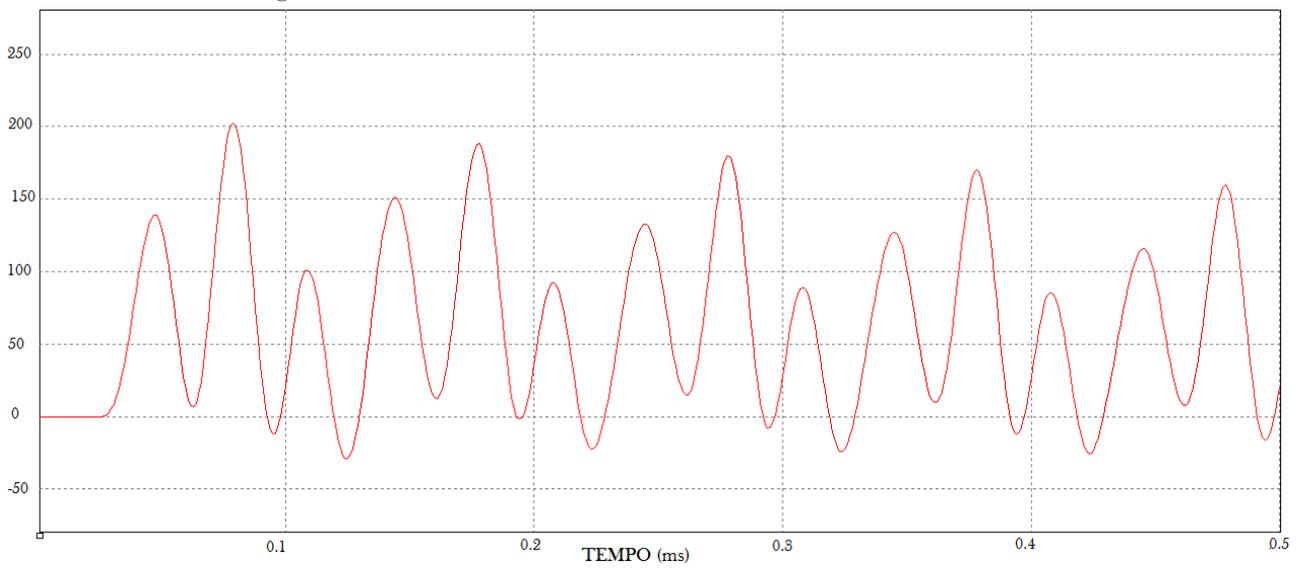


Figura 12: Cabo de 100 metros com filtro RLC na saída do inversor.

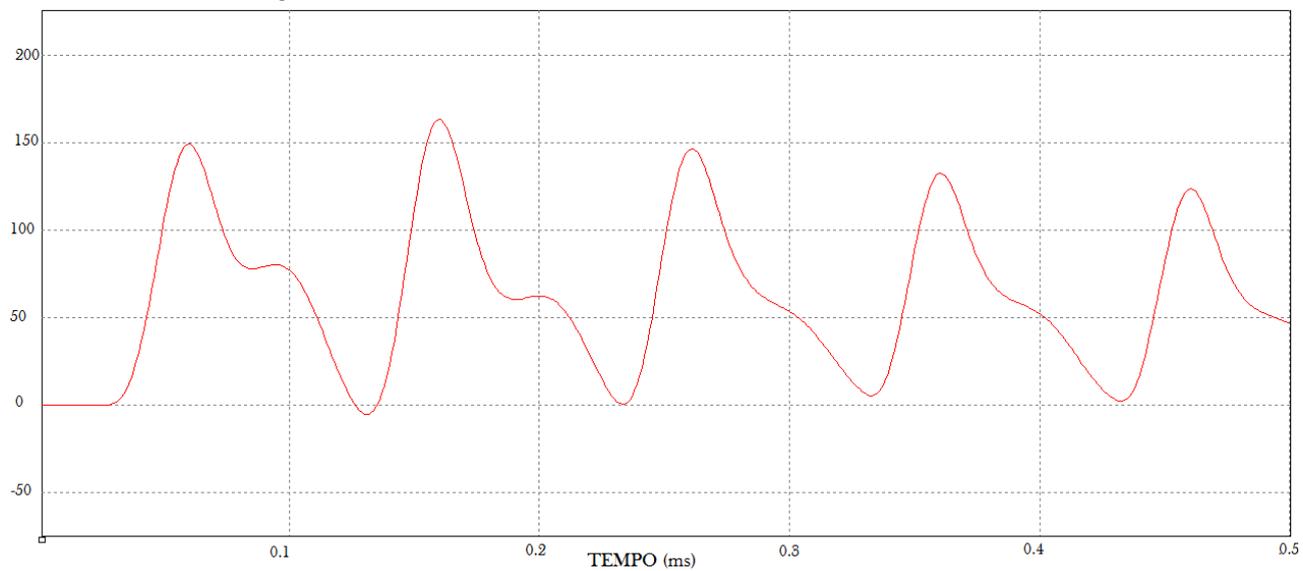


Figura 13: Cabo de 20 metros com filtro RLC nos terminais do motor.

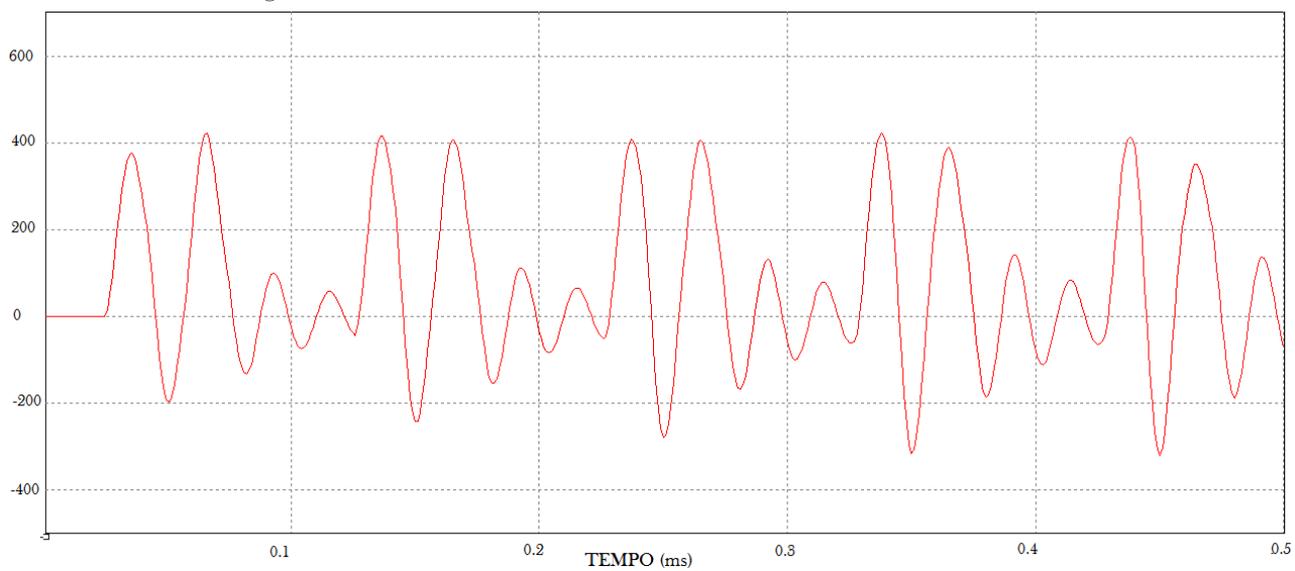


Figura 14: Cabo de 50 metros com filtro RLC nos terminais do motor.

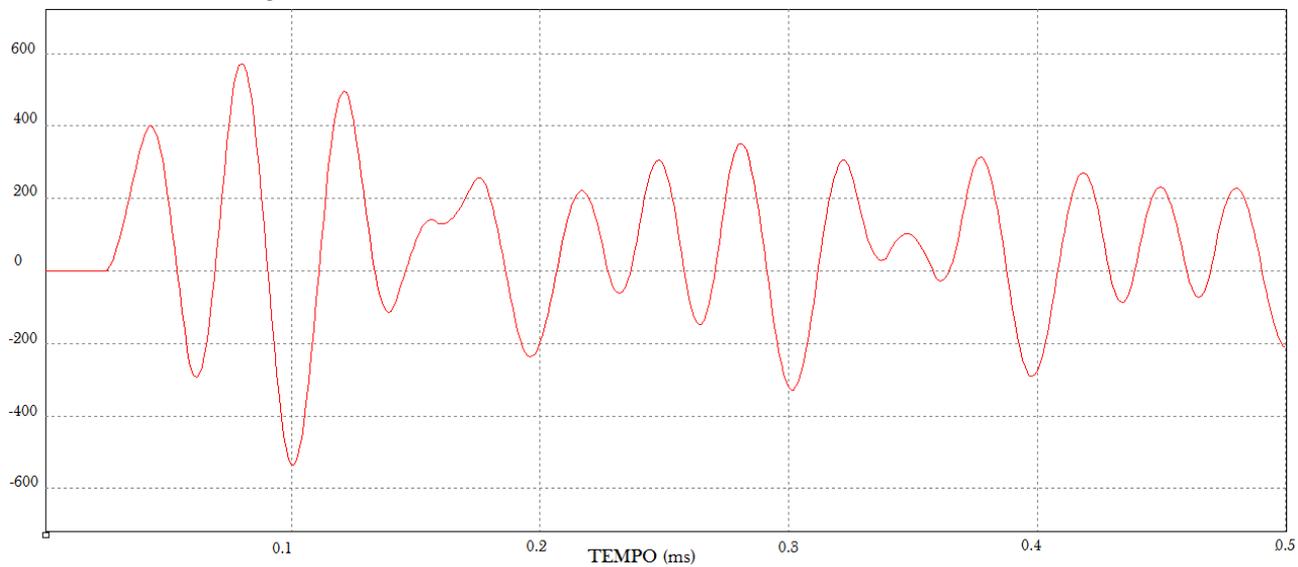
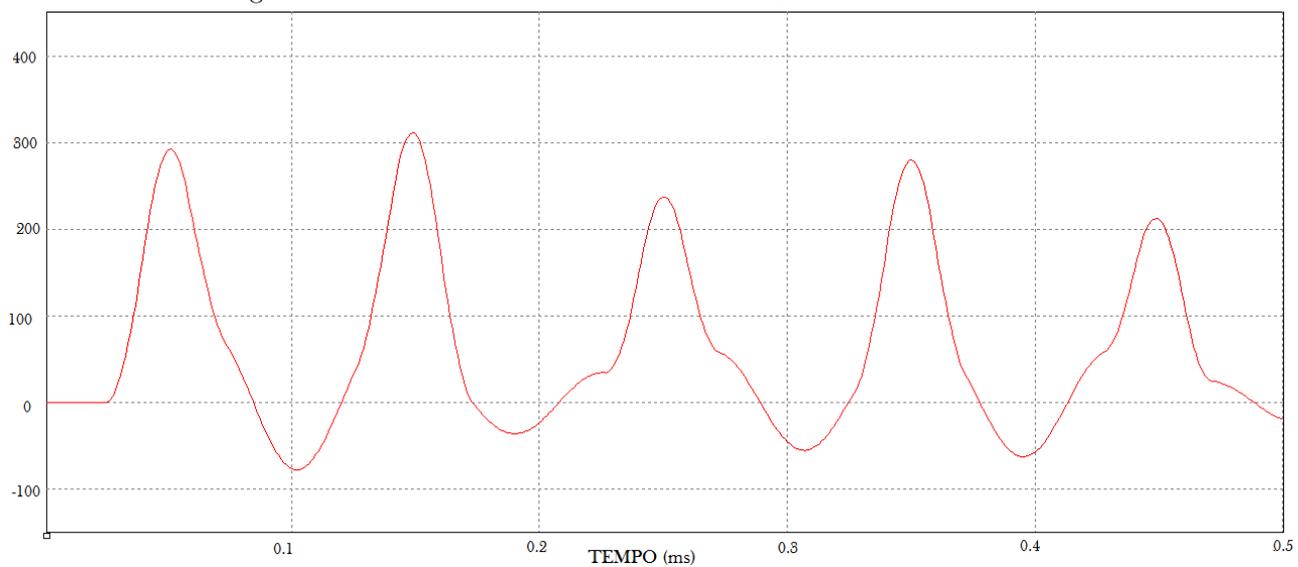


Figura 15: Cabo de 1000 metros com filtro RLC nos terminais do motor.



# Apêndice C - Simulações com Capacitor de $2\mu\text{F}$

Figura 1: Cabo de 5 metros com filtro RC nos terminais do motor.

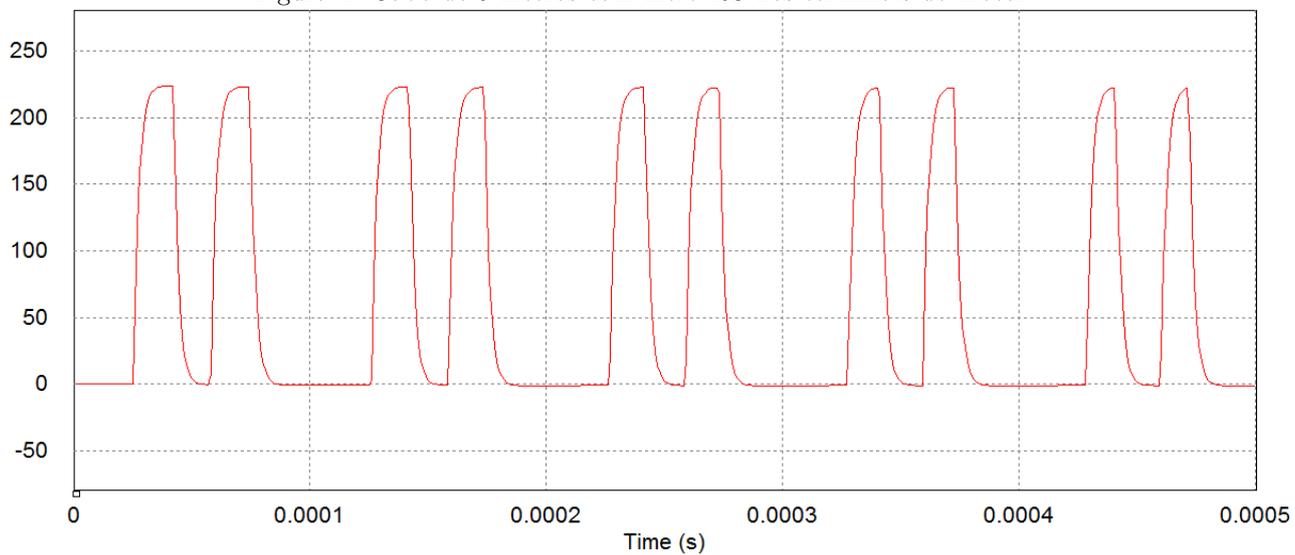


Figura 2: Cabo de 10 metros com filtro RC nos terminais do motor.

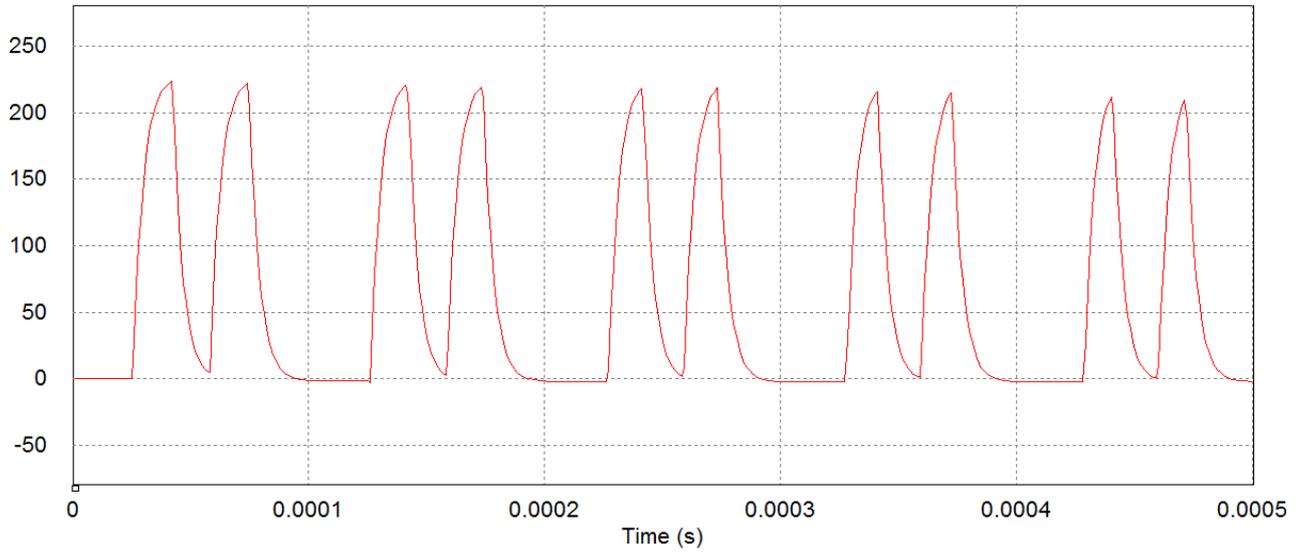


Figura 3: Cabo de 15 metros com filtro RC nos terminais do motor.

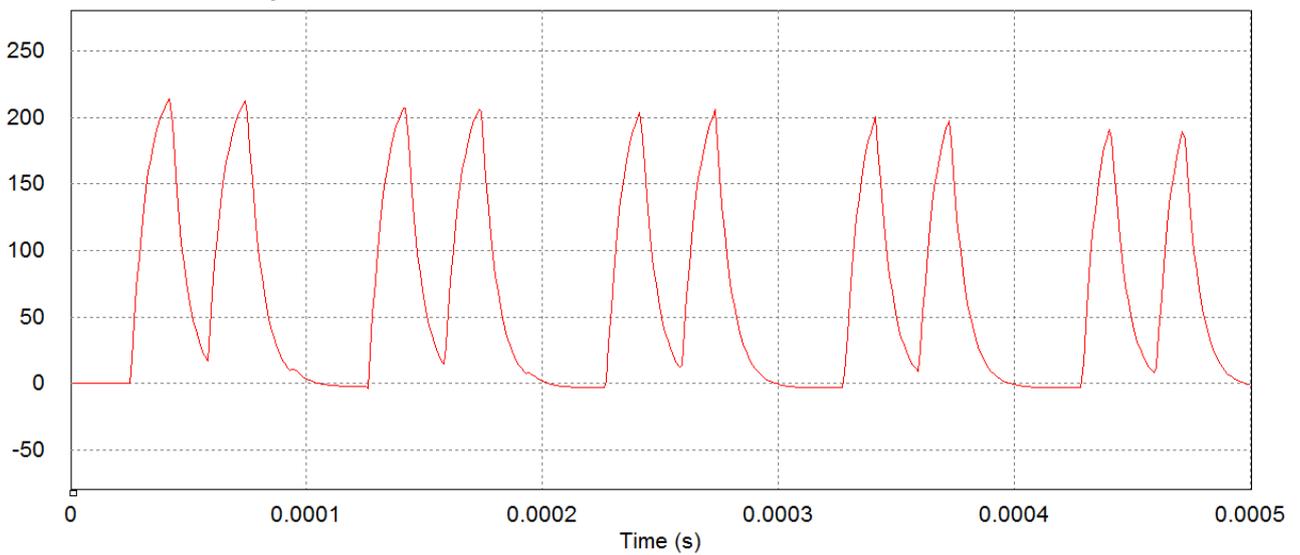


Figura 4: Cabo de 5 metros com filtro RC na saída do inversor.

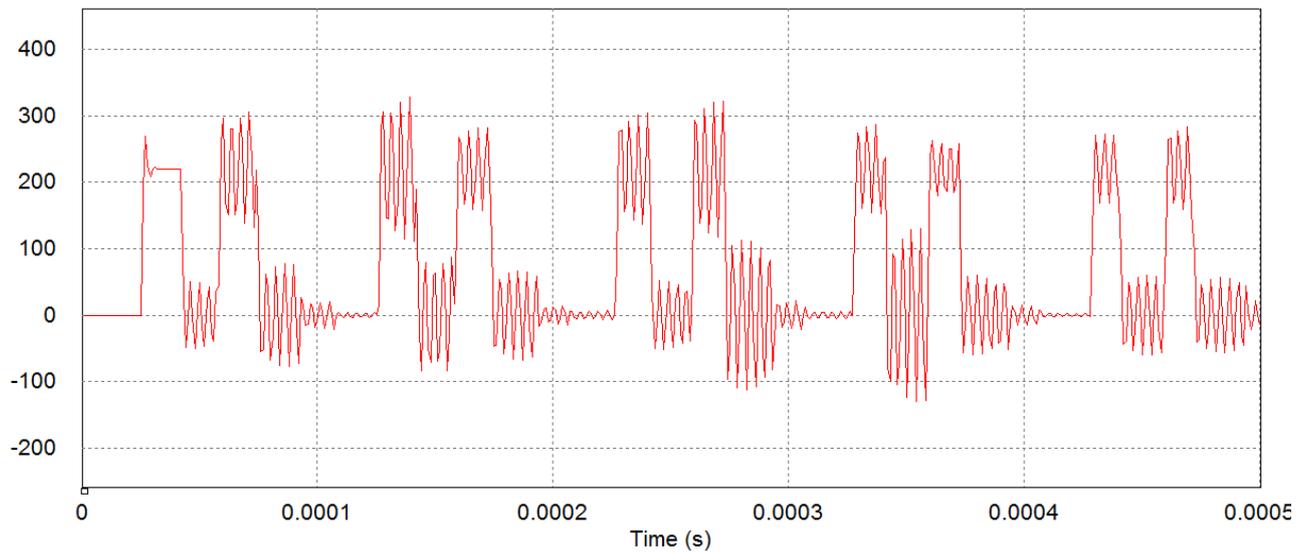


Figura 5: Cabo de 10 metros com filtro RC na saída do inversor.

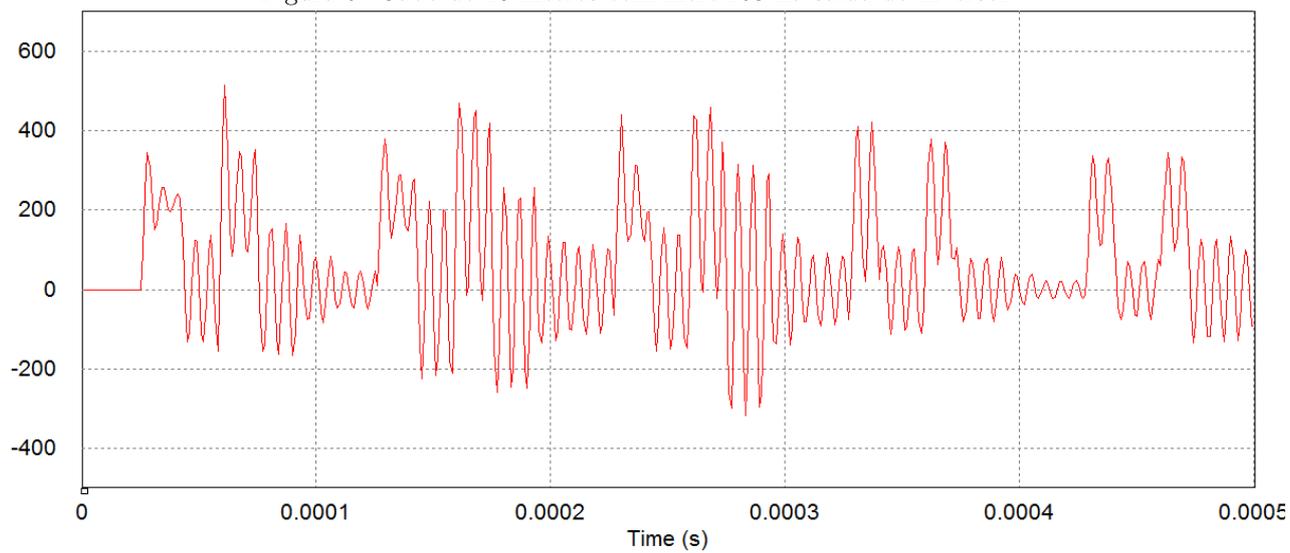


Figura 6: Cabo de 15 metros com filtro RC na saída do inversor.

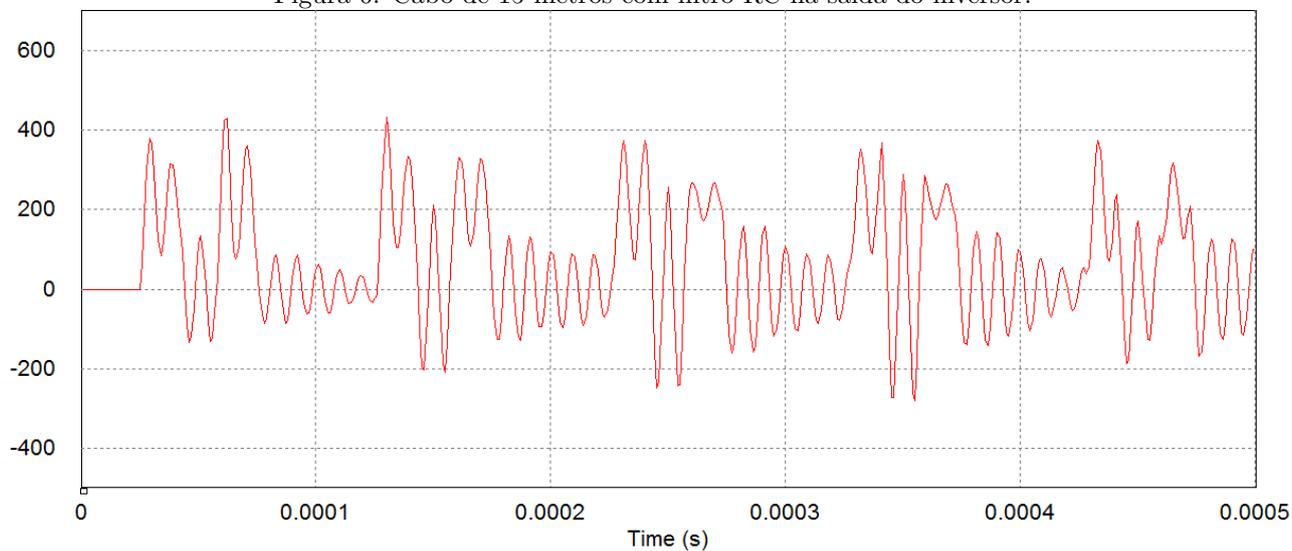


Figura 7: Cabo de 5 metros com filtro RLC na saída do inversor.

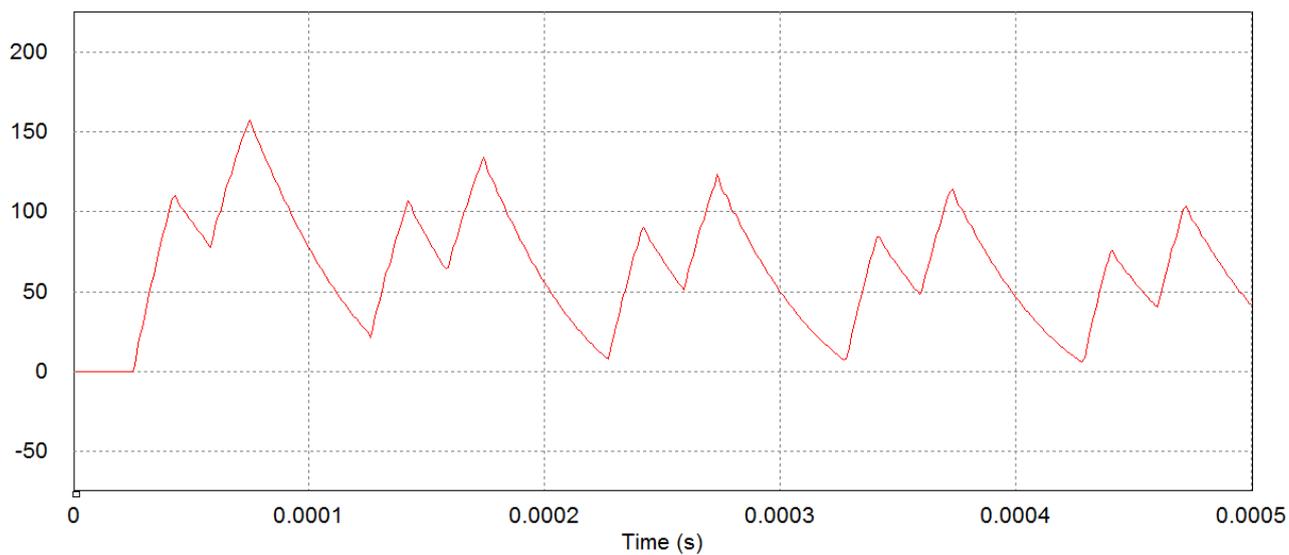


Figura 8: Cabo de 10 metros com filtro RLC na saída do inversor.

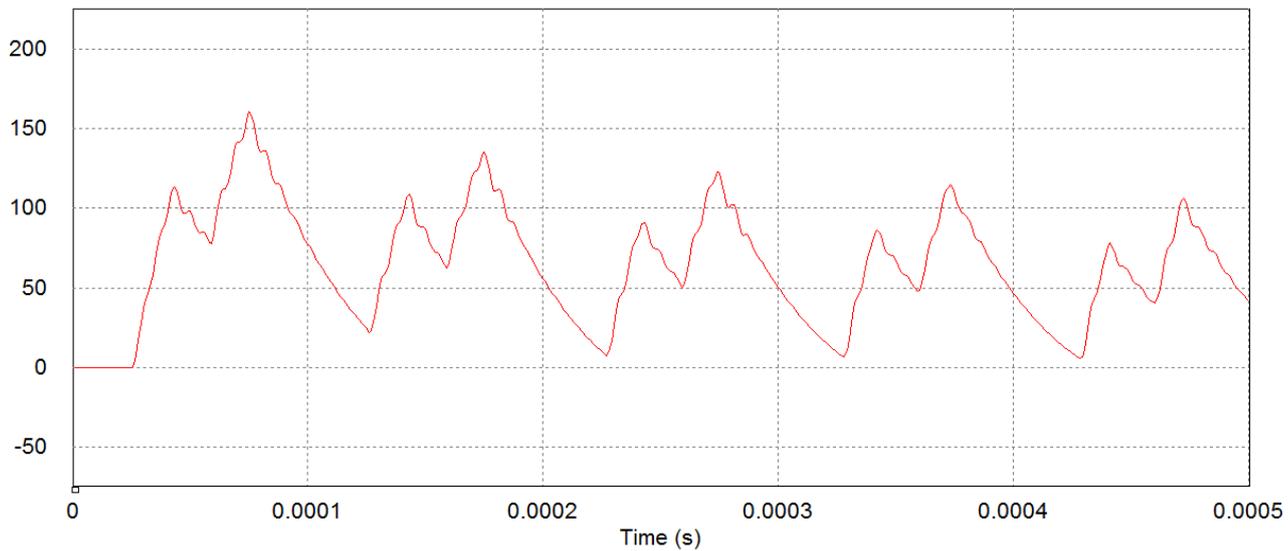


Figura 9: Cabo de 15 metros com filtro RLC na saída do inversor.

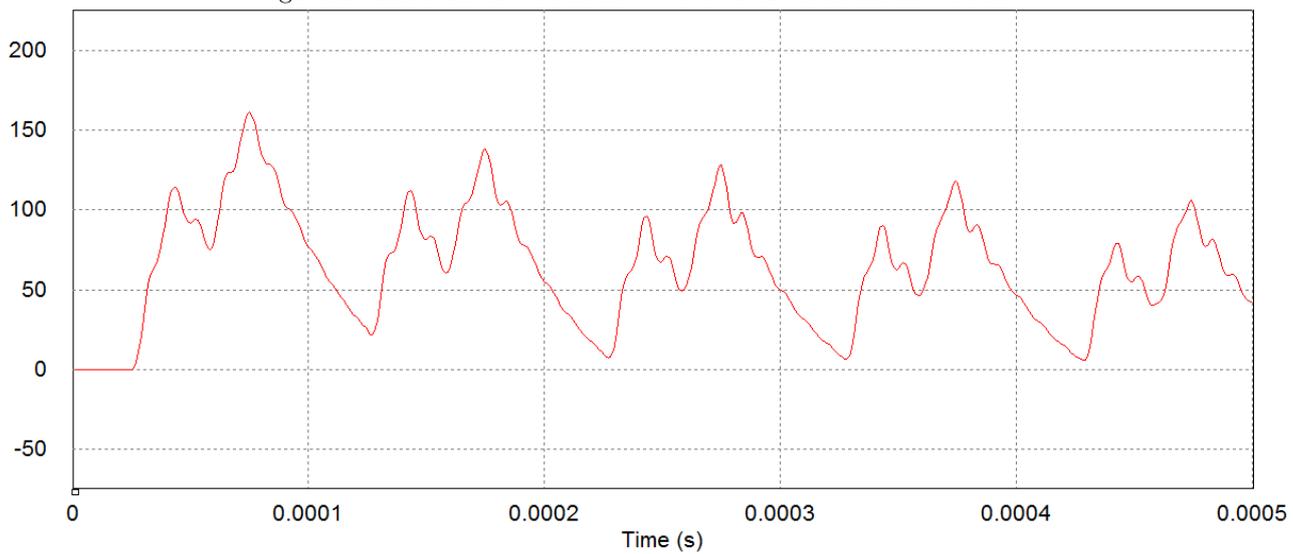


Figura 10: Cabo de 5 metros com filtro RLC nos terminais do motor.

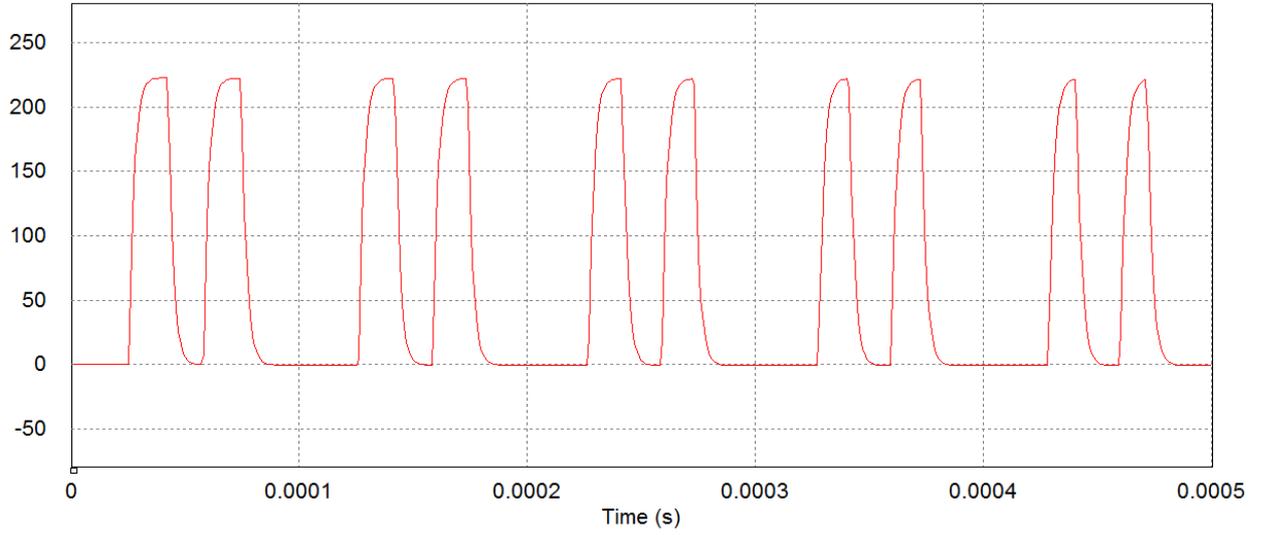


Figura 11: Cabo de 10 metros com filtro RLC nos terminais do motor.

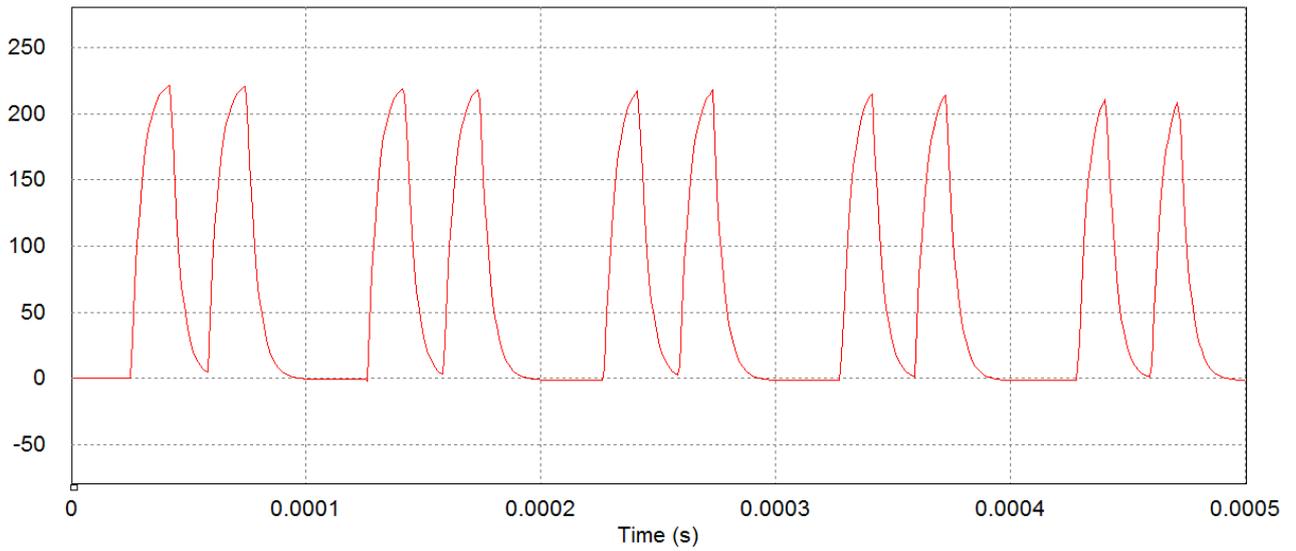
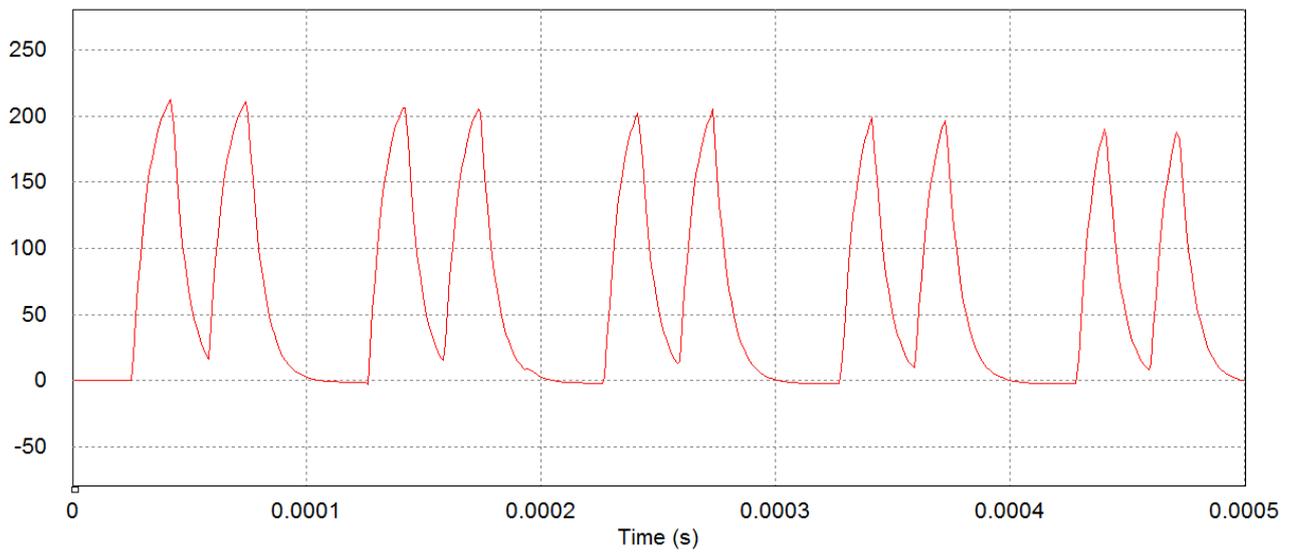


Figura 12: Cabo de 15 metros com filtro RLC nos terminais do motor.



# Apêndice D - Simulações com Capacitor de $5\mu\text{F}$

Figura 1: Cabo de 5 metros com filtro RC nos terminais do motor.

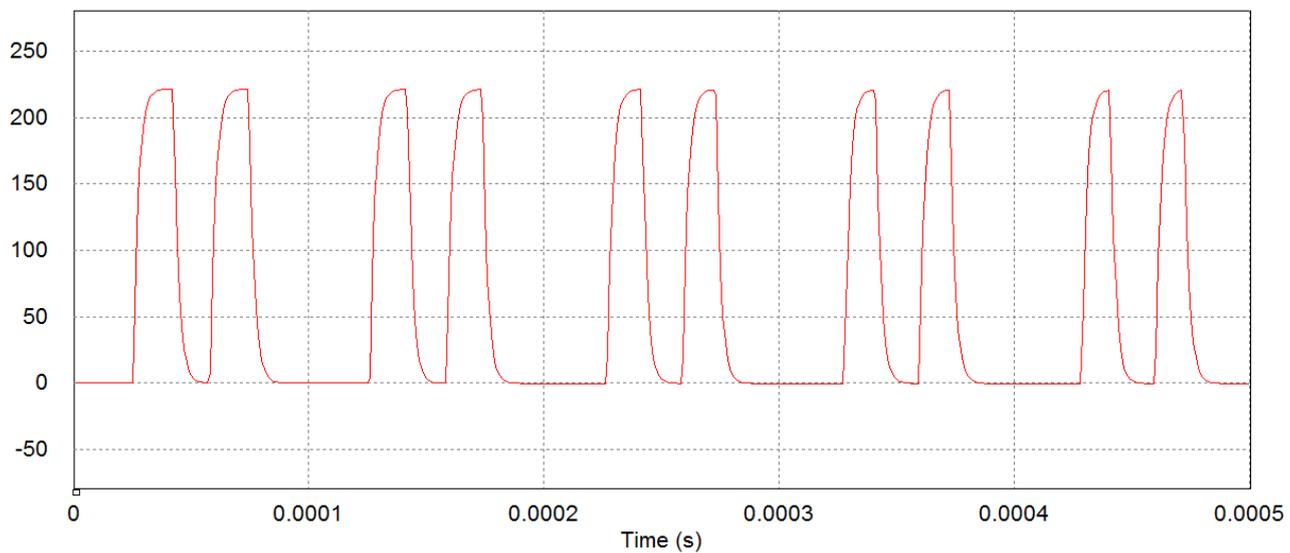


Figura 2: Cabo de 10 metros com filtro RC nos terminais do motor.

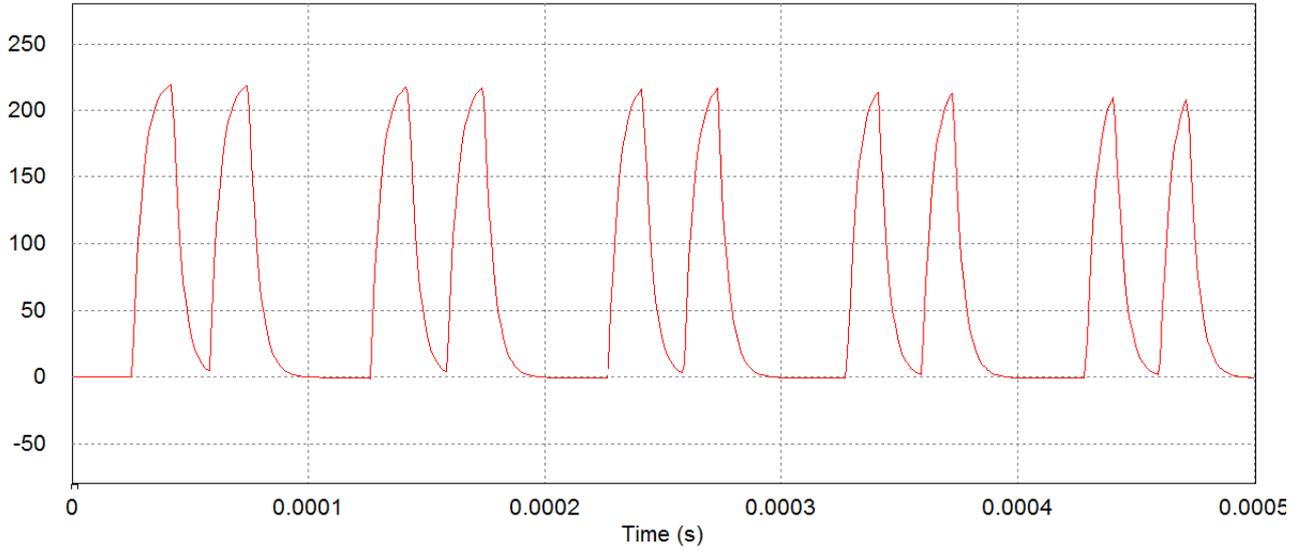


Figura 3: Cabo de 15 metros com filtro RC nos terminais do motor.

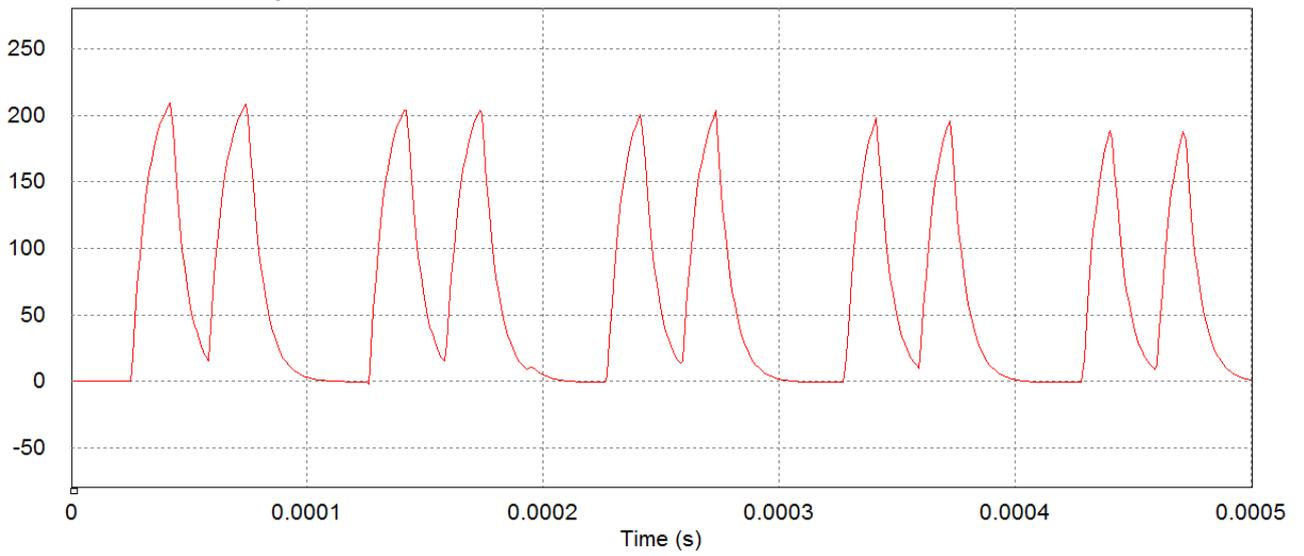


Figura 4: Cabo de 5 metros com filtro RLC nos terminais do motor.

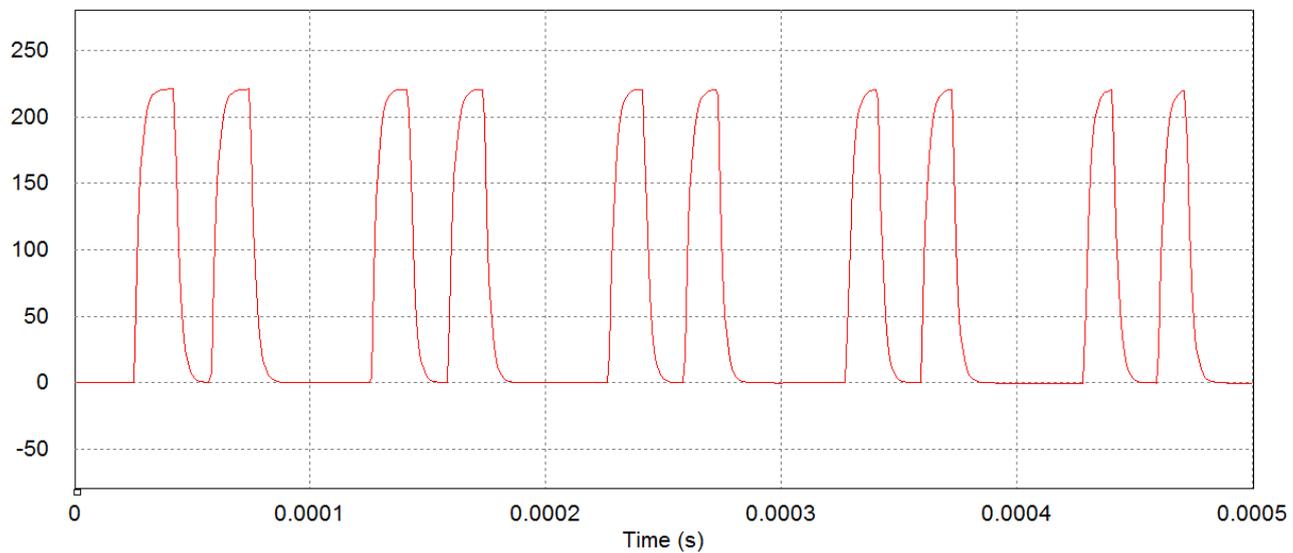


Figura 5: Cabo de 10 metros com filtro RLC nos terminais do motor.

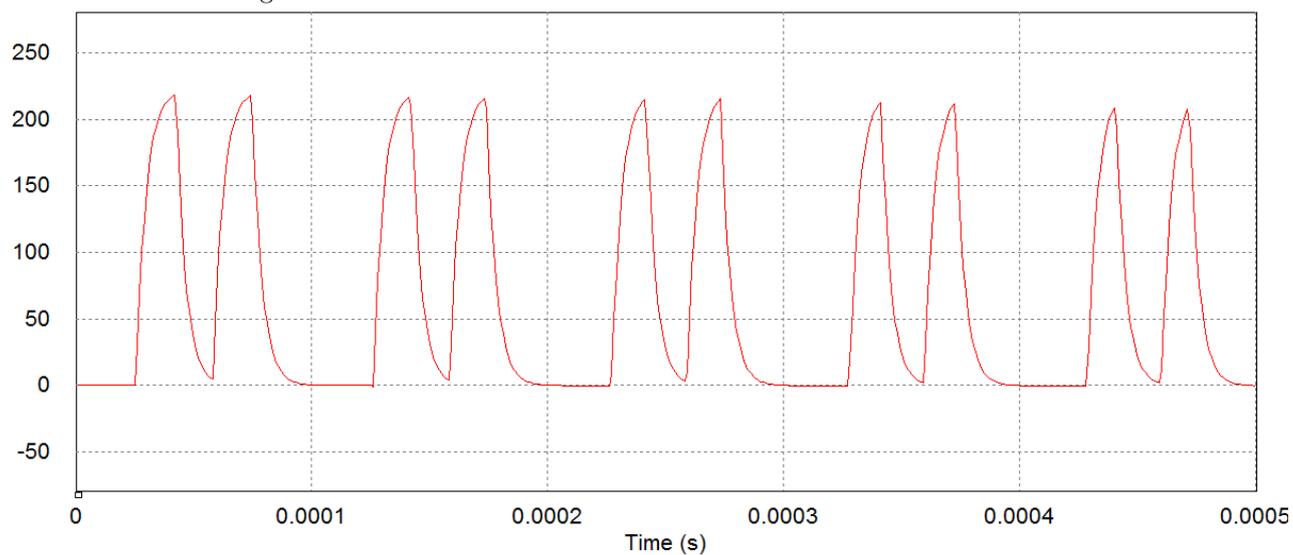


Figura 6: Cabo de 15 metros com filtro RLC nos terminais do motor.

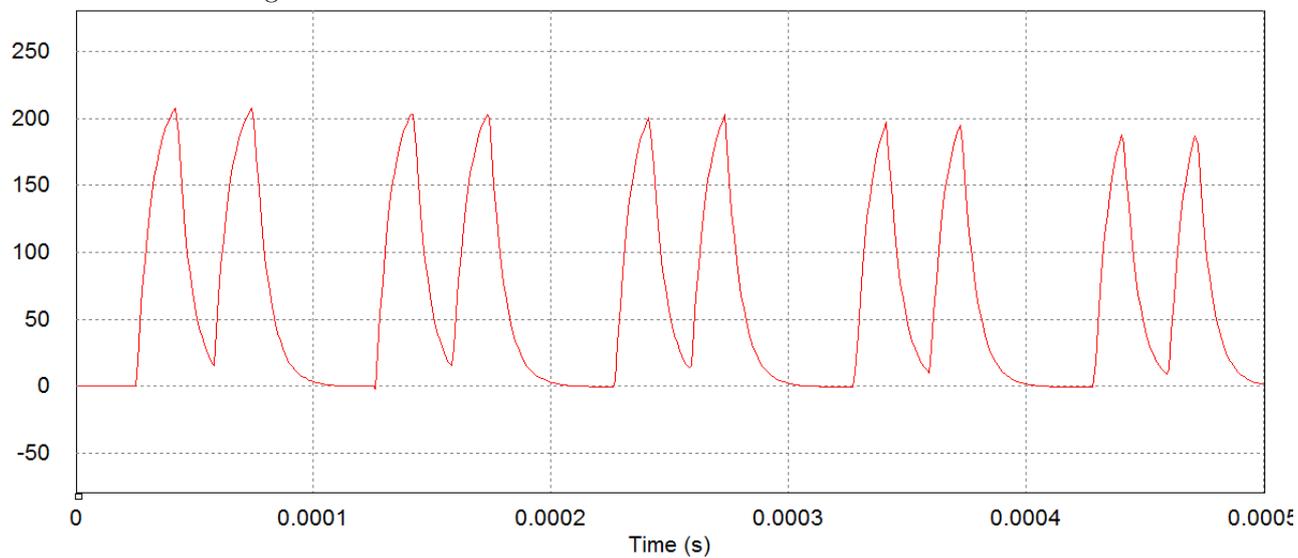


Figura 7: Cabo de 5 metros com filtro RC na saída do inversor.

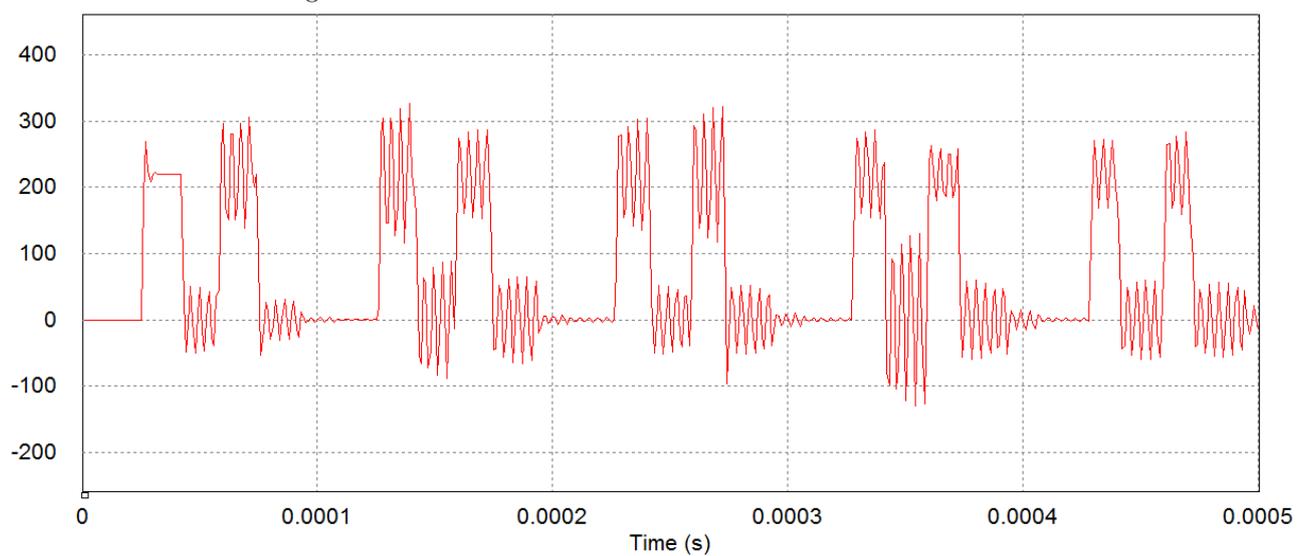


Figura 8: Cabo de 10 metros com filtro RC na saída do inversor.

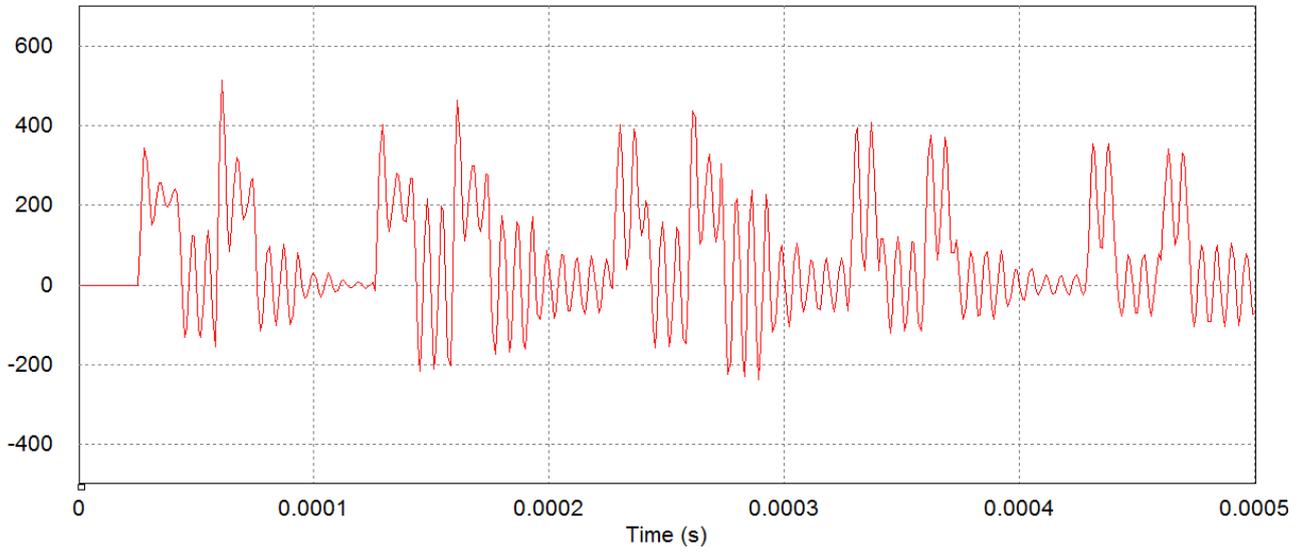


Figura 9: Cabo de 15 metros com filtro RC na saída do inversor.

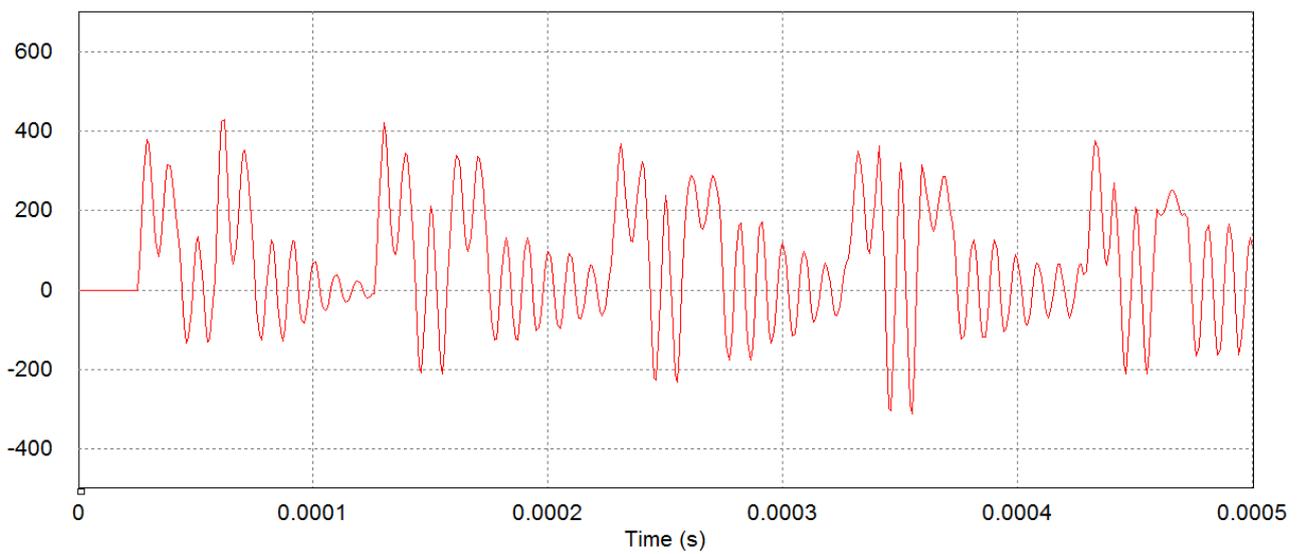


Figura 10: Cabo de 5 metros com filtro RLC na saída do inversor.

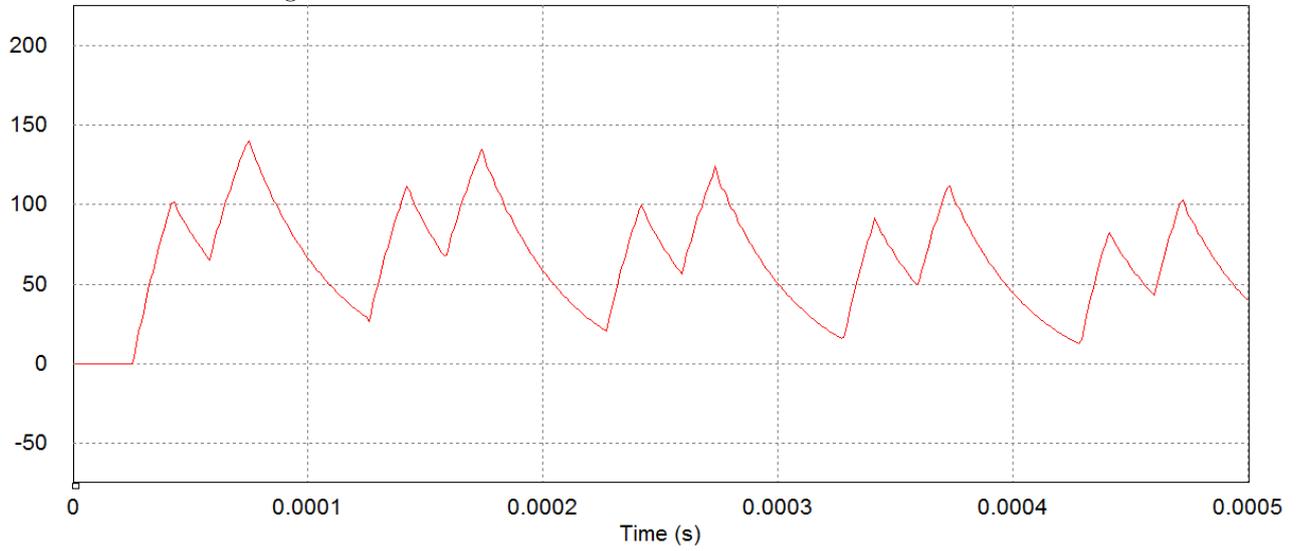


Figura 11: Cabo de 10 metros com filtro RLC na saída do inversor.

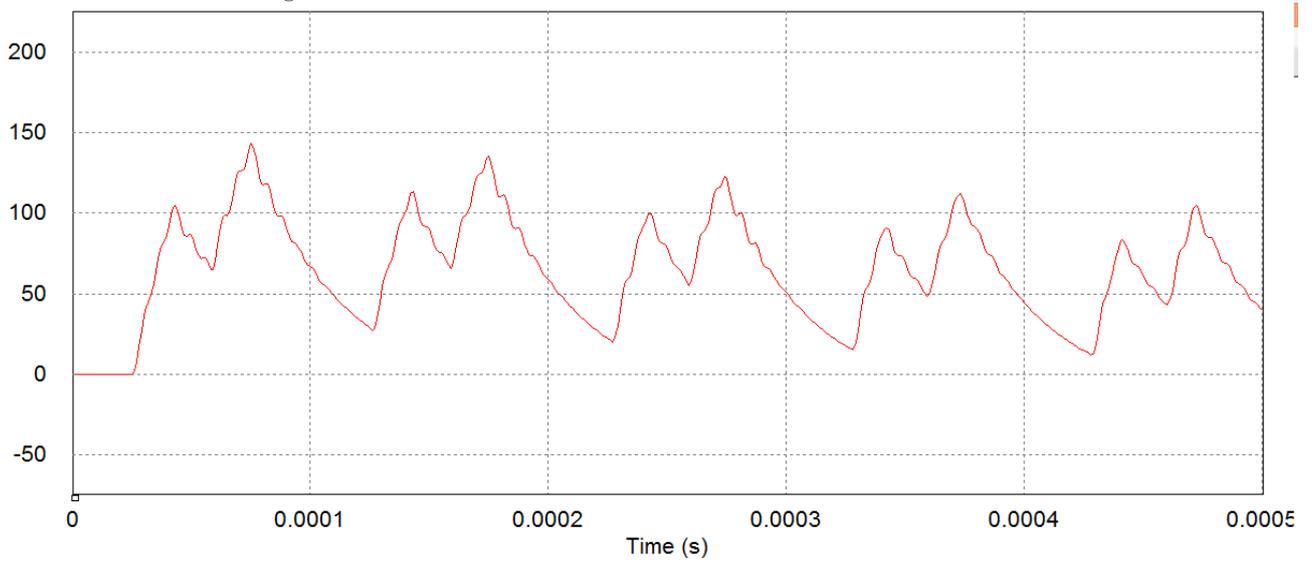


Figura 12: Cabo de 15 metros com filtro RLC na saída do inversor.

