



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DO SEMI-ÁRIDO
CAMPUS MOSSORÓ
ENGENHARIA ELÉTRICA

JOÃO VICTOR DE FREITAS

**MODELAGEM, SIMULAÇÃO E CONTROLE DE VELOCIDADE EM MOTOR CC
SHUNT PARA EMULAÇÃO DE TURBINA EÓLICA**

MOSSORÓ - RN
2020

JOÃO VICTOR DE FREITAS

**MODELAGEM, SIMULAÇÃO E CONTROLE DE VELOCIDADE EM MOTOR CC
SHUNT PARA EMULAÇÃO DE TURBINA EÓLICA**

Projeto de Engenharia Elétrica apresentado a
Universidade Federal Rural do Semi-Árido –
UFERSA, Campus Mossoró para a obtenção do
título de Bacharel em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof^o. Dr. Victor de Paula Brandão
Aguiar - UFERSA

MOSSORÓ - RN

2020

© Todos os direitos estão reservados a Universidade Federal Rural do Semi-Árido. O conteúdo desta obra é de inteira responsabilidade do (a) autor (a), sendo o mesmo, passível de sanções administrativas ou penais, caso sejam infringidas as leis que regulamentam a Propriedade Intelectual, respectivamente, Patentes: Lei nº 9.279/1996 e Direitos Autorais: Lei nº 9.610/1998. O conteúdo desta obra tomar-se-á de domínio público após a data de defesa e homologação da sua respectiva ata. A mesma poderá servir de base literária para novas pesquisas, desde que a obra e seu (a) respectivo (a) autor (a) sejam devidamente citados e mencionados os seus créditos bibliográficos.

F
862m Freitas, João Victor de.
Modelagem, simulação e controle de velocidade
em motor CC shunt para emulação de turbina eólica /
João Victor de Freitas. - 2020.
69 f. : il.

Orientador: Victor de Paula Brandão Aguiar.
Monografia (graduação) - Universidade Federal
Rural do Semi-árido, Curso de Engenharia
Elétrica, 2020.

1. Gerador Síncrono de Fluxo Axial sem Ranhuras
e Culatra Reduzida. 2. Motor CC shunt. 3.
Controlador PI. 4. XCOS. I. Aguiar, Victor de
Paula Brandão, orient. II. Título.

JOÃO VICTOR DE FREITAS

**MODELAGEM, SIMULAÇÃO E CONTROLE DE VELOCIDADE EM MOTOR CC
SHUNT PARA EMULAÇÃO DE TURBINA EÓLICA**

Projeto de Engenharia Elétrica apresentado a
Universidade Federal Rural do Semi-Árido –
UFERSA, Campus Mossoró para a obtenção
do título de Bacharel em Engenharia Elétrica

Defendida em: 08 /12 / 2020.

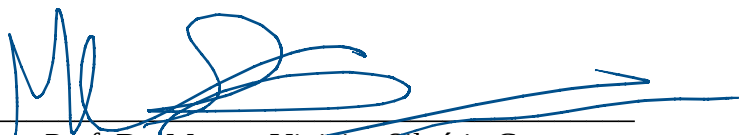
BANCA EXAMINADORA



Prof. Dr. Victor de Paula Brandão Aguiar
Presidente



Prof. Dr. Adriano Aron Freitas de Moura
Membro Examinador



Prof. Dr. Marcus Vinicius Silvério Costa
Membro Examinador

Este trabalho, eu dedico as duas mulheres mais importantes da minha vida, são elas, a minha avó Margarida Ferreira da Silva, que assumiu o papel de mãe e pai desde os meus 3 anos de idade, que sempre me apoiou e me incentivou a estudar e que mesmo não estando mais entre nós, tenho a certeza que ela está feliz por tudo que conquistei e a segunda e tão importante quanto a anterior é aquela que eu chamo de meu amor, Talita Costa Rodrigues, que sempre fica feliz com minhas conquistas, que me ama e tem meu amor e é com quem quero compartilhar minhas alegrias para sempre. Essa conquista não é só minha, mas nossa, por isso, dedico a elas este trabalho.

AGRADECIMENTOS

Meus agradecimentos vão, inicialmente para minha família, que me deu suporte para seguir com a graduação desde o começo até esse momento.

Agradeço ao meu orientador Victor de Paula Brandão, que confiou em mim para atuar como bolsista de iniciação científica que me permitiu realizar essa pesquisa, com isso orientação foi possível obter os resultados apresentados neste trabalho e que além disso, me permitiu condições financeiras de me manter em Mossoró até o termino do curso.

Agradeço a Thyago Christiann da Silva Lopes, pela ajuda na validação do modelo matemático e diagrama de blocos utilizados nas simulações a serem apresentadas neste trabalho.

Agradeço aos meus colegas de curso Guilherme Quaresma Medina, Antonio Nixon Moura de Medeiros, Antonio Gabriel Fernandes Maia e Amanda Dylana Dantas Cavalcante que me ajudaram de várias formas durante todo o curso, seja em grupos de trabalho, para encontrar referências utilizadas neste trabalho além de me ajudarem a me manter em Mossoró.

Por fim, porém sendo a mais importante, meus maiores agradecimentos vão para Talita Costa Rodrigues, a mulher que me faz feliz, o meu amor e presente de Deus e que sempre me dá todo apoio necessário além de seu amor, agradeço a ela por ultimo, para que não se esqueçam do quanto ela foi e ainda é importante enquanto leem o resto destes agradecimentos.

"A determinação herdada, o destino desta era e os sonhos das pessoas. Estas são as coisas que não serão impedidas. Enquanto as pessoas buscarem a liberdade, nada poderá parar essas coisas."

(Gol D. Roger - One Piece)

RESUMO

A geração de energia distribuída tem sido muito utilizada em unidades consumidoras residenciais e comerciais, para essas aplicações ultimamente tem sido usado com muita frequência a energia solar fotovoltaica, onde, ao injetar energia produzida na rede, recebem um abatimento em suas faturas de energia igual ao valor da energia injetada na rede. A desvantagem da energia solar é que é limitada as horas do dia em que o Sol está no céu, dessa forma, durante o período noturno, não existe geração. Uma alternativa para geração distribuída é a energia eólica, que pode gerar energia a qualquer momento desde que exista incidência de ventos. A energia eólica, é gerada por meio de geradores acoplados a turbinas eólicas, porém, a aplicação de um gerador eólico convencional em um meio urbano pode ser inviável devido a certos fatores como os ruídos gerados e o seu alto custo o que torna a sua aplicação inviável para o uso de um gerador eólico convencional. Como forma de solucionar os problemas mencionados pode ser proposto a aplicação de um gerador síncrono de fluxo axial sem ranhuras e culatra reduzida, que apresenta baixo custo de manufatura e baixos níveis de ruído em relação à maioria dos geradores eólicos. Com este objetivo, foi desenvolvido um gerador de fluxo axial, porém não foram realizados testes para obtenção de sua capacidade de geração, para isso, faz-se necessário emular uma turbina eólica para medir a capacidade de geração do gerador mencionado. A emulação da turbina eólica será feita com um motor de corrente contínua com excitação *shunt*, presente no laboratório de instalações elétricas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido - UFERSA. Para que este motor seja utilizado para este fim, é necessário antes realizar estudos para que se possa averiguar qual método de partida mais adequado para o mesmo, para que se possa analisar as grandezas envolvidas no seu funcionamento e além disso, projetar uma forma de controle de velocidade para este motor. Devido a pandemia do COVID-19 e a suspensão das atividades presenciais de graduação na UFERSA, o estudo realizado para este motor foi feito por simulações utilizando o *software* livre *SciLab*, utilizando a ferramenta *XCOS*, onde foi construído um diagrama de blocos no domínio da frequência para o motor CC *shunt*. Com este diagrama foi possível analisar todas as grandezas envolvidas no funcionamento do motor, além de testar as partidas direta, com banco de resistores e com PWM em rampa. Após os testes de partida, foram projetados 2 controladores, sendo um controlador didático apresentado em livros de máquinas elétricas e outro um controlador PI, que foram aplicados no motor a vazio e na situação de plena carga, o que permitiu verificar as grandezas envolvidas nas duas situações de controle. Com os resultados obtidos foi possível tirar conclusões relevantes sobre o funcionamento do motor, tanto na partida, quanto para a situação de controle, tanto em regime transitório quanto em regime permanente.

Palavras-chaves: Gerador Síncrono de Fluxo Axial sem Ranhuras e Culatra Reduzida, Motor CC shunt, Controlador PI, XCOS.

ABSTRACT

Distributed power generation has been widely used in residential and commercial consumer units, for these applications lately solar photovoltaic energies have been used very frequently, where, when injecting energy produced in the grid, they receive a reduction in their energy bills equal to the energy value injected into the network. The disadvantage of solar energy is that it is limited to the hours of the day when the sun is in the sky, so during the night period, there is no generation. An alternative for distributed generation is wind energy, which can generate energy at any time as long as there is an incidence of winds. Wind energy is generated by generators coupled with wind turbines, however, the application of a conventional wind generator in an urban environment may be unfeasible due to certain factors such as the noise generated and its high cost which makes its application unfeasible for the use of a conventional wind generator. As a way to solve the mentioned problems, it can be proposed the application of a synchronous axial flux generator without grooves and reduced breech, which presents low manufacturing cost and low noise levels in relation to most wind generators. With this objective, a generator was developed of axial flux, however, tests were not carried out to obtain its generation capacity, therefore, it is necessary to emulate a wind turbine to measure the generation capacity of the mentioned generator. The emulation of the wind turbine will be made with a DC motor with a drive excitation, present in the electrical installations laboratory of the Federal Rural University of the Semi-Arid - UFERSA. In order for this engine to be used for this purpose, it is necessary to carry out studies beforehand so that one can ascertain which method of departure is most suitable for it, so that one can analyze the major issues involved in its operation and furthermore, design a form of speed control for this motor. Due to the COVID-19 pandemic and the suspension of face-to-face graduation activities at UFERSA, the study carried out for this engine was carried out by simulations using the free software SciLab, using the software XCOS tool, where a block diagram in the domain of the Laplace transform was built. for the DC shunt motor. With this diagram it was possible to analyze all the quantities involved in the operation of the motor, in addition to testing direct splits, with a bank of resistors and with PWM on a ramp. After the start-up tests, 2 controllers were designed, one didactic controller presented in electric machine books and the other a PI controller, which were applied to the empty motor and the full load situation, which allowed to verify the quantities involved in the two control situations. With the results obtained, it was possible to draw relevant conclusions about the operation of the engine, both starting and for the control situation, transient state and steady state.

Keywords: Synchronous Axial Flux Generator without Slots and Reduced Yoke, DC shunt Motor, PI Controller, XCOS.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1:	Fluxograma de classificação das máquinas elétricas	17
Figura 2:	Modelo de máquina SSSR	18
Figura 3:	Modelo de máquina DSSR	19
Figura 4:	Modelo de máquina SSDR	19
Figura 5:	Modelo de máquina MSMR	20
Figura 6:	Circuito Equivalente do motor CC <i>shunt</i>	22
Figura 7:	Diagrama de Blocos do Motor CC <i>Shunt</i>	24
Figura 8:	Formas de onda para diferentes valores de D	28
Figura 9:	Esquema de controle da tensão de armadura	29
Figura 10:	Esquema de controle PID genérico	31
Figura 11:	Diagrama polar do lugar geométrico das raízes	34
Figura 12:	Diagrama polar do lugar geométrico das raízes do sistema controlado	37
Figura 13:	Diagrama de blocos para a partida direta	38
Figura 14:	Tensão de armadura na partida direta	39
Figura 15:	Corrente de armadura na partida direta	39
Figura 16:	Corrente de campo na partida direta	40
Figura 17:	Torque eletromecânico na partida direta	40
Figura 18:	Velocidade do eixo na partida direta	41
Figura 19:	Torque em carga na partida direta	41
Figura 20:	Potência no eixo na partida direta	42
Figura 21:	Diagrama de partida com resistores	42
Figura 22:	Esquema para comutação das resistências	43
Figura 23:	Corrente de armadura na partida com resistores	44
Figura 24:	Torque eletromecânico na partida com resistores	45
Figura 25:	Velocidade do eixo na partida com resistores	45
Figura 26:	Torque em carga na partida com resistores	46
Figura 27:	Potência no eixo na partida com resistores	46
Figura 28:	Tensão de armadura na partida com rampa PWM	47
Figura 29:	Corrente de armadura na partida com rampa PWM	48

Figura 30:	Corrente de campo na partida com rampa PWM	48
Figura 31:	Torque eletromecânico na partida com rampa PWM	49
Figura 32:	Velocidade do eixo na partida com rampa PWM	49
Figura 33:	Torque em carga na partida com rampa PWM	50
Figura 34:	Potência no eixo na partida com rampa PWM	50
Figura 35:	Diagrama de controle da tensão terminal de armadura	51
Figura 36:	Fonte controlada	51
Figura 37:	Tensão de armadura para o controle de velocidade	52
Figura 38:	Corrente de armadura para o controle de velocidade	52
Figura 39:	Corrente de campo para o controle de velocidade	53
Figura 40:	Torque eletromecânico para o controle de velocidade	53
Figura 41:	Velocidade do eixo para o controle de velocidade	54
Figura 42:	Torque em carga para o controle de velocidade	55
Figura 43:	Potência no eixo para o controle de velocidade	55
Figura 44:	Diagrama do esquema de conexão do controlador PI	56
Figura 45:	Tensão terminal de armadura para o controle de velocidade PI a vazio . . .	57
Figura 46:	Tensão terminal de armadura para o controle de velocidade PI em plena carga	57
Figura 47:	Corrente de armadura para o controle de velocidade PI a vazio	58
Figura 48:	Corrente de armadura para o controle de velocidade PI em plena carga . . .	58
Figura 49:	Corrente de campo para o controle de velocidade PI a vazio	59
Figura 50:	Corrente de campo para o controle de velocidade PI em plena carga	59
Figura 51:	Torque eletromecânico para o controle de velocidade PI a vazio	60
Figura 52:	Torque eletromecânico para o controle de velocidade PI em plena carga . .	60
Figura 53:	Velocidade do eixo para o controle de velocidade PI a vazio	61
Figura 54:	Velocidade do eixo para o controle de velocidade PI em plena carga	61
Figura 55:	Sinal de erro para o controle de velocidade PI a vazio	62
Figura 56:	Sinal de erro para o controle de velocidade PI em plena carga	62
Figura 57:	Torque no eixo para o controle de velocidade PI a vazio	63
Figura 58:	Torque no eixo para o controle de velocidade PI em plena carga	63
Figura 59:	Potência no eixo para o controle de velocidade PI a vazio	64
Figura 60:	Potência no eixo para o controle de velocidade PI em plena carga	64

LISTA DE TABELAS

Tabela 1:	Dados de geração distribuída quanto a fonte geradora	16
Tabela 2:	Características de funcionamento do motor	21
Tabela 3:	Constantes elétricas e mecânicas do motor	24
Tabela 4:	Sintomia Ziegler-Nichols baseada na resposta ao degrau	31

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
2	ENERGIA EÓLICA PARA A GERAÇÃO DISTRIBUIDA	15
2.1	A GERAÇÃO DISTRIBUÍDA	15
3	MÁQUINAS DE FLUXO AXIAL	17
3.1	A TOPOLOGIA DE MÁQUINAS DE FLUXO AXIAL	18
4	MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA	21
4.1	MODELAGEM E SIMULAÇÃO DO MOTOR DE CORRENTE DE CONTÍNUA	22
4.2	PROJETO DE PARTIDA DIRETA	26
4.3	PROJETO DE PARTIDA COM RESISTORES	26
4.4	PARTIDA COM PWM EM RAMPA	27
4.5	PROJETO DE CONTROLE DE VELOCIDADE	29
4.5.1	Projeto de Controlador PI	31
5	ANÁLISE DE RESULTADOS	38
5.1	DADOS DA PARTIDA DIRETA	38
5.2	DADOS DA PARTIDA COM RESISTORES	42
5.3	DADOS DA PARTIDA COM PWM EM RAMPA	47
5.4	DADOS DO CONTROLE DE VELOCIDADE	51
6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	66
	REFERÊNCIAS	68

1 INTRODUÇÃO

Uma máquina CC (Corrente Contínua) é uma máquina elétrica que funciona sendo alimentada por corrente contínua ou pulsada. Segundo Umans (2014), uma máquina CC apresenta o estator com polos salientes, é excitada por uma ou mais bobinas de campo e a distribuição do fluxo criado pelos enrolamentos de campo no entreferro é simétrica em relação à linha central dos polos de campo.

A principal vantagem das máquinas CC em comparação as máquinas CA convencionais está na sua versatilidade, que por meio das diversas combinações de enrolamentos de campo, elas podem ser projetadas de modo a apresentar uma ampla variedade de características de tensão *versus* corrente ou de velocidade *versus* conjugado, para operações dinâmicas e em regime permanente (UMANS, 2014). Além da sua versatilidade, a partida e o controle de velocidade de uma máquina CC é mais simples se comparado ao que é utilizada nas máquinas CA com as formas de partida do tipo Estrela-Triângulo e outras muito conhecidas.

Tendo em vista essa simplicidade e facilidade no uso de máquinas CC, este trabalho visa realizar a modelagem de um motor CC para simulação das formas de partida e do controle de velocidade, para que posteriormente o motor CC aqui estudado seja utilizado para emular uma turbina eólica em um gerador de fluxo axial para que se possa medir sua capacidade de geração para uso em geração distribuída. O motor CC utilizado aqui será um motor com excitação *shunt*, de potência de 1.1 kW e velocidade nominal de 3600 RPM.

Um outro uso para o motor CC e o controle de velocidade que pode ser mencionado é que o mesmo pode ser utilizado para realizar emulações de cargas rotativas de forma que seja um emulador com propósitos gerais, podendo ser capaz de emular o eixo de rotação de veículos elétricos em diferentes terrenos e situações, porém neste trabalho o foco principal será a emulação de turbina eólica para uso no gerador de fluxo axial para que se possa obter sua curva característica.

Segundo a Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL (2012), a microgeração e minigeração distribuídas são classificadas quanto a potência nominal de geração, sendo classificado como microgeração uma unidade geradora de energia com potência menor ou igual a 75 kW que utilize cogeração ou fontes renováveis de energia elétrica e que esteja conectada a rede elétrica por meio de instalações de unidades consumidoras, a minigeração, por sua vez, mantém a mesma definição, porém a potência da unidade geradora deve estar entre 75 kW e 5 MW.

A geração de energia distribuída tem sido muito utilizada em unidades consumidoras (UC's) residenciais e comerciais, tendo como tipo de energia, a energia solar, dessa forma, por meio da quantidade de energia produzida por estes sistemas, o consumidor pode ter um abatimento no valor da sua fatura de energia e ainda acumular créditos que podem ser utilizados posteriormente.

Outra forma bastante utilizada, principalmente por UC's que comprem energia de média tensão para compensar a energia consumida durante o horário de ponta, ou seja, o horário onde a

tarifa de energia para consumidores de média tensão é mais alta, é o uso de geradores a *diesel*, que é ligado no horário de ponta para compensar o consumo de energia, gerando assim uma economia para o cliente da concessionária.

Já no que se refere ao uso de geradores a *diesel* podem ser listados como problemas excesso de ruídos, vazamentos de combustível e emissão de gases poluentes. Quando desprovidos de proteção acústica a maioria dos geradores produzidos no Brasil pode emitir ruídos que superam os 100 dB (KUREK, 2018 apud CUMMINS, 2011, p. 26), esse nível de ruído pode causar problemas auditivos a pessoas que residam nas proximidades do local onde o gerador está operando. Já no caso de vazamento de óleo diesel, segundo Cummins (2011) o combustível poderá contaminar as rede de água pluviais, ou seja, os rios. Além de todos estes problemas ao meio ambiente, em muitos casos o custo benefício na compra de combustível pode não ser viável para o consumidor.

Tendo em vista as desvantagens e os problemas causados pelas formas mais comuns de geração de energia distribuída, faz-se necessário o uso de uma fonte de energia limpa e que seja complementar a geração elétrica gerada por dispositivos de conversão solar-elétrica. Neste caso, a alternativa pode ser o uso de geradores eólicos, pois, é uma fonte de energia limpa, que pode funcionar em qualquer horário do dia, desde que tenha a ocorrência de ventos, por fim, quanto ao nível de ruídos, tem-se que o nível médio de ruído emitido por um gerador de potência de 2 MW é em média de 100 dB (MARQUES, 2016), dessa forma é de se esperar que o nível de ruído de um gerador eólico de potência muito inferior seja bem menor, tornando assim uma alternativa viável ao uso dos dois métodos citados anteriormente.

As máquinas de fluxo axial de ímãs permanentes (Axial-Flux Permanent-Magnet - AFPM) têm sido muito utilizadas ultimamente em aplicações como, veículos elétricos, turbinas eólicas e equipamentos industriais, como estas máquinas podem apresentar um grande número de pólos, elas são ideais para o acoplamento direto (Daghighi; Javadi; Javadi, 2017). Considerando este fato a respeito das máquinas de fluxo axial, é possível realizar testes com acoplamento direto no motor CC para que se possa medir sua capacidade de geração

No capítulo 2 deste trabalho, será feito uma revisão bibliográfica sobre a energia eólica e a geração distribuída, bem como a apresentação de dados sobre a quantidade, tipo e potência instalada nas unidades de micro e mini geração de energia. No capítulo 3 será feita uma revisão bibliográfica sobre as máquinas de fluxo axial.

O capítulo 4 irá apresentar uma revisão bibliográfico sobre o motor de corrente contínua com foco no motor de corrente contínua com excitação *shunt* ou paralela. Será apresentado neste capítulo a modelagem matemática do motor e a construção do diagrama de blocos para simulação utilizando a ferramenta *XCOS* do *SciLab*, além do projeto de partida direta, com resistores, com PWM crescente e o projeto do controlador de velocidade do motor CC.

Por fim, o capítulo 5 irá apresentar os resultados obtidos na simulação, ou seja, corrente de campo, armadura, torque eletromagnético, potência e torque no eixo e velocidade do eixo.

2 ENERGIA EÓLICA PARA A GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

A energia proveniente dos ventos tem sido utilizada pela humanidade desde os primórdios, pode-se citar a criação dos barcos a vela, os veleiros pelos egípcios por volta de 5 000 a.C. (EL-SHARKAWI, 2016), o que mostra que a energia eólica sempre esteve presente no desenvolvimento das civilizações humanas. Em 1854, o moinho de vento foi inventado por Daniel Halladay, pelo menos até onde se tem conhecimento, este moinho de vento era utilizado para fazer a moagem de grãos.

Pouco tempo depois da criação do moinho de vento por Daniel Halladay, no ano 1888 Charles Francis Brush conseguiu converter a energia cinética dos ventos, que até então era utilizada somente para trabalhos mecânicos (como a moagem de grãos citada anteriormente), em energia elétrica, sendo este o primeiro modelo de turbina eólica, segundo El-Sharkawi (2016), a turbina eólica de Charles era capaz de produzir apenas 12 kW de energia, um valor consideravelmente pequeno, tendo em vista que a estrutura tinha mais de 20 metros, porém, ainda pode ser caracterizado como um grande avanço, uma vez que se passaram apenas 34 anos da criação do moinho de vento.

Tendo em vista este contexto histórico, é possível notar não só como a energia dos ventos sempre esteve presente no desenvolvimento das sociedades humanas, ainda é importante ressaltar como a evolução deste tipo de tecnologia veio a ocorrer de forma rápida. Dessa forma, para seguir o ritmo histórico e atual do desenvolvimento de tecnologias para o uso da energia dos ventos, pode-se justificar a importância de pesquisa e desenvolvimento de processos e produtos nesta área.

2.1 A GERAÇÃO DISTRIBUÍDA

O uso de geradores eólicos para a produção de energia configura uma excelente alternativa para praticamente todos os níveis de demanda, podendo ser uma alternativa viável para a universalização do acesso a energia elétrica, uma vez que pequenas usinas podem suprir as necessidades de locais mais isolados, principalmente no Brasil que atualmente a maioria dos estudos indica um potencial eólico maior do que 60.000 MW (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL, 2005), dessa forma, é mais do que lógico fazer o uso de geradores eólicos para a produção de energia para consumidores residenciais e comerciais, porém antes de que seja implementado tal sistema, é imprescindível que seja feito um estudo de viabilidade. Após a implementação de um sistema de geração baseado em energia eólica em uma unidade consumidora deve ser encaminhado os dados do sistema a distribuidora de energia para registro da unidade consumidora no sistema de compensação de energia regido pela REN 482, de 17 de abril de 2012.

Entretanto, existem diversas formas são utilizadas para a produção de energia para a geração distribuída, na Tabela 1 são apresentados dados sobre a geração distribuída quanto a fonte geradora.

Tabela 1: Dados de geração distribuída quanto a fonte geradora

	Eólica	Solar	UTE ¹	CGH ²
Número de Usinas	61	187853	216	101
Número de UC's beneficiadas	105	236245	4531	8473
Potência Instalada (kW)	10401,86	2177979,01	67335,54	97681,8

Fonte: Agência Nacional de Energia Elétrica – ANEEL (2020)

1. Usinas Termoeletricas, 2. Centrais Geradoras Hidroeletricas

É notável que a fonte mais utilizada para esse tipo de usina é a energia solar fotovoltaica e a menos utilizada são as usinas que usam a energia eólica como fonte geradora, sendo inferior até mesmo as centrais geradoras hidroelétricas e as usinas termoeletricas.

Seria necessário um estudo mais profundo para que fosse possível afirmar com exatidão o motivo do número reduzido de usinas eólicas para a finalidade da geração distribuída em comparação com as outras fontes geradoras, porém é provável que o custo benefício de uma usina eólica utilizando a tecnologia convencional torne o seu uso inviável, especialmente para o uso residencial ou comercial, dessa forma, reduzir o custo de produção de turbinas eólicas é imprescindível para que o número de usinas eólicas de pequeno porte seja mais acessível e atrativo para consumidores residenciais e comerciais como é o caso da energia solar nos dias atuais.

Uma turbina eólica é composta de várias partes, porém as mais básicas são as pás, o rotor, o multiplicador de engrenagens, a nacelle e por fim o gerador elétrico, além destes elementos, existem outros elementos para o controle da turbina, porém tendo como base os componentes aqui citados, para reduzir o custo de uma turbina eólica, deve-se portanto, reduzir o custo de produção destes componentes. Dentre estes componentes o mais complexo deles é o gerador elétrico, responsável por converter a energia cinética das pás em movimento em energia elétrica.

Uma alternativa ao uso dos geradores de fluxo radial convencionais são os geradores de fluxo axial, pois podem fornecer um alto torque além de poderem apresentar um grande número de polos (Di Stefano; Marignetti, 2012), devido ao grande número de polos, estas máquinas são ideais para o acoplamento direto (Daghighi; Javadi; Javadi, 2017), sendo assim, ideais para a proposta principal deste trabalho. Na próxima seção deste trabalho é apresentada uma revisão bibliográfica sobre as máquinas de fluxo axial.

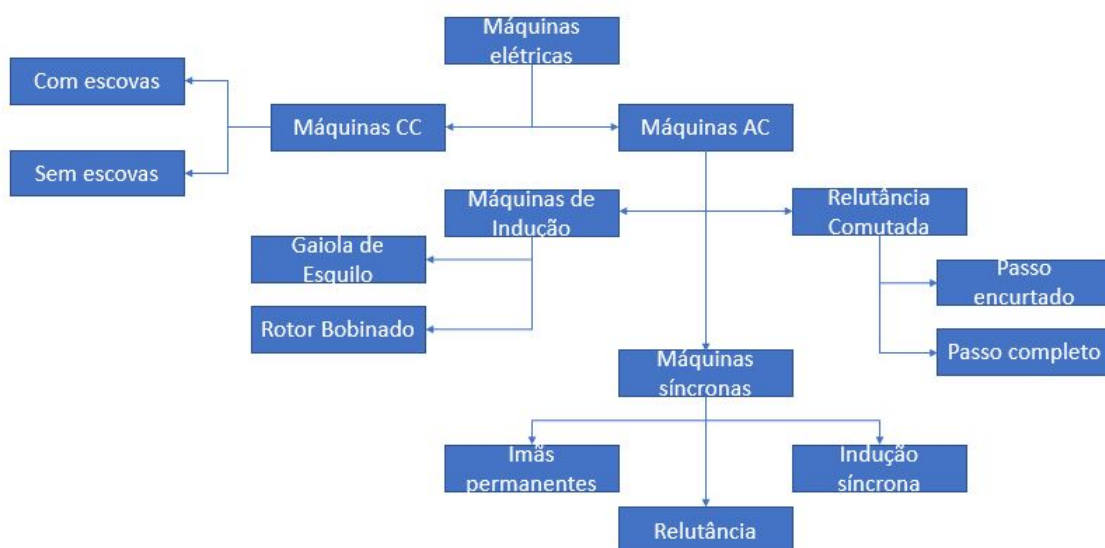
Dessa forma, foi projetado e desenvolvido um gerador síncrono de fluxo axial com ímãs permanentes sem ranhuras. Segundo Cruz (2019), ainda existe a necessidade de realizar o levantamento da curva característica a vazio entre tensão e velocidade e os testes de capacidade de geração do referido gerador, para isso, será utilizado um motor CC *shunt*, para emulação de turbina eólica. Com o objetivo de utilizar o motor em questão para este fim, aqui será trabalhado a sua modelagem, para estudos em simulações, com o objetivo de compreender seu funcionamento para em seguida realizar o acoplamento entre as duas máquinas para que assim, possam ser realizados os testes que faltam no gerador construído.

3 MÁQUINAS DE FLUXO AXIAL

A primeira máquina de fluxo axial foi desenvolvida por Faraday no ano de 1831, sendo esta a primeira máquina elétrica criada (Amin; Khan; Hussain Bukhari, 2019 apud GIERAS; WANG; KAMPER, 2008, p. 19), porém, a patente da máquina de fluxo axial, foi reivindicada 6 anos depois da sua invenção, em 1837 por Davenport.

Embora as máquinas de fluxo axial tenham sido as primeiras máquinas elétricas, este grupo de máquinas pode ser dividido em outros subgrupos, dos quais, as máquinas de fluxo axial são apenas uma entre os diversos tipos, na Figura 1, tem-se a classificação das máquinas elétricas.

Figura 1: Fluxograma de classificação das máquinas elétricas



Fonte: Adaptada de Husain (2017)

Na Figura 1, as máquinas de fluxo axial não estão amostra, pois, elas pertencem ao grupo de máquinas de Imãs permanentes, máquinas de imãs permanentes são divididas em máquinas de fluxo radial, máquinas de fluxo transversal e por fim máquinas de fluxo axial. Nas máquinas de fluxo radial - RFPMs, o fluxo cruza o entreferro na direção radial com a sentido de fluxo longitudinal, já nas AFPMs, o fluxo passa na direção axial e tem a sentido longitudinal do fluxo no núcleo. Por fim as máquinas de fluxo transversal - TFPMs têm configuração de fluxo transversal, porém O fluxo no entreferro nas TFPMs pode assumir a direção radial ou axial (HUSAIN, 2017).

Dada a importância histórica das máquinas de fluxo axial para o desenvolvimento das máquinas elétricas, é de se esperar que em quase 200 anos de existência deste tipo de máquina já exista uma gama enorme de materiais de pesquisa e desenvolvimento, porém, segundo Cao, Huang e Jin (2011), seu desenvolvimento em comparação com outra máquina de mesma categoria, as máquinas RFPMs, tem sido muito lento, isso ocorre pois, a força de atração magnética entre o estator e o rotor causada pelos imãs, faz com que os discos sejam deformados

devido a força a qual estão submetidos.

Mesmo a dificuldade para produção deste tipo de máquinas em comparação com as RFPM's as AFPMs apresentam as seguintes vantagens: (Mahmoudi et al., 2013).

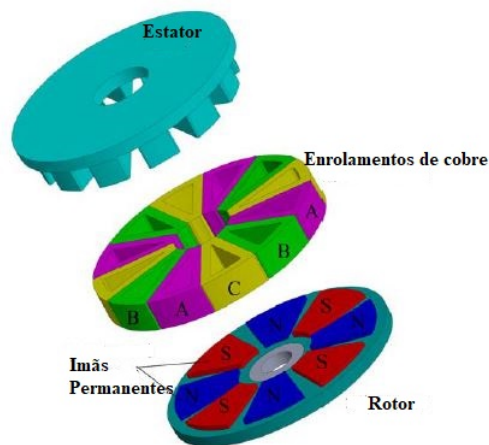
1. A maior relação torque/peso³;
2. Menor ruído e menor vibração.

Devido a estas vantagens, ultimamente estas máquinas foram utilizadas em diversas áreas, como a área industrial, militar, sistemas de energia renovável e até mesmo em aplicações domésticas elas foram utilizadas (Amin; Khan; Hussain Bukhari, 2019).

3.1 A TOPOLOGIA DE MÁQUINAS DE FLUXO AXIAL

As AFPMs podem ser classificadas quanto a sua topologia como sendo de, estator único rotor único - SSSR⁴, rotor duplo estator único - SSDR⁵, rotor único estator duplo - DSSR⁶ ou multirotor multistator - MSMR⁷. As máquinas do tipo SSSR, segundo Mirimani, Vahedi e Marignetti (2012), são as máquinas de fluxo axial mais simples, pois, são compostas de um disco no rotor, que contém os ímãs permanentes e um disco no estator nos quais estão as bobinas de cobre, conforme mostrado na Figura 2.

Figura 2: Modelo de máquina SSSR



Fonte: Adaptada de Amin, Khan e Hussain Bukhari (2019)

Na Figura 2 é apresentada um exemplo de máquina SSSR com 4 polos e 12 ranhuras, devido ao seu alto torque e estrutura compacta, ela pode ser aplicada em indústrias para o acionamento de servos eletromecânicos e em elevadores sem engrenagem (HAKALA, 2000).

³ Isso ocorre devido à aplicação de menos material do núcleo, menor tamanho, planar e abertura de ar facilmente ajustável

⁴ *Single-Stator Single-Rotor*

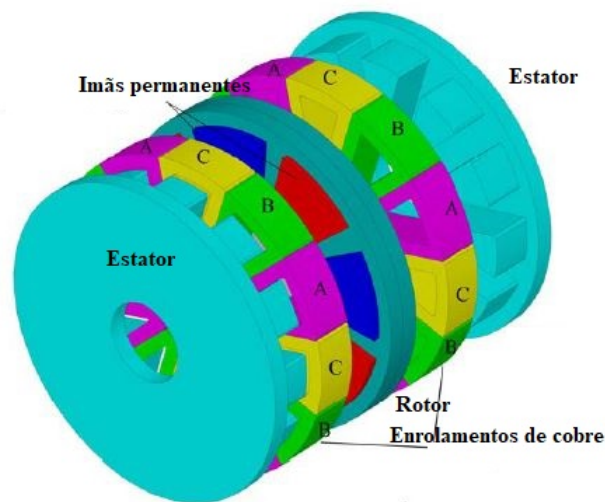
⁵ *Single-Stator Double-Rotor*

⁶ *Double-Stator Single-Rotor*

⁷ *MultiStator MultiRotor*

Nas máquinas tipo DSSR, o rotor está localizado entre dois estatores com fenda (tipo SS) ou estatores sem slot (tipo NS), enquanto os ímãs estão localizados a superfície do disco do rotor ou dentro do disco do rotor (Parviainen; Niemela; Pyrhonen, 2004). A Figura 3 apresenta um exemplo de máquina DSSR com 4 polos e 12 ranhuras em pares, com enrolamento concentrado.

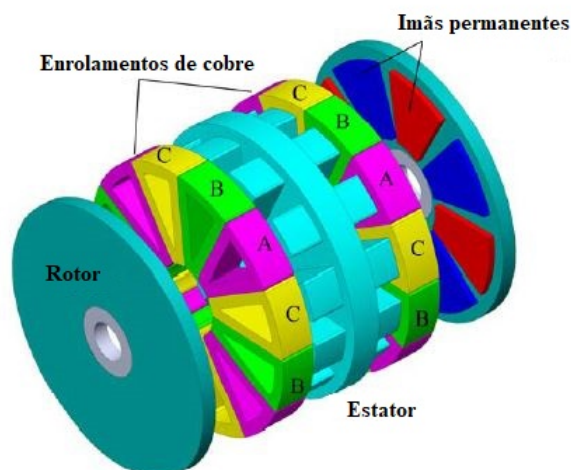
Figura 3: Modelo de máquina DSSR



Fonte: Adaptada de Amin, Khan e Hussain Bukhari (2019)

As máquinas do tipo SSDR, podem apresentar o o estator com ou sem ranhuras que fica localizado entre os dois rotores, nesse tipo de máquina o fluxo principal viaja axialmente através do estator ou circunferencialmente no garfo do estator enquanto o torque é gerado pelos enrolamentos de direção radial, conforme é mostrado em Surong Huang, Aydin e Lipo (2001). Para fins de exemplo, na Figura 4, é apresentada uma máquina SSDR de 4 polos e 12 ranhuras em pares, com enrolamento concentrado.

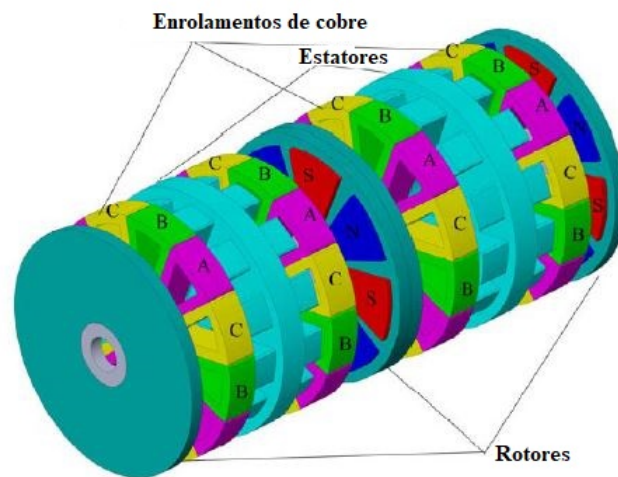
Figura 4: Modelo de máquina SSDR



Fonte: Adaptada de Amin, Khan e Hussain Bukhari (2019)

Por fim, as máquinas tipo MSMR, podem ser construídas partindo de modelos SSDR ou DSSR, elas são compostas de um número N de estatores e um número $N + 1$ de rotores, podendo os enrolamentos estarem conectados em série ou em paralelo conforme é mencionado em Caricchi et al. (1996), na Figura 5 está apresentada uma máquina deste tipo, com 4 polos e 12 ranhuras em pares, ela apresenta um número $N = 2$ de estatores e um número $N + 1 = 3$ de rotores.

Figura 5: Modelo de máquina MSMR



Fonte: Adaptada de Amin, Khan e Hussain Bukhari (2019)

A vantagem desta topologia de máquinas é que com ela é possível aumentar o torque a potência sem que seja necessário aumentar o diâmetro na máquina (Amin; Khan; Hussain Bukhari, 2019).

4 MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA

As máquinas de corrente contínua, ou máquinas CC, são assim chamadas pois, são alimentadas por tensão e corrente contínuas, além disso, a tensão CA que é gerada nas bobinas de armadura é convertida em tensão CC por meio de um comutador rotativo e escovas estacionárias (UMANS, 2014).

As máquinas CC foram as primeiras máquinas elétricas a serem utilizadas, uma vez que, os primeiros sistemas de potências eram em corrente contínua, porém após a década de 1890, os sistemas de corrente alternada começaram a ultrapassar os sistemas de corrente contínua, o que reduziu o uso de máquinas CC, como motores e geradores (CHAPMAN, 2013). Hoje em dia, os motores CC ainda são bastante utilizados, principalmente em veículos e aeronaves que, tem em seu interior um sistema elétrico que funciona em corrente contínua. O uso de motores CC, atualmente se deve a sua praticidade e versatilidade, pois apresentam uma faixa de velocidades muito ampla. além disso, o seu acionamento e o controle de sua velocidade é mais simples, quando comparado as máquinas de corrente alternada.

As máquinas CC caracterizam-se por sua versatilidade. Por meio das diversas combinações de enrolamentos de campo, elas podem ser projetadas de modo a apresentar uma ampla variedade de características de tensão *versus* corrente ou de velocidade *versus* conjugado, para operações dinâmicas e em regime permanente Umans (2014).

Segundo Chapman (2013), os motores CC, apresentam basicamente 5 classificações, que estão relacionadas as combinações do enrolamento de campo e sua forma de excitação nas bobinas de campo, dessa forma, os tipos de motores CC são:

1. O motor CC de excitação independente
2. O motor CC em derivação⁸
3. O motor CC de ímã permanente
4. O motor CC série
5. O motor CC composto

O objeto de estudo deste trabalho, será um motor CC *shunt* modelo DL 1023P, presente no laboratório de instalações elétricas da Universidade Federal Rural do Semi-Árido - UFERSA, com as características mostradas na Tabela 2

Tabela 2: Características de funcionamento do motor

Tensão Nominal	220 V _{DC}	Corrente Nominal	6.5 A
Tensão de Campo	160 V _{DC}	Corrente de Campo	0.3 A
Velocidade	3600 RPM	Potência	1.1 kW

Fonte: O autor

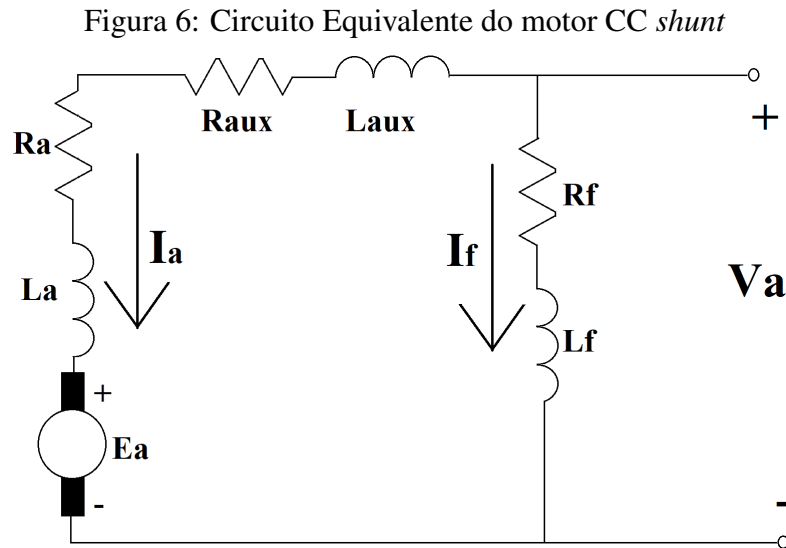
⁸Também chamado de motor CC *Shunt*

Para a emulação de turbina eólica pretendida, é desejado uma velocidade de rotação de 400 RPM, dessa forma, o objetivo será analisar o modelo do motor CC *shunt*, construir um modelo do motor no *SciLab/Xcos* para obter as curvas de funcionamento do motor, e em seguida projeto um controlador para que o motor atinja a velocidade de 400 RPM.

Para seja possível implementar um modelo do motor CC no *Xcos*, deve-se inicialmente modelar o mesmo no domínio da frequência, para que assim, seja possível construir um diagrama de blocos e para que assim, possam ser realizadas as simulações de partidas e de controle do mesmo.

4.1 MODELAGEM E SIMULAÇÃO DO MOTOR DE CORRENTE DE CONTÍNUA

Para modelar o motor CC *shunt* no domínio da frequência é utilizado o seu circuito equivalente, tal circuito equivalente é mostrado na Figura 6.



Fonte: Adaptada de Umans (2014)

Sendo V_a a tensão aplicada nos terminais da armadura do motor, a corrente que fluirá pelo ramo do campo e pelo ramo da armadura no domínio da frequência, será dada pelas Equações 1 e 2 respectivamente.

$$I_f(s) = \frac{V_a(s)}{R_f + L_f s} \quad (1)$$

$$I_a(s) = \frac{V_a(s) - E_a(s)}{R_a + R_{aux} + (L_a + L_{aux})s} \quad (2)$$

O termo E_a é a tensão induzida na armadura, dada pela Equação 3.

$$E_a = L_{af} I_f \omega \quad (3)$$

Na Equação 3 o termo $L_{af} I_f$ representa a excitação das bobinas de campo (UMANS,

2014). Sendo $V_a(s)$ o sinal de entrada do ramo do campo do motor e $I_f(s)$ o sinal de saída do campo, a função de transferência é dada como mostrado na Equação 4.

$$\frac{I_f(s)}{V_a(s)} = \frac{1}{R_f + L_f s} \quad (4)$$

Para o ramo da armadura, o sinal de entrada é dado pela expressão $V_a(s) - E_a(s)$, dessa forma, a função de transferência será a mostrada na Equação 5.

$$\frac{I_a(s)}{V_a(s) - E_a(s)} = \frac{1}{R_a + R_{aux} + (L_a + L_{aux})s} \quad (5)$$

Tendo modelado a parte elétrica do motor, é necessário modelar a parte mecânica, que diz respeito ao eixo do motor. Sabe-se que em operação, o movimento do eixo nos entrega um certo torque, que combinado com sua velocidade de rotação, gera potência para que algum trabalho seja realizado. O torque entregue pelo eixo, será a diferença entre o torque eletromecânico gerado e o torque do carregamento do motor, ou seja.

$$T_{eixo}(s) = T_E(s) - T_L(s) \quad (6)$$

Segundo C.Dorf e Bishop (2001), no domínio da frequência o torque no eixo é dado como sendo.

$$T_{eixo} = \omega(s)(B + Js) \quad (7)$$

Na Equação 7, $\omega(s)$ é a velocidade de rotação do eixo, B é o coeficiente de atrito e J é o momento de inércia do eixo do motor, sendo assim, a função de transferência para o eixo do motor será a apresentada na Equação 8.

$$\frac{\omega(s)}{T_{eixo}(s)} = \frac{1}{B + Js} \quad (8)$$

Para a função de transferência da Equação 8, a entrada será a diferença mostrada na Equação 6, onde o torque eletromecânico gerado, é dado pela Equação 9, já o torque em carga é definido pela situação onde o motor é aplicado.

$$T_E = [L_{af} I_f] I_a \quad (9)$$

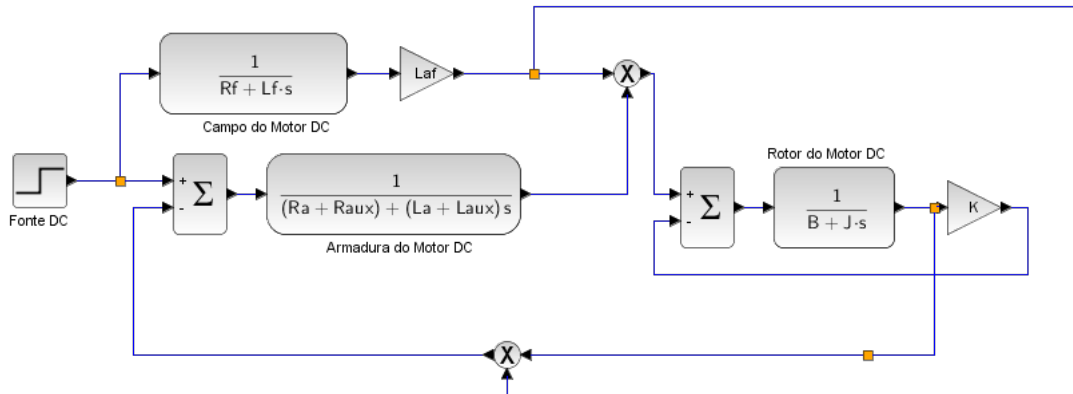
Na Equação 9, o termo L_{af} é a indutância mútua entre campo e armadura. Para o caso estudado, o torque do carregamento será feito por uma realimentação do próprio torque do eixo, ou seja, a velocidade angular de rotação será multiplicada por uma constante K , para que seja convertida em torque para emular um carregamento do motor, dessa forma, quando submetido a sua tensão nominal, o motor irá atingir em regime permanente sua velocidade, torque e potência nominal do eixo, pois essa será limitada pelas correntes geradas no campo e na armadura após estas atingirem seus valores em regime permanente. O valor da constante K será calculado

como sendo.

$$K = \frac{T_{nominal}}{\omega_{nominal}} \quad (10)$$

Com todas as funções de transferências definidas, foi construído um diagrama de blocos no *SciLab/Xcos*, o diagrama construído é mostrado na Figura 7.

Figura 7: Diagrama de Blocos do Motor CC *Shunt*



Fonte: O autor

O diagrama mostrado na Figura 7, é um diagrama genérico, que representaria qualquer tipo de motor CC com excitação *shunt*, sendo necessário apenas definir os valores numéricos das constantes elétricas e mecânicas do motor. É importante aqui ressaltar que este modelo não foi encontrado na literatura, uma vez que em livros de modelagem de sistemas dinâmicos e controle, o modelo encontrado quando se trata de motor CC se referem a motores CC de ímãs permanentes ou com excitação independente, sendo este uma contribuição relevante para o estudo deste tipo de máquina por meio de simulações em um *software* livre.

Por fim, para utilizar o modelo criado, é necessário saber as constantes elétricas e mecânicas do motor, estas informações foram obtidas com o fabricante do motor que será analisado, as resistências e indutâncias e demais constantes são as apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3: Constantes elétricas e mecânicas do motor

R_a	3.2 Ω	L_a	0.044 H
R_{aux}	0.2 Ω	L_{aux}	0.022 H
R_f	625 Ω	L_f	138 H
B	9.35×10^{-4} kg/s	J	9×10^{-4} N.m.s ² /rad

Fonte: DeLorenzo

Com os valores fornecidos pelo fabricante na Tabela 3 e os valores mostrados na Tabela 2, é possível calcular o valor da indutância mútua entre campo e armadura e o valor da constante K .

O torque nominal é encontrado utilizando a Equação 11.

$$P_{nominal} = T_{nominal} \omega_{nominal} \quad (11)$$

A velocidade de rotação do motor em rad/s é calculada como sendo.

$$\omega_{nominal} = 3600 \times \frac{\pi}{30} \simeq 377 \text{ rad/s} \quad (12)$$

Já o torque nominal é calculado como sendo.

$$T_{nominal} = \frac{P_{nominal}}{\omega_{nominal}} = \frac{1100}{377} = 2.92 \text{ N.m} \simeq 3 \text{ N.m} \quad (13)$$

Com estes valores, utilizando a Equação 10, o valor da constante K apresentada no diagrama da Figura 7 será calculada como sendo.

$$K = \frac{3}{377} \simeq 0.00796 \frac{\text{N.m.s}}{\text{rad}} \quad (14)$$

Agora, para calcular o valor da indutância mútua entre campo e armadura, deve-se calcular a tensão induzida na armadura, ou seja, a tensão E_a , dada na Equação 3, porém, serão considerados valores de regime permanente, ou seja, neste caso tem-se.

$$L_{af} = \frac{E_a}{I_f \omega} \quad (15)$$

Em regime permanente, os indutores se comportarão como um curto-circuito, dessa forma, a tensão induzida será dada pela Equação 16.

$$E_a = V_a - (R_a + R_{aux})(I - I_f) \quad (16)$$

Dessa forma, é possível obter a tensão induzida, uma vez que os valores V_a , I e I_f , representam a tensão nominal, a corrente nominal e a corrente de campo, respectivamente, que são mostrados na Tabela 2 e os valores de resistência são os informados na Tabela 3, dessa forma, substituindo os valores tem-se.

$$E_a = 220 - (3.2 + 0.2)(6.5 - 0.3) = 198.92 \text{ V} \quad (17)$$

Agora, utilizando a Equação 15, a indutância mútua é calculada como sendo.

$$L_{af} = \frac{198.92}{0.3 \times 377} \simeq 1.7588 \text{ H} \quad (18)$$

Dessa forma, todos os dados necessários para que o diagrama se adeque ao motor estudado foram definidos. Na seção seguinte, será apresentado os projetos de partida para o motor CC.

4.2 PROJETO DE PARTIDA DIRETA

Para que se possa realizar a partida direta no motor CC *shunt*, é necessário adicionar uma resistência em série com o campo, isso se faz necessário pois, a fonte que irá alimentar o motor será ligada em paralelo com a bobina de campo e com a armadura do motor, porém a tensão de excitação do campo não é a mesma tensão de armadura, dessa forma ao adicionar uma resistência em série com o campo do motor, ela irá causar uma queda de tensão de forma que a tensão sobre a bobina de campo seja a correta para o motor (ONG, 1998).

Para calcular o valor da resistência R_x utiliza-se a Lei de Ohm. Em regime permanente a tensão no ramo do campo será pela Equação 19.

$$V_a = I_f(R_f + R_x) \quad (19)$$

Substituindo os valores da corrente de campo em regime permanente e da tensão de armadura, bem como a resistência de campo, pode-se encontrar o valor de R_x , na Equação 20.

$$R_x = \frac{V_a - I_f R_f}{I_f} = \frac{220 - 0.3 \times 625}{0.3} = 108.34\Omega \quad (20)$$

Tendo definido a resistência R_x , basta adicionar seu valor ao diagrama mostrado na Figura 13 e realizar a simulação alimentando o motor com tensão nominal. Os resultados desta simulação são mostrados na Seção 5 deste trabalho.

4.3 PROJETO DE PARTIDA COM RESISTORES

A partida de um motor CC utilizando um banco de resistores é uma técnica utilizada para reduzir as grandes correntes de partida que a partida direta pode apresentar, segundo Ong (1998), a partida com resistores consiste em adicionar n resistências em série com a armadura do motor, de modo que, ao ser submetido a sua tensão nominal, a corrente de partida seja reduzida, neste caso, o valor para qual a corrente deve ser reduzida é escolhida pelo projetista. Nessa partida, o conjunto de n resistências são removidas de forma individual, em um intervalo de tempo definido pelo projetista.

Conforme Ong (1998), deve-se definir uma corrente máxima e mínima para qual a partida deve ser projetada, neste caso, foram definidas as correntes conforme as Equações 21 e 22.

$$I_a^{max} = 15 \text{ A} \quad (21)$$

$$I_a^{min} = 8 \text{ A} \quad (22)$$

Com isso é definido um termo β como sendo.

$$\beta = \frac{I_a^{min}}{I_a^{max}} = \frac{8}{15} = 0.533 \quad (23)$$

Sabendo da corrente máxima, deve-se definir a resistência total inicial R_{S0} , para que a condição de $I_a^{max} = 15 \text{ A}$ seja atendida, dessa forma, a resistência inicial é calculada como sendo.

$$R_{S0} = \frac{V_a}{I_a^{max}} = \frac{220}{15} = 14.67 \, \Omega \quad (24)$$

O número de resistores a serem adicionados é definido pela Equação 25.

$$n = \frac{\ln(R_a/R_{S0})}{\ln \beta} = \frac{\ln(3.4/14.67)}{\ln 0.533} = 2.323 \quad (25)$$

Segundo Ong (1998), deve-se utilizar o valor inteiro superior mais próximo do resultado obtido, sendo assim, é definido que serão utilizados um total de 3 resistores. Por fim, o valor de uma resistência i é dada pela Equação 26.

$$r_i = \beta^{i-1}(1 - \beta)R_{S0} \, \Omega \quad (26)$$

Dessa forma, os valores das resistências r_1 , r_2 e r_3 , que irão compor o banco de resistores é calculada conforme as Equações 27, 28 e 29 respectivamente.

$$r_1 = (1 - \beta)R_{S0} = (1 - 0.533)14.67 = 6.85 \, \Omega \quad (27)$$

$$r_2 = \beta r_1 = 0.533 \times 6.85 = 3.65 \, \Omega \quad (28)$$

$$r_3 = \beta r_2 = 0.533 \times 3.65 = 1.95 \, \Omega \quad (29)$$

Sabendo os valores das resistências, inicialmente, as 3 resistências estarão em série com a armadura, em seguida, apenas as resistências r_2 e r_3 , após isso, apenas a resistência r_3 e no final do processo todas as resistências estarão desconectadas do circuito, restando apenas a resistência de armadura, o tempo de comutação para a retirada de cada resistência foi definido como sendo de 1 segundo.

Os resultados da simulação deste tipo de partida são apresentados na Seção 5 deste trabalho.

4.4 PARTIDA COM PWM EM RAMPA

A modulação PWM (*Pulse-Width Modulation*) é uma técnica de modulação que consiste em variar o tempo em que uma onda quadrada se mantém em seu valor máximo ou mínimo sem que a frequência da onda seja alterada, dessa forma, durante um certo período de tempo o sinal mantém seu valor máximo e após esse tempo, o sinal se mantém nulo até o final de um período, onde reinicia o ciclo novamente (BARBI, 2006).

O chamado ciclo de trabalho (*duty cycle*) é o termo que define qual a fração do período total do sinal se manterá em seu valor máximo, é calculado conforme mostra a Equação 30

(HART, 2011).

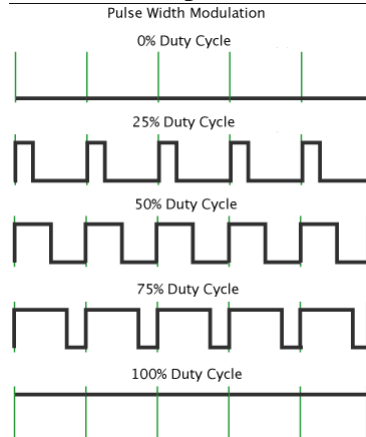
$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (30)$$

Na Equação 30 o termo t_{on} representa o tempo que a onda se mantém em seu valor máximo e o termo T é o período da onda.

Para cada valor que o ciclo de trabalho assume, a onda quadrada do PWM pode assumir uma forma diferente, como exemplificado na Figura 8. Uma vez que a forma de onda varia conforme o ciclo de trabalho varia, a tensão eficaz que é medida em uma onda PWM é dada pela Equação 31, onde V_{mx} é a tensão máxima do PWM.

$$V_{ef} = DV_{Max} \quad (31)$$

Figura 8: Formas de onda para diferentes valores de D



Fonte: Adaptada de Google Imagens

Como mostrado na Equação 31, é possível variar a tensão eficaz aplicada apenas variando o ciclo de trabalho do PWM, sabendo deste fato, uma alternativa para suavizar a partida do motor CC é aumentar gradativamente a tensão aplicada nos terminais da armadura, fazendo assim com que ela varie de um valor mais baixo até o seu valor máximo.

Para este projeto de partida, foi implementado um PWM em rampa, onde o ciclo de trabalho deve crescer gradativamente até atingir o seu valor máximo. Inicialmente era desejado um processo em que o ciclo de trabalho tivesse um crescimento de 2% em cada degrau da rampa, devendo atingir o valor máximo em um tempo de 2 segundos, dessa forma, seriam necessários um total de 50 degraus, onde cada um devia ocorrer em um espaço de tempo de 0.04 segundos, e a frequência do PWM definida como sendo 4 kHz, porém, não foi possível implementar um número tão grande de degraus no XCOS, como será mostrado posteriormente, dessa forma, foi definido uma rampa com um total de 10 degraus, ou seja, a valor do ciclo de trabalho deveria crescer 10% a cada degrau, para atingir o valor máximo antes dos 2 segundos. A frequência de 4 kHz no PWM mantida e os resultados desta partida serão mostrados na seção 5.

4.5 PROJETO DE CONTROLE DE VELOCIDADE

O controle de máquinas de corrente contínua pode ser feito basicamente de três maneiras distintas, sendo elas, o controle por corrente de campo, o controle por resistência de armadura e finalmente o controle pela tensão nominal de armadura (UMANS, 2014).

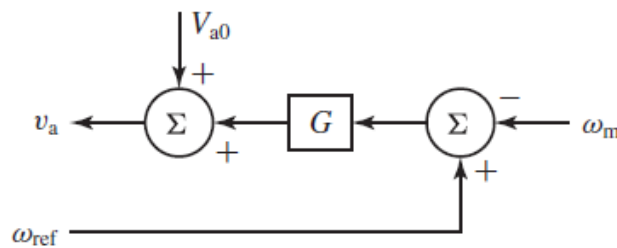
Segundo Umans (2014), o controle de velocidade por corrente de campo pode ser utilizado para controlar a velocidade de motores CC com excitação *shunt* e também independente, a implementação deste controle, geralmente é feita adicionando um reostato em série com o campo do motor CC, para assim modificar a resistência total do campo dessa forma, modificando a corrente que passa pelo campo do motor CC. Segundo Umans (2014), a corrente de campo para uma dada velocidade, pode ser calculada utilizando a expressão dada na Equação 32, que é aplicada para uma carga constante.

$$\omega_m = \frac{V_a - \frac{T_{carga} R_a}{L_{af} I_f}}{L_{af} I_f} \quad (32)$$

Já o controle por tensão de terminal é facilmente implementado sendo necessário apenas uma forma de modificar a amplitude da tensão terminal de armadura, podendo ser feito por um retificador controlado. Segundo Umans (2014), o controle de velocidade pelo controle da tensão terminal é possível devido a queda de tensão na armadura ser baixa, dessa forma, a variação na tensão terminal de armadura irá gerar uma variação considerável na velocidade do motor, sendo a corrente de campo constante, é possível então controlar a velocidade por meio da tensão terminal de armadura.

O método de controle escolhido para este trabalho foi o controle por meio da tensão terminal de armadura, esse controle pode ser implementado de forma eletrônica seguindo o esquema mostrado na Figura 9.

Figura 9: Esquema de controle da tensão de armadura



Fonte: Umans (2014)

Analisando o diagrama mostrado na Figura 9, pode-se deduzir a expressão para o ganho G , mostrada na Equação 33.

$$G = \frac{V_a - V_{A0}}{\omega_{ref} - \omega_m} \quad (33)$$

Segundo Cruz (2019), o gerador que deverá ser testado com o motor foi projetado para uma velocidade de 400 RPM, dessa forma, o projeto de controle deve fazer com que o motor atenda esta velocidade, ou seja, tem-se para este caso que a velocidade de referência deve ser de 400 RPM, como mostrado na Equação 34.

$$\omega_{ref} = 400 \text{ RPM} \quad (34)$$

Admitindo 400 RPM com o motor a vazio, deve-se desprezar a queda de tensão na armadura em regime permanente, a tensão terminal a ser aplicado na armadura para que o motor atinja essa velocidade é calculada conforme mostra a Equação 35.

$$V_a \simeq E_a = L_{af} I_f \omega = 1.7588 \times 0.3 \times 400 \left(\frac{\pi}{30} \right) = 22.1 \text{ V} \quad (35)$$

Dessa forma, tem-se $V_{A0} = 22.1$, sendo que 400 RPM será a velocidade a vazio do motor, ainda será conectado uma carga igual a nominal no motor após a estabilização em 400 RPM, sendo assim, nessa situação, admite-se uma queda na velocidade de 5 RPM, ou seja, na situação de plena carga a velocidade deve ser de 395 RPM.

Para a situação de plena carga, a tensão induzida no terminal do motor será a tensão calculada na Equação 36.

$$E_a = L_{af} I_f \omega = 1.7588 \times 0.3 \times 395 \left(\frac{\pi}{30} \right) = 21.8 \text{ V} \quad (36)$$

Assim, a tensão terminal de armadura neste caso deve será calculada pela Equação 37.

$$V_a = E_a + I_a (R_a + R_{aux}) \quad (37)$$

Para a situação de plena carga, a corrente de armadura será igual a corrente calculada na Equação 38.

$$I_a = \frac{T_{nominal}}{L_{af} I_f} = \frac{3}{1.7588 \times 0.3} = 5.69 \text{ A} \quad (38)$$

Sendo assim, a tensão terminal de armadura é calculada na Equação 39.

$$V_a = 21.8 + 5.69(3.2 + 0.2) = 41.15 \text{ V} \quad (39)$$

Dessa forma, a constante G , é calculada como sendo.

$$G = \frac{41.15 - 22.1}{(400 - 395) \times \left(\frac{\pi}{30} \right)} = 36.38 \frac{\text{V.s}}{\text{rad}} \quad (40)$$

Os resultados deste controlador estão apresentados na seção 5. Após o projeto deste controlador, foi feito o projeto de um controlador PI. Para esse projeto, foi necessário reduzir a planta do sistema para obtermos uma função de transferência para o motor CC estudado, o

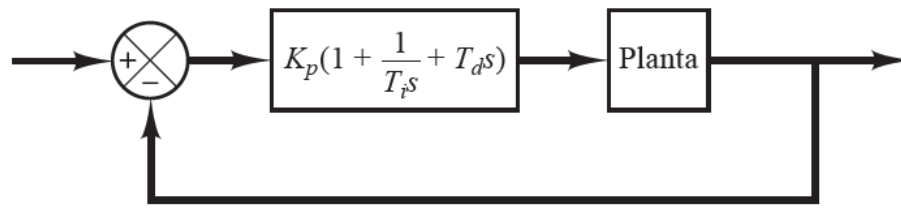
cálculo dos ganhos do controlador foi realizado utilizando o método do lugar das raízes.

4.5.1 Projeto de Controlador PI

Um controlador PID, é um tipo de controlador eletrônico, que utiliza ações proporcionais, derivativas e integrais, para minimizar o erro entre uma variável de processo medida e um valor estipulado para o controle (OGATA, 2010). Segundo Ogata (2010) os controladores PID tem uma enorme aplicabilidade, na área de controle de processos, os controladores PID geram um tipo de controle satisfatório, porém em certos processos, não são capazes de gerar um controle ótimo do processo.

Um esquema geral de controlador PID aplicado para o controle de uma planta é mostrado na Figura 10.

Figura 10: Esquema de controle PID genérico



Fonte: Ogata (2010)

O projeto de um controlador PID, consiste em sintonizar os ganhos mostrados na Figura 10 de forma que o erro entre a variável medida e o valor definido seja minimizado e para isso, existem diversas formas, como o método de Ziegler-Nichols para sintonia de controladores PID, o método da resposta em frequência e o método do lugar das raízes (C.DORF; BISHOP, 2001).

O método de Ziegler-Nichols é uma alternativa, quando não se conhece ou não se tem métodos para obter a planta do sistema, porém, para este trabalho é possível obter a planta do sistema, basta analisar o diagrama de blocos mostrado na Figura 7

O controlador PI é uma variação do controlador PID, onde é definido que o ganho da parte derivativa, ou seja, $T_d = 0$. Dessa forma, sendo necessário definir apenas os ganhos K_p e T_i . Utilizando Ziegler-Nichols, a sintonia pode ser calculada pela Tabela 4, nela o termo L , representa o atraso, T é a constante de tempo.

Tabela 4: Sintonia Ziegler-Nichols baseada na resposta ao degrau

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	$\frac{T}{L}$	∞	0
PI	$\frac{0.9T}{L}$	$\frac{L}{0.3}$	0
PID	$\frac{1.2T}{L}$	$2L$	$0.5L$

Fonte: Ogata (2010)

Outro método de sintonização é o método do lugar das raízes, se baseia no fato de que, a resposta transitória de um sistema em malha fechada depende da posição dos pólos de malha fechada, em malha fechada, os pólos são as raízes da equação característica do sistema, dessa forma, ajustando os ganhos do controlador PID, é possível mover os pólos de malha fechada, fazendo assim com que o processo tenha o comportamento desejado (OGATA, 2010).

Para a realizar a sintonia do controlador PI pelo método do lugar das raízes, deve-se considerar inicialmente a seguinte expressão.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \quad (41)$$

Onde $G(s)$ é a planta do processo e $H(s)$ é a função do controlador PI, que deve ser sintonizada de tal forma que aconteça a condição mostrada na Equação 42.

$$1 + G(s)H(s) = 0 \quad (42)$$

A função do controlador PI no domínio da frequência pode ser escrita seguindo o que é mostrado na Figura 10, assumindo a forma mostrada na Equação 43. (C.DORF; BISHOP, 2001)

$$PI(s) = K_P + \frac{K_P}{T_i s} \quad (43)$$

Aqui será definido o termo K_i , como sendo.

$$K_i = \frac{K_P}{T_i} \quad (44)$$

Com isso a Equação 43 pode assumir a seguinte forma.

$$PI(s) = \frac{K_P s + K_i}{s} \quad (45)$$

Tendo a forma da função do controlador PI, deve-se obter a Equação da função característica do motor CC *shunt*, a função que se deseja obter para o projeto do controle é a função de transferência que relaciona a velocidade do motor com a tensão terminal de armadura, ou seja, a função dada pela Equação 46.

$$G(s) = \frac{\omega(s)}{V_a(s)} \quad (46)$$

Para obter a função de transferência deste processo, inicialmente será realizado uma modelagem no domínio do tempo e após isso será verificado as condições para a aplicação da transformada de Laplace.

Para o ramo do campo do motor a corrente de campo será calculada como a solução da

equação diferencial mostrada na Equação 47, que tem como sua solução a Equação 50.

$$L_f \frac{dI_f}{dt} + (R_f + R_x)I_f - v_a(t) = 0 \quad (47)$$

$$I_f(t) = \left(\frac{v_a(t)}{R_f + R_x} \right) (1 - e^{\frac{-t}{(R_f + R_x)L_f}}) \quad (48)$$

A corrente de armadura é calculada como sendo a solução da Equação diferencial mostrada na Equação 49, com sua solução sendo mostrada na Equação ??.

$$(L_a + L_{aux}) \frac{dI_a}{dt} + (R_a + R_{aux})I_a + E_a(t) - v_a(t) = 0 \quad (49)$$

$$I_a(t) = \left(\frac{v_a(t) - E_a(t)}{R_a + R_{aux}} \right) (1 - e^{\frac{-t}{(R_a + R_{aux})(L_a + L_{aux})}}) \quad (50)$$

Considerando o motor a vazio, o torque no eixo será igual ao torque eletromagnético, como mostrado na Equação 51.

$$T_{eixo} = T_E \quad (51)$$

Conforme a Equação 9 o torque eletromecânico pode ser escrito como mostrado na Equação 52.

$$T_E = \left(\frac{[v_a(t)]^2 - v_a(t)E_a(t)}{(R_a + R_{aux})(R_f + R_x)} \right) (1 - e^{\frac{-t}{(R_a + R_{aux})(L_a + L_{aux})}}) (1 - e^{\frac{-t}{(R_f + R_x)L_f}}) \quad (52)$$

Na Equação 52, é possível notar a não linearidade do sistema, uma vez que este apresenta a variável de entrada ao quadrado na expressão, não é possível aplicar a transformada de Laplace nesta expressão. Devido a essa não linearidade, não é possível obter uma expressão como a mostrada na Equação 46, sendo assim, é necessário fazer uma aproximação para obter o modelo da planta, neste caso, será considerado que os efeitos da magnetização do campo são constantes, dados pela Equação 53, onde I_{f0} é a corrente de campo nominal.

$$I_f(t) \simeq I_{f0} = 0,3 \text{ A} \quad (53)$$

Com essa consideração é possível escrever o torque eletromecânico no domínio da frequência conforme mostra a Equação 54.

$$T_E(s) = L_{af} I_{f0} I_a(s) \quad (54)$$

Como o motor se encontra a vazio, o torque no eixo é igual ao torque eletromecânico, dessa forma se obtém a Equação 55.

$$T_{eixo}(s) = T_E(s) \Rightarrow \omega(s)(B + Js) = L_{af} I_{f0} I_a(s) \quad (55)$$

A corrente de armadura é obtida utilizando a Equação 5 e a Equação 3, dessa forma a Equação 55 pode ser escrita conforme a Equação 56.

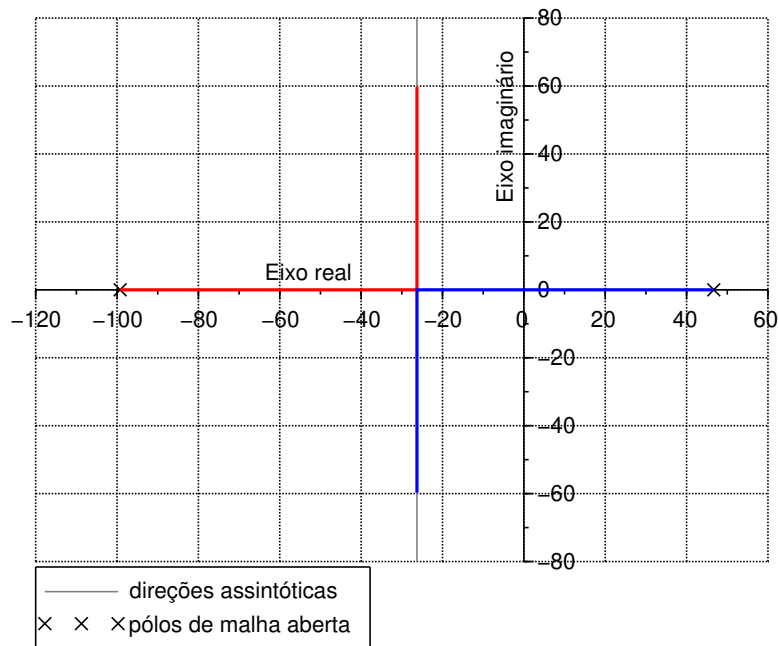
$$\omega(s)(B + Js) = L_{af}I_{f0} \left(\frac{V_a(s) - L_{af}I_{f0}\omega(s)}{R_a + R_{aux} + (L_a + L_{aux})s} \right) \quad (56)$$

Com a Equação 56, substituindo os valores mostrados na Tabela 3 e realizando algumas simplificações é possível obter a função de transferência mostrada na Equação 57.

$$\frac{\omega(s)}{V_a(s)} = \frac{8882.8283}{s^2 + 52.55404s - 4633.417} = \frac{8882.8283}{(s + 99.242072)(s - 46.688032)} \quad (57)$$

Como mostra a Equação 57, o sistema apresenta um pólo no semiplano direito de s , o que pode nos levar a concluir que o sistema é instável, como mencionado em C.Dorf e Bishop (2001), onde, uma planta com pólos no semiplano positivo de s torna o sistema instável pelo critério da estabilidade de Nyquist, a instabilidade do sistema pode ser visto na Figura 11.

Figura 11: Diagrama polar do lugar geométrico das raízes



Fonte: O autor

Como o sistema é instável, o controle além de fazer com que o motor atinja a velocidade definida, deve tornar o sistema estável. Com função de transferência (FT) da planta do sistema, deve-se definir os parâmetros de controle para a planta. Para o controle desse processo foi definido um tempo de assentamento de 4 segundos um sistema com *overshoot* como sendo de 10% e um valor de regime permanente de 400 RPM.

Dessa forma, tendo definido os parâmetros de controle, o processo deve ter a função de transferência como mostrado na Equação 58.

$$G_C(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (58)$$

Os valores de ζ e ω_n são definidos através dos parâmetros do projeto do controlador. O *overshoot* é dado pela Equação 59.

$$M_P = e^{-\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (59)$$

Dessa forma, o valor de ζ é calculado, substituindo o valor definido na Equação 59 e isolando a variável ζ , dessa forma, o valor de ζ é apresentado na Equação 60

$$\zeta = 0.591 \quad (60)$$

O valor de ω_n é calculado utilizando o tempo de assentamento, neste trabalho, o tempo de assentamento foi definido pelo critério dos 2% do valor de regime permanente, dessa forma, ele será calculado pela Equação 61.

$$t_a = \frac{4}{\zeta\omega_n} = \frac{4}{0.591\omega_n} = 4 \longrightarrow \omega_n = 1.693 \text{ rad/s} \quad (61)$$

Dessa forma a Equação 58, pode ser escrita de forma literal como mostrada a Equação 62.

$$G_C(s) = \frac{2.866}{2.8657097 + 2.0009377s + s^2} = \frac{2.866}{(s + 1 - 1.366i)(s + 1 + 1.366i)} \quad (62)$$

A função de transferência mostrada na Equação 62 deve ser a Equação do Equivalente da planta com o controlador PI. A função de transferência do controlador PI junto a planta tem a forma mostrada na Equação 63.

$$G_C(s) = \frac{G(s)}{1 + PI(s)G(s)} \quad (63)$$

Substituindo a Equação 45 e a Equação 57 na Equação 63 e realizando algumas simplificações é possível obter a função literal dada pela Equação 64.

$$G_C(s) = \frac{8882.8283s}{s^3 + 52.55404s^2 + (8882.8283K_p - 4633.417)s + 8882.8283K_i} \quad (64)$$

Para sintonizar o controlador, as raízes da equação característica da função de transferência 62, também devem ser raízes da equação característica da função de transferência 64. Embora o sistema da Equação 64 seja um sistema de terceira ordem, caso a posição do terceiro pólo

esteja consideravelmente distante dos pólos principais, sua contribuição para a resposta poderá ser desprezada, uma vez que os pólos mais próximos da origem são os que mais influenciam na resposta, chamados de pólos dominantes, enquanto os mais distantes são chamados de pólos distantes (OGATA, 2010).

Substituindo as raízes da Equação 62 na Equação 64, é possível obter o sistema linear mostrado na Equação 65, que pode ser escrito na forma matricial como mostrado na Equação 66.

$$\begin{cases} (8882.8283 - 12133.943i)K_p - 8882.8283K_i = 4592.5054 - 6471.2762i \\ (8882.8283 + 12133.943i)K_p - 8882.8283K_i = 4592.5054 + 6471.2762i \end{cases} \quad (65)$$

$$\begin{bmatrix} 8882.8283 - 12133.943i & -8882.8283 \\ 8882.8283 + 12133.943i & -8882.8283 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} K_p \\ K_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4592.5054 - 6471.2762i \\ 4592.5054 + 6471.2762i \end{bmatrix} \quad (66)$$

Com a Equação 66, os valores de K_p e K_i , são calculados conforme a mostram as Equações 67 e 68.

$$\begin{bmatrix} K_p \\ K_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 8882.8283 - 12133.943i & -8882.8283 \\ 8882.8283 + 12133.943i & -8882.8283 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 4592.5054 - 6471.2762i \\ 4592.5054 + 6471.2762i \end{bmatrix} \quad (67)$$

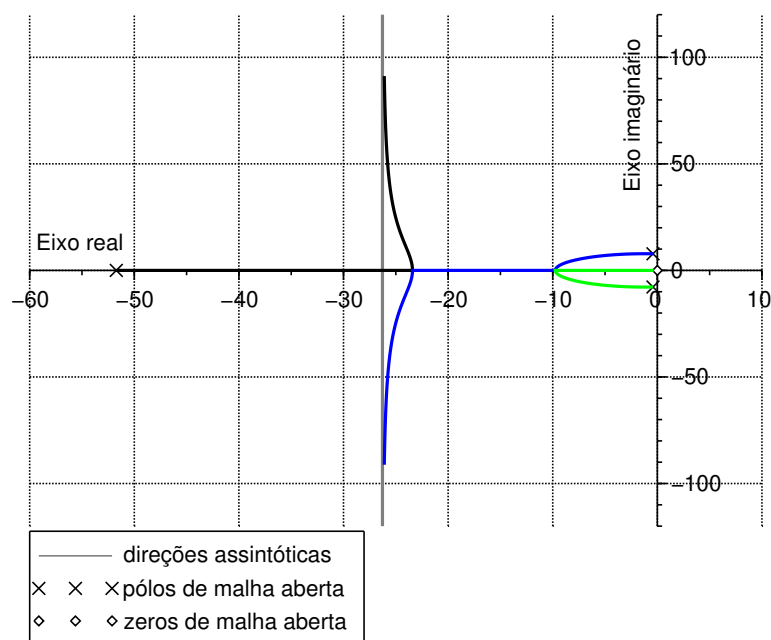
$$\begin{bmatrix} K_p \\ K_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5333201 \\ 0.0163108 \end{bmatrix} \quad (68)$$

Com os valores dos ganhos, a Equação 64 pode ser escrita da forma mostrada na Equação 69.

$$G_C(s) = \frac{8882.8283s}{s^3 + 52.55404s^2 + 103.97388s + 3144.88603} \quad (69)$$

O diagrama polar do lugar geométrico das raízes é mostrado na Figura 12, nele, é possível ver que os zeros e os pólos se encontram no semiplano esquerdo de s , sendo assim o sistema estável, além disso, apresenta um pólo distante da origem, dessa forma, sua influência na resposta é mínima se comparada aos pólos próximos a origem.

Figura 12: Diagrama polar do lugar geométrico das raízes do sistema controlado



Fonte: O autor

Na seção 5, será apresentado o resultado da simulação realizada para este controlador.

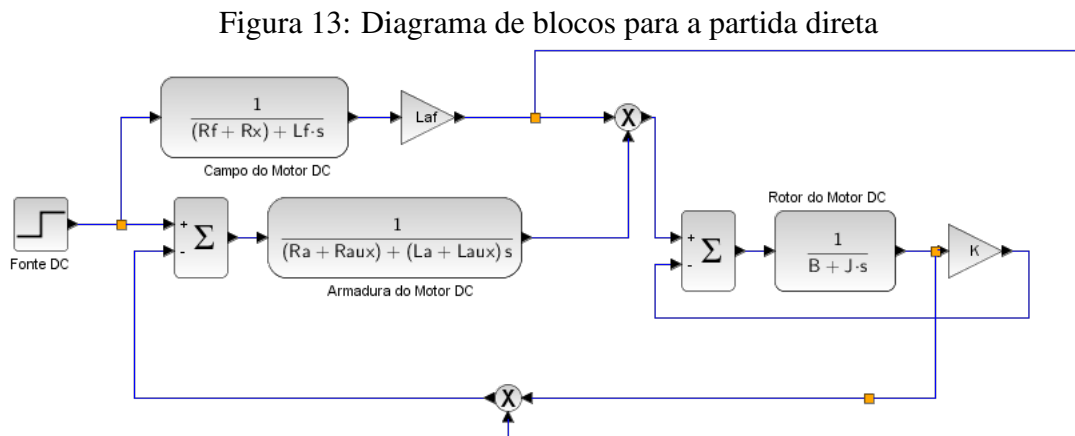
5 ANÁLISE DE RESULTADOS

Nesta seção, serão apresentados os resultados das simulações realizadas utilizando os diagramas anteriormente modelados. As grandezas medidas estão todas em função do tempo, e serão apresentadas aqui as grandezas abaixo.

1. Tensão terminal de armadura;
2. Corrente de armadura;
3. Corrente de campo;
4. Torque eletromecânico;
5. Velocidade do eixo;
6. Torque no eixo;
7. Potência no eixo.

5.1 DADOS DA PARTIDA DIRETA

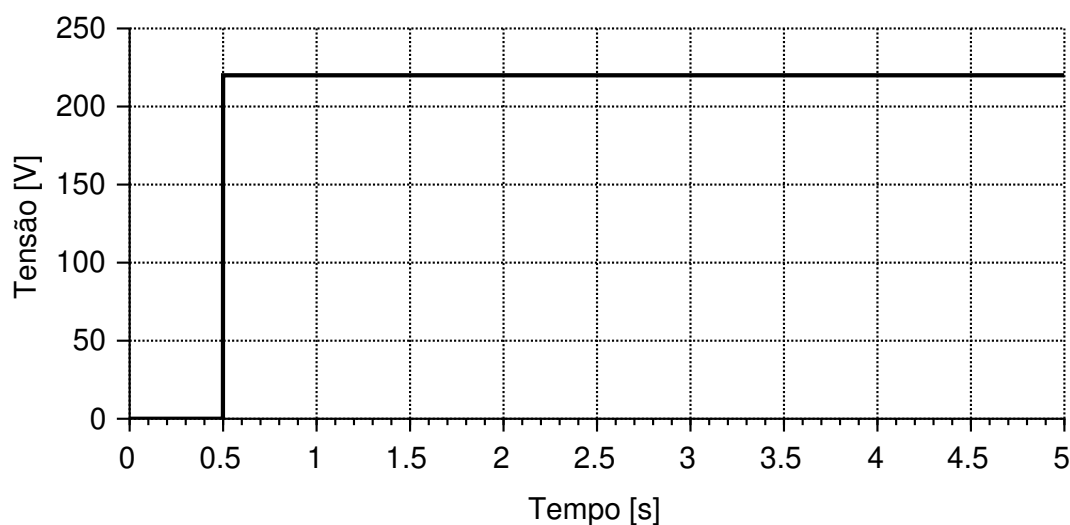
Com a adição da resistência R_x em série com o campo na partida direta o diagrama será diagrama será o mostrado na Figura 13, o valor de R_x é o mesmo calculado na Equação 20.



Fonte: O autor

Para a partida direta, foi implementado uma tensão constante igual a tensão nominal do motor nos terminais da armadura de $220 V_{DC}$, a tensão começa a ser aplicada no instante de tempo de 0.5 s, conforme mostra a Figura 14.

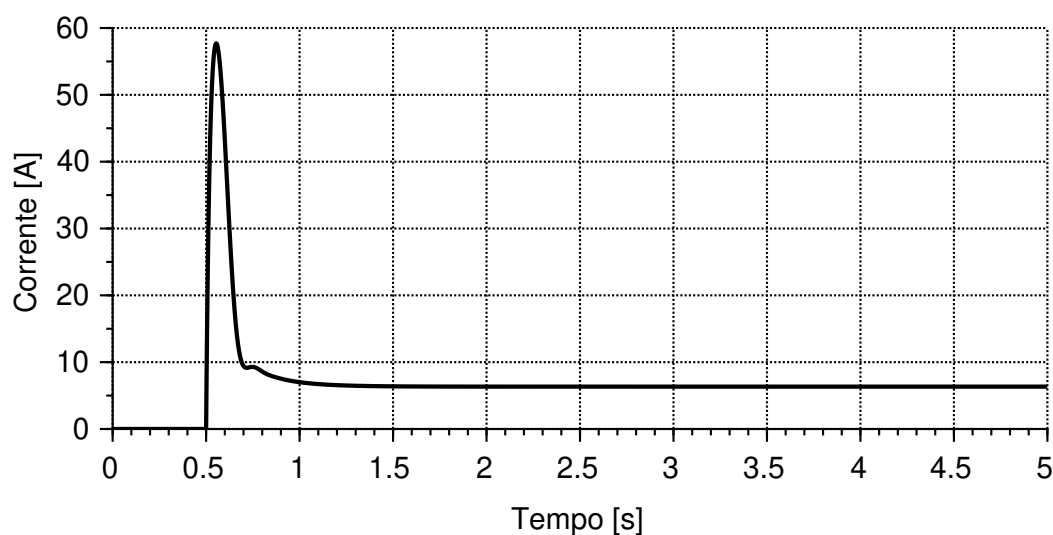
Figura 14: Tensão de armadura na partida direta



Fonte: O autor

Na Figura 15, pode-se notar que logo que se inicia a partida, um pico de corrente, que é característica natural de todas as partidas direta de motor elétrico, pois, é necessário um alto valor de corrente para vencer a inércia do eixo do motor. A corrente atinge o valor de pico de cerca de 9 vezes a corrente nominal, em seguida ela decresce até o seu valor nominal de 6.2 A.

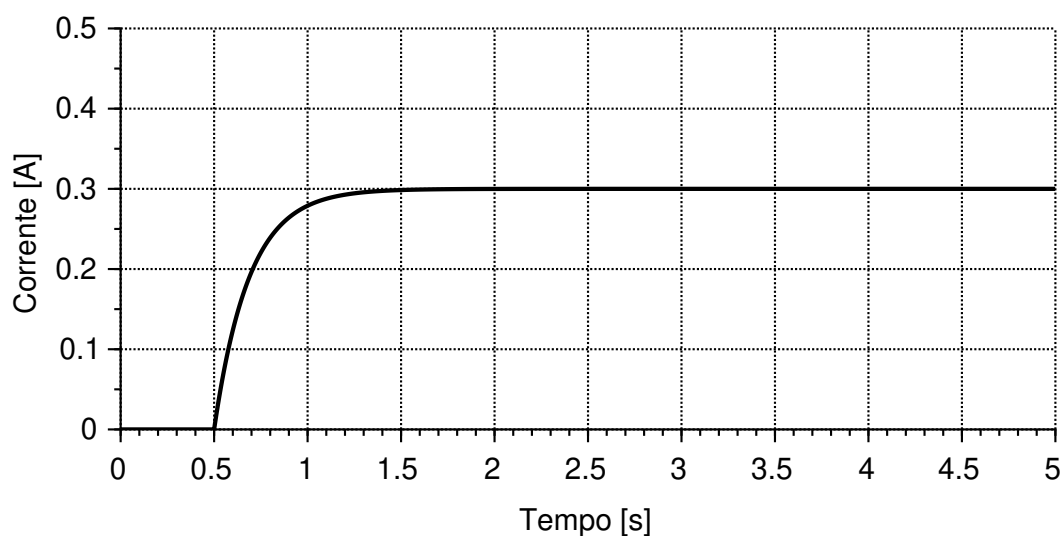
Figura 15: Corrente de armadura na partida direta



Fonte: O autor

Já a corrente de campo, tem um crescimento suave após a aplicação da tensão nos terminais, crescendo até o seu valor nominal de 0.3 A, conforme mostra a Figura 16.

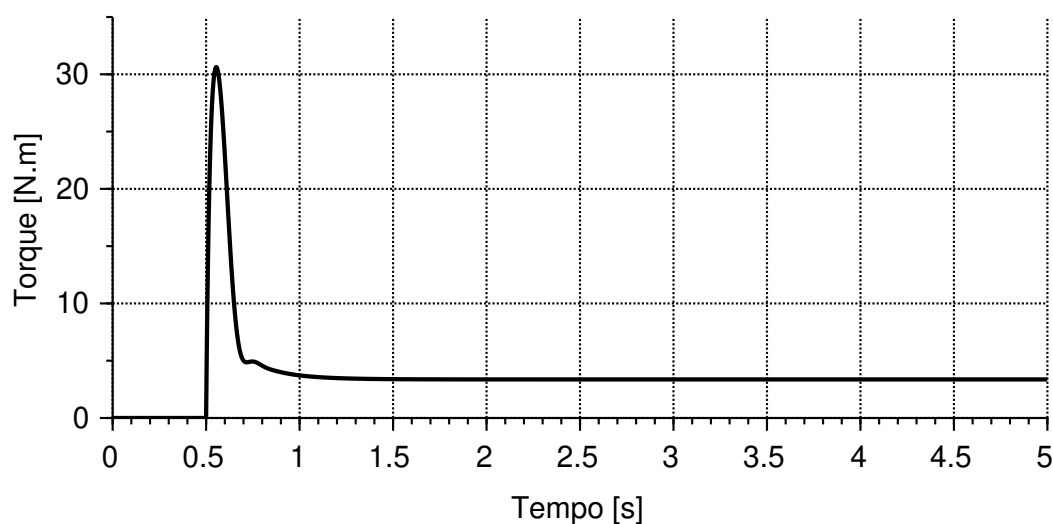
Figura 16: Corrente de campo na partida direta



Fonte: O autor

Já o torque eletromecânico, conforme mostra a Equação 9, é diretamente proporcional a corrente de armadura, dessa forma, ele apresenta um valor de pico, devido a alta corrente de armadura na partida, que é justificado pela necessidade de vencer a inércia do eixo do motor, conforme mostra a Figura 17.

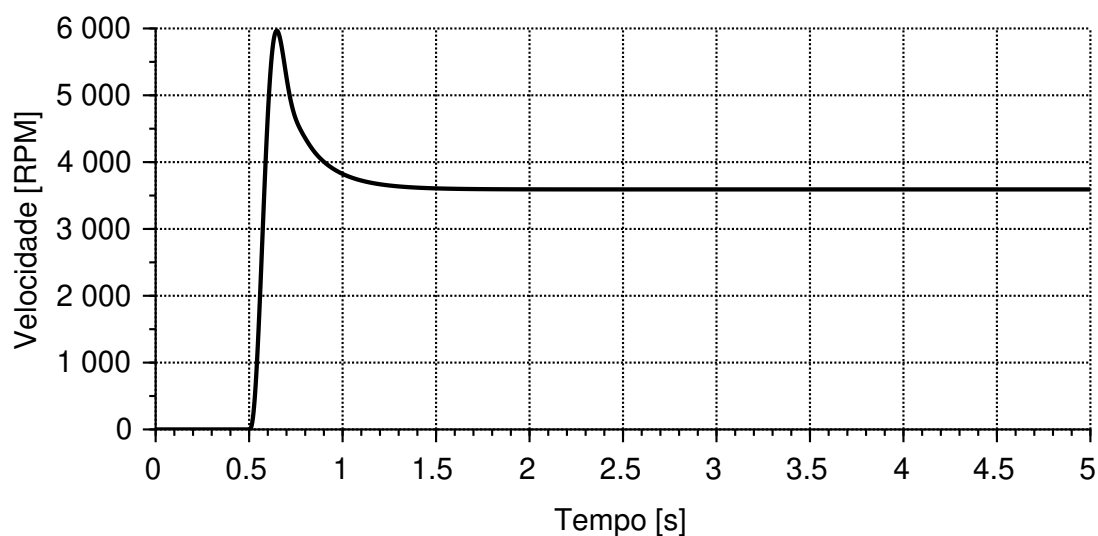
Figura 17: Torque eletromecânico na partida direta



Fonte: O autor

A velocidade de rotação do eixo, mostrada na Figura 18 apresenta um valor de pico, em seguida decresce até atingir a velocidade nominal de 3600 RPM.

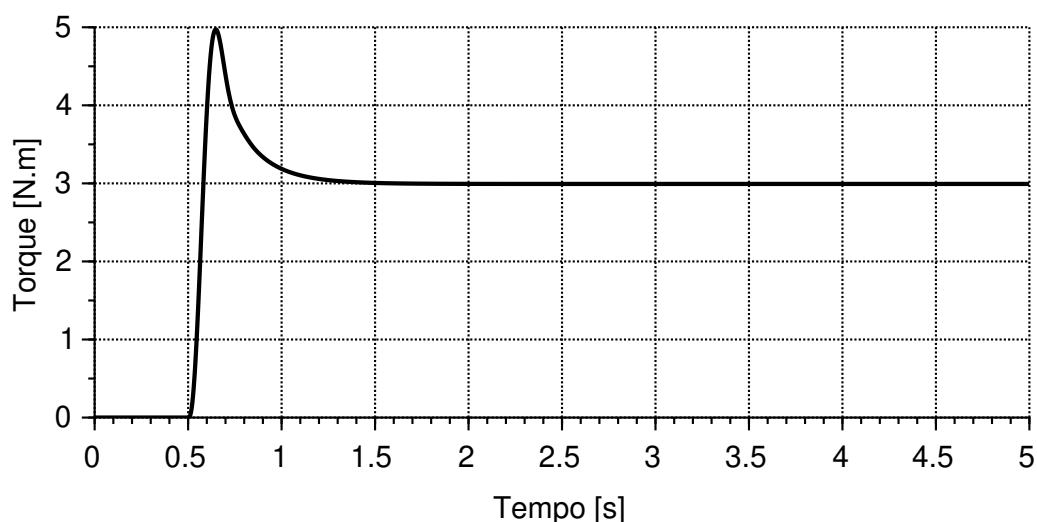
Figura 18: Velocidade do eixo na partida direta



Fonte: O autor

O torque no eixo, ou torque em carga, como pode ser visto na Figura 13, é proporcional a velocidade de rotação do motor, ou seja, o torque no eixo irá apresentar a mesma forma mostrada na Figura 18, porém com amplitude menor devido a constante K que foi implementada no código. O torque em carga é apresentado na Figura 19, onde apresenta um valor de pico, em seguida, cai até o valor nominal de 3 N.m.

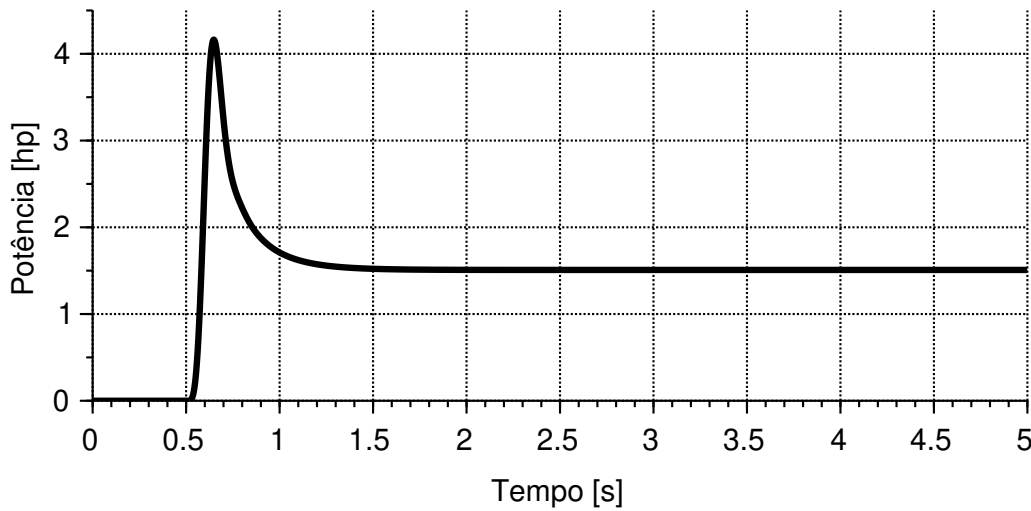
Figura 19: Torque em carga na partida direta



Fonte: O autor

Por fim, a potência entregue pelo eixo, assim como as demais grandezas, apresenta um valor de pico, em seguida cai até o valor da potência nominal do motor de 1,5 hp, conforme mostra a Figura 20.

Figura 20: Potência no eixo na partida direta



Fonte: O autor

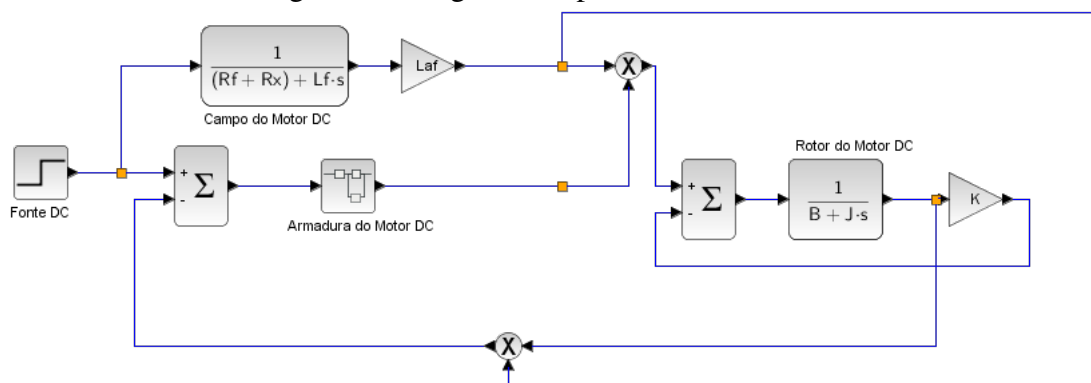
Pode-se concluir que a partida direta apresenta picos em praticamente todas as grandezas elétricas e mecânicas envolvidas, estes valores elevados podem causar danos a toda parte construtiva do motor, uma vez que irão exigir muito dos condutores no interior do motor o que pode reduzir a vida útil do motor. Além disso, os picos em velocidade, torque e potência podem ser prejudiciais para o acoplamento, podendo danificar a estrutura física do gerador, quando este for acoplado com o motor para emulação de turbina eólica.

Sendo assim, é necessário suavizar a partida do motor, para garantir a integridade dos equipamentos, bem como a integridade física dos envolvidos em um eventual teste prático, para isso, foi projetada a partida direta e a partida com rampa de PWM, cujos resultados serão mostrados a seguir.

5.2 DADOS DA PARTIDA COM RESISTORES

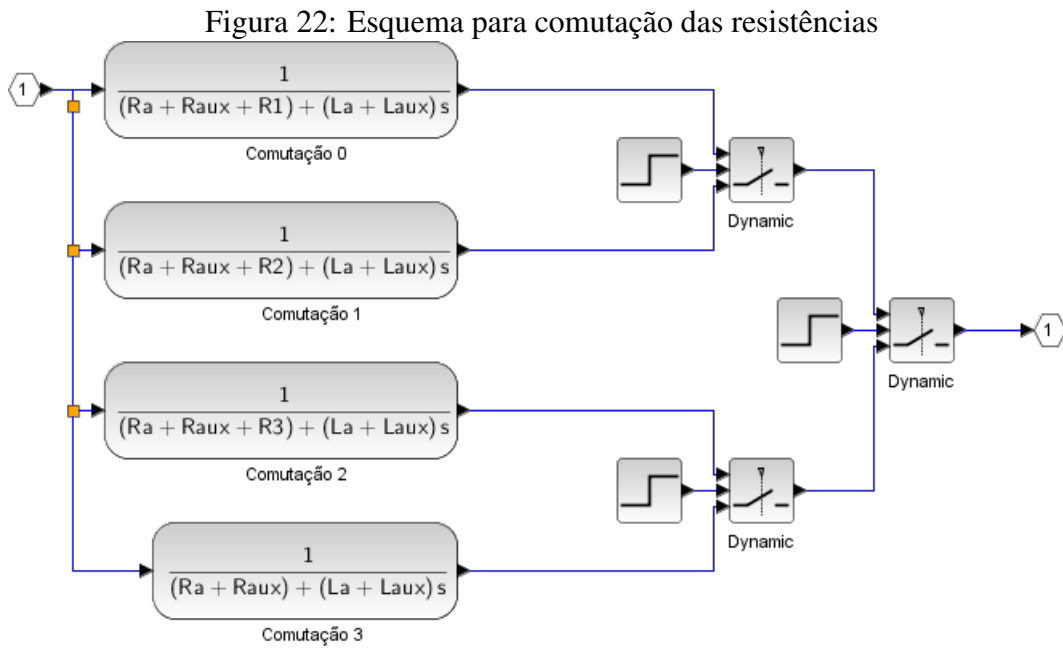
Na Figura 21 é mostrado o diagrama de blocos utilizado para a partida com resistores.

Figura 21: Diagrama de partida com resistores



Fonte: O autor

Como devem ser adicionadas 3 resistências em série com a armadura, a comutação delas no diagrama de blocos original tornaria a representação muito poluída, dessa forma, a comutação das resistências foi compactada no bloco apresentado no diagrama como "ARMADURA DO MOTOR DC", a comutação das resistências neste bloco foi realizada utilizando o bloco de *switch*, conforme é mostrado na Figura 22



Fonte: O autor

Na Figura 22, as resistências apresentadas como R1, R2 e R3, são dadas como as somas das resistências calculadas, conforme as Equações 70, 71 e 72.

$$R_1 = r_1 + r_2 + r_3 \quad (70)$$

$$R_2 = r_2 + r_3 \quad (71)$$

$$R_3 = r_3 \quad (72)$$

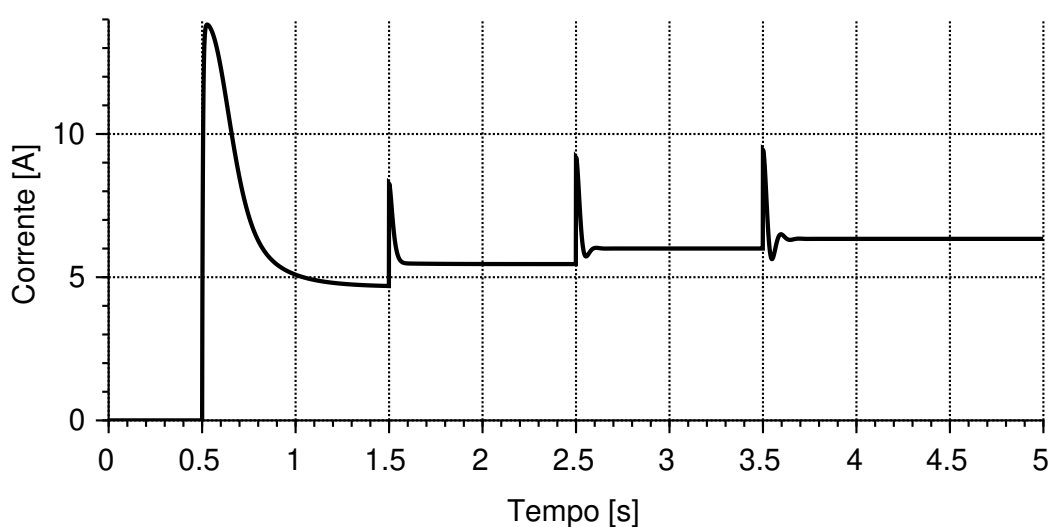
Os *switch's* utilizados foram ajustados de forma que, no início da simulação, apenas o bloco da comutação 0 esteja conectado a saída, após um segundo, apenas o bloco da comutação 1 e assim por diante, até que finalmente, apenas o bloco da comutação 3 esteja definitivamente conectado a saída.

Nesta partida, a tensão terminal de armadura não é modificada, dessa forma, a tensão terminal usada neste teste é a mesma mostrada na Figura 14. Como resultado inicial, tem-se a corrente de armadura neste teste é mostrada na Figura 23. Nota-se que o pico da corrente de armadura é de 14 A, este valor é menor que o valor definido na Equação 21 para que a partida

pudesse ser projetada, dessa forma, mostra-se a eficiência do banco de resistores projetado para esta partida.

Pode-se notar na Figura 23 4 picos de corrente, sendo estes picos devido a comutação das resistências, porém, a corrente de pico na partida foi reduzida em cerca de 75%, quando comparada a corrente da partida direta.

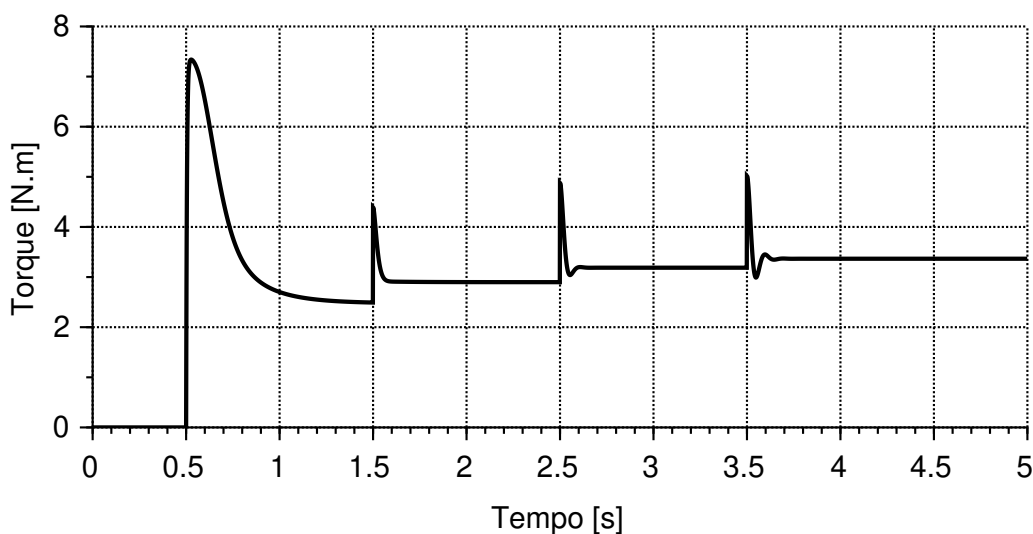
Figura 23: Corrente de armadura na partida com resistores



Fonte: O autor

Como a tensão de armadura não foi alterada e nada foi adicionado no ramo do campo do motor, a corrente de campo apresenta o mesmo comportamento mostrado na Figura 16. O torque eletromecânico mostrado na Figura 24 foi reduzido drasticamente quando comparado ao mostrado na Figura 17.

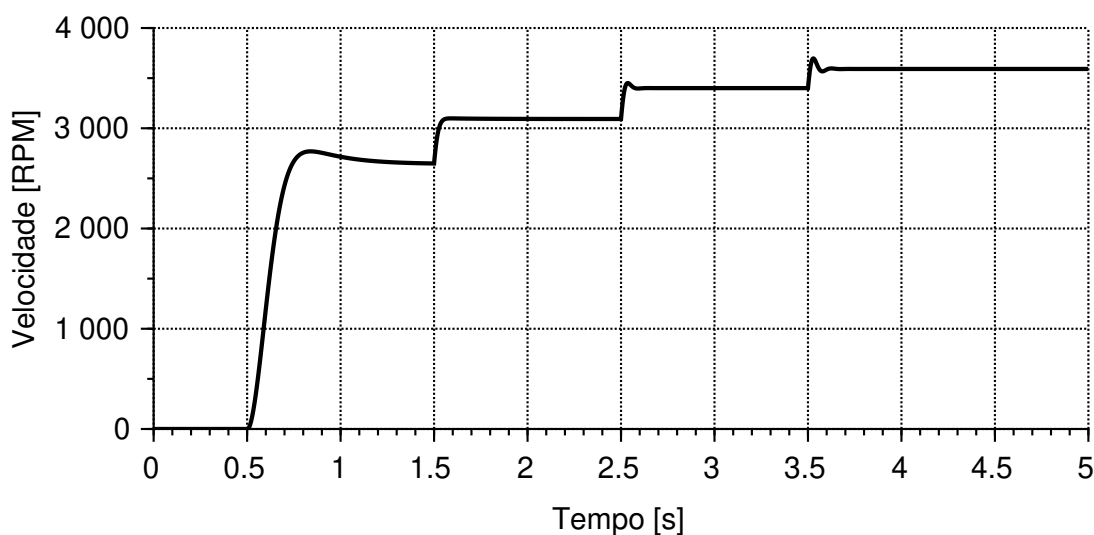
Figura 24: Torque eletromecânico na partida com resistores



Fonte: O autor

O comportamento da velocidade do eixo é mostrado na Figura 25, onde apresenta o comportamento predominantemente crescente, com pequenos valores de picos nos instantes em que é feita a comutação das resistências, porém o comportamento é predominantemente crescente, até que a velocidade atinja o seu valor nominal de 3600 RPM.

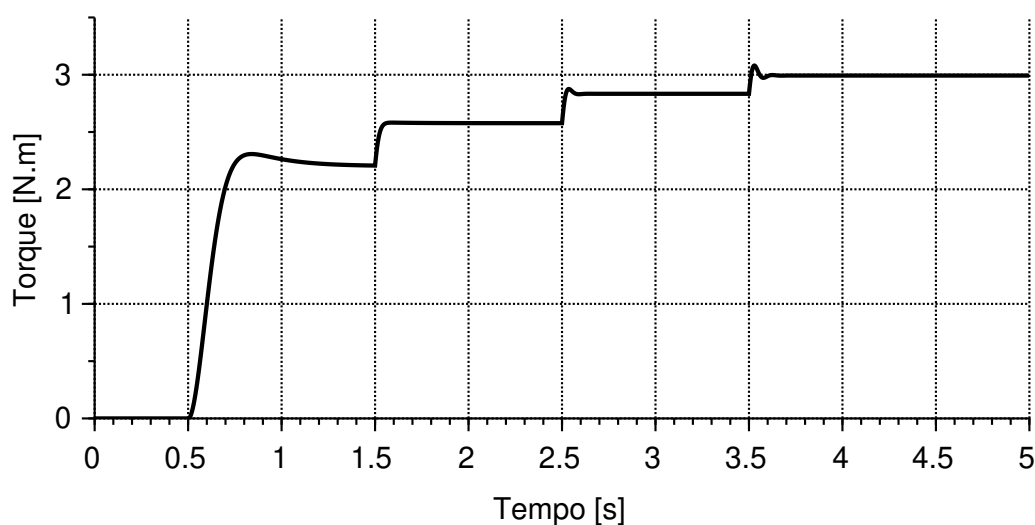
Figura 25: Velocidade do eixo na partida com resistores



Fonte: O autor

Da mesma forma que na partida direta, o torque em carga apresenta a mesma forma da velocidade mostrada na Figura 25, porém em amplitudes menores, diferente da partida direta, o torque em carga apresenta um comportamento crescente até atingir o valor nominal do motor de 3 N.m.

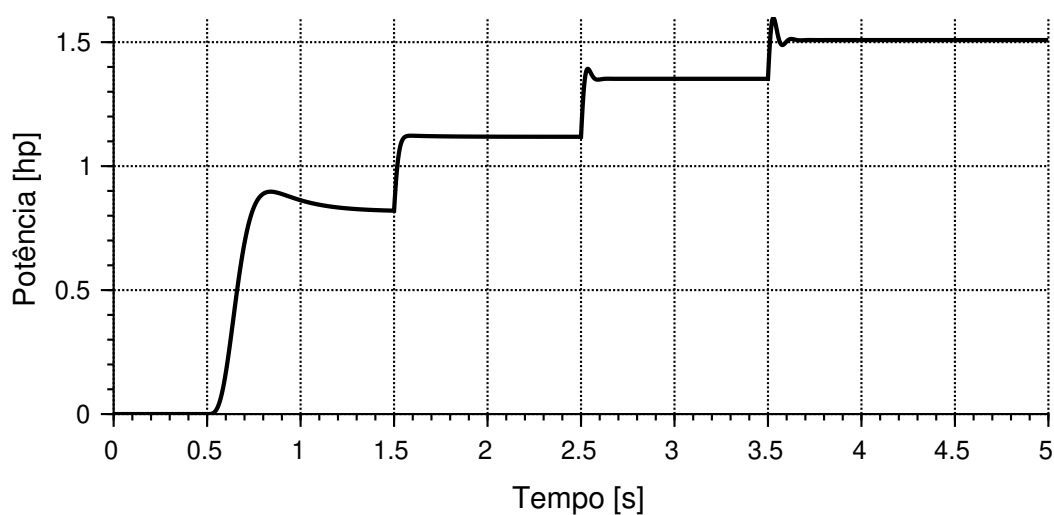
Figura 26: Torque em carga na partida com resistores



Fonte: O autor

Por fim, a potência entregue pelo eixo, mostrada na Figura 27, apresenta o mesmo comportamento crescente até o valor nominal de 1.5 hp.

Figura 27: Potência no eixo na partida com resistores



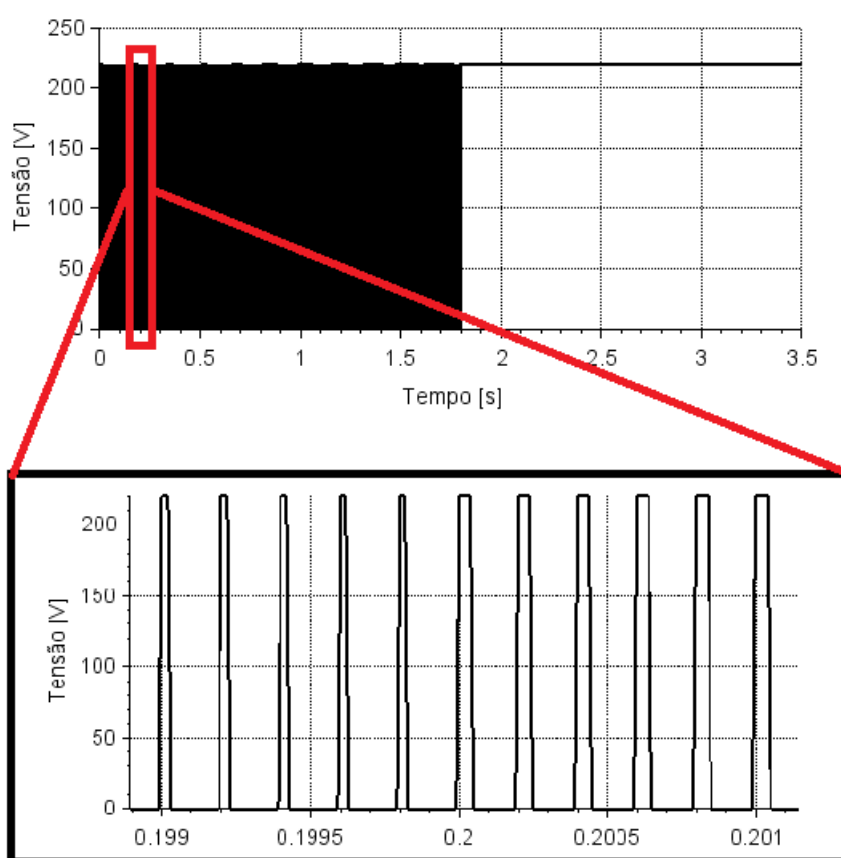
Fonte: O autor

Pode-se concluir com os dados apresentados a eficiência da partida com resistores, uma vez que reduziu o pico da corrente de armadura, fazendo assim com que esse tipo de partida exija menos dos condutores tanto da conexão quanto dos condutores de enrolamento. Além disso, os picos nas grandezas mecânicas como velocidade e torque, foram reduzidos, deixando essas grandezas em um comportamento predominantemente crescente, dessa forma, não exigindo muito da estrutura física do gerador, para o caso de testes práticos.

5.3 DADOS DA PARTIDA COM PWM EM RAMPA

A partida com PWM em rampa foi implementada para ocorrer em um tempo de 1.8 segundo, onde o ciclo de trabalho cresce 10% a cada 0.2 segundos, tendo início em 10% e terminando em 100% e tendo uma frequência de 4 kHz. Na Figura 28 é possível ver a tensão de armadura, porém, devido a alta frequência, não é possível diferenciar as curvas do PWM, dessa forma, os primeiros 2 segundos da partida mostram uma imagem totalmente preta, na Figura 28 é possível ver o detalhe de uma das mudanças no ciclo de trabalho.

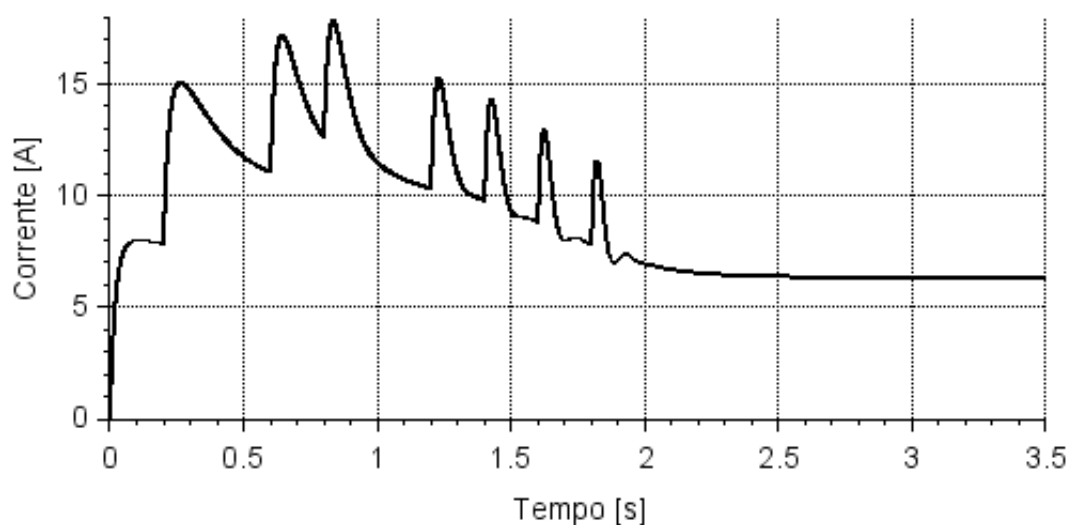
Figura 28: Tensão de armadura na partida com rampa PWM



Fonte: O autor

Na Figura 29, é possível ver a corrente de armadura, com os picos referentes ao crescimento do ciclo de trabalho do sinal PWM, porém, o maior pico é de apenas 18 amperes, em seguida, os picos vão decrescendo até que a corrente de armadura atinja seu valor nominal em regime permanente.

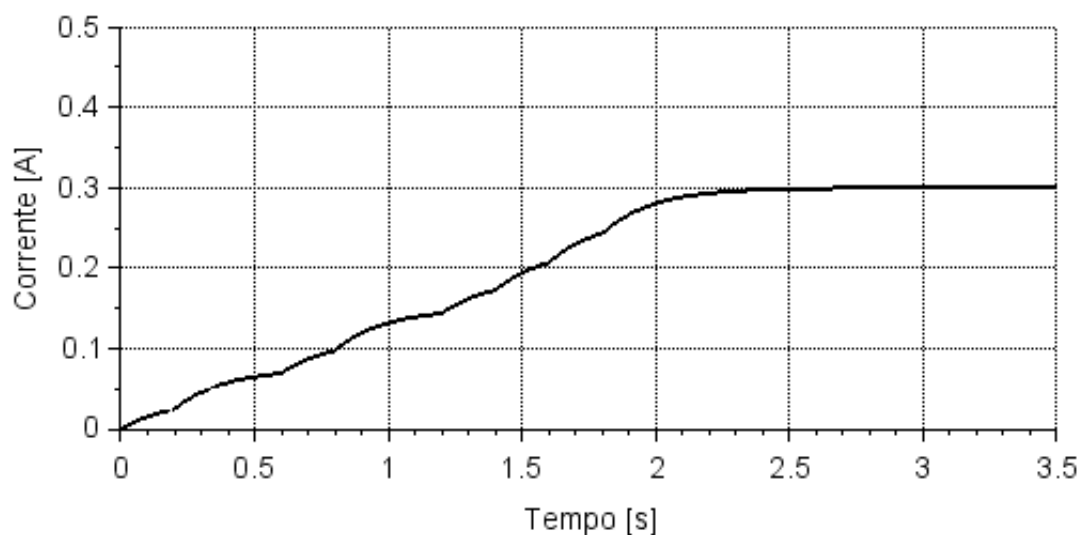
Figura 29: Corrente de armadura na partida com rampa PWM



Fonte: O autor

A corrente de campo apresenta um crescimento suave, bem mais suave se comparado a partida direta ou com resistores (que apresentam o mesmo crescimento), isso ocorre, devido ao aumento gradativo do ciclo de trabalho, conforme mostra a Figura 30.

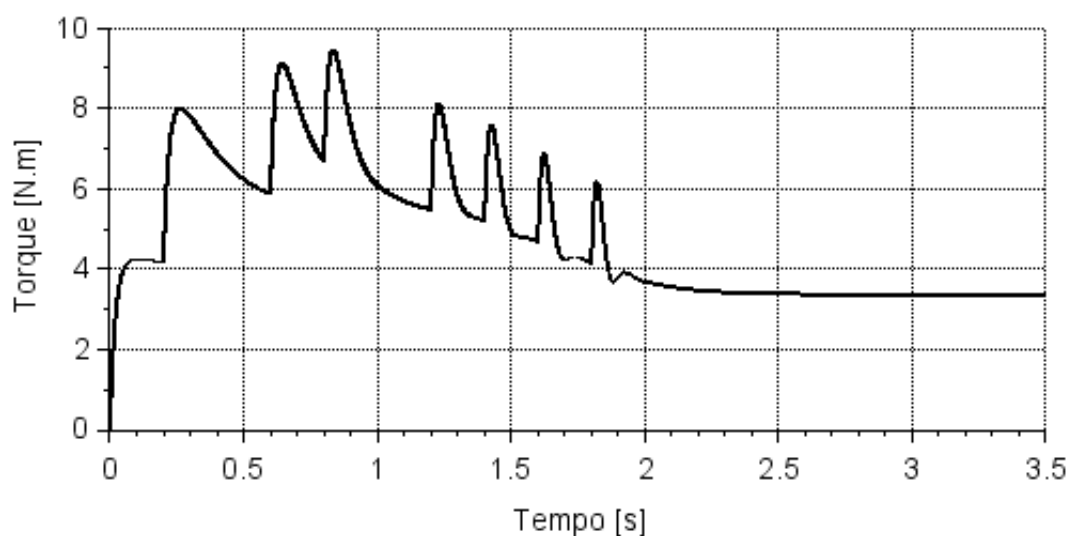
Figura 30: Corrente de campo na partida com rampa PWM



Fonte: O autor

O torque eletromecânico mostrado na Figura 31 apresenta picos, assim como a corrente de armadura, uma vez que ambos são diretamente proporcionais como dito anteriormente, porém, diferente do que é mostrado na Figura 24, os picos não são tão bruscos, embora ocorram com mais frequência devido a mudança dos ciclos de trabalho.

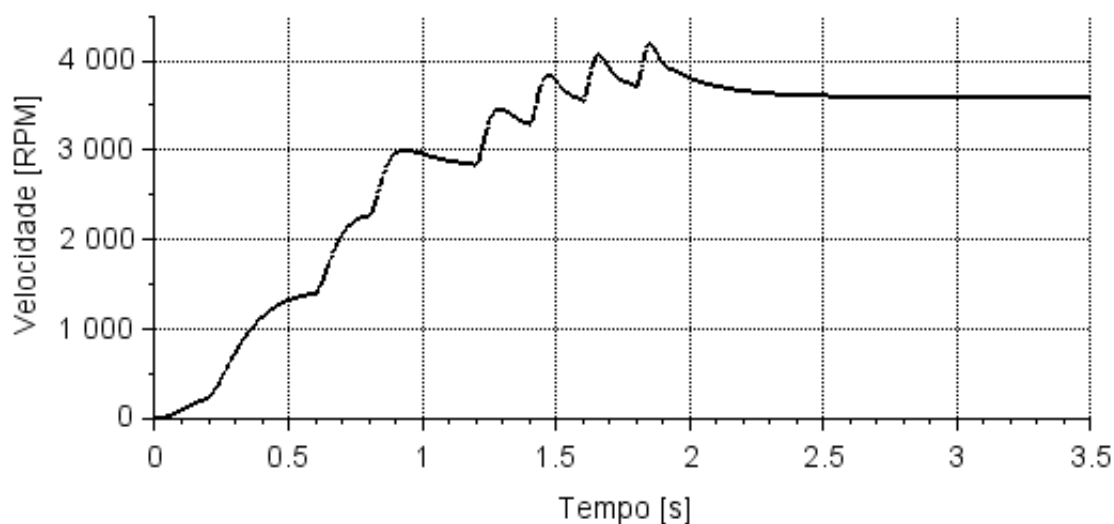
Figura 31: Torque eletromecânico na partida com rampa PWM



Fonte: O autor

A velocidade do eixo, mostrada na Figura 32 também apresenta um crescimento suave, porém, próximo do final do tempo estipulado para a partida apresenta um pico de cerca de 4000 RPM, após isso decresce até atingir o seu valor nominal.

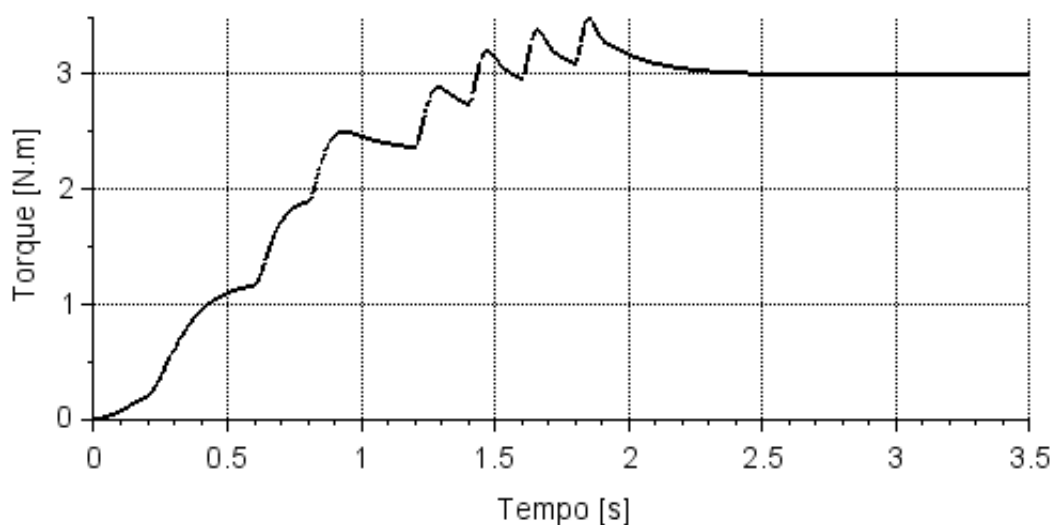
Figura 32: Velocidade do eixo na partida com rampa PWM



Fonte: O autor

Da mesma forma que ocorre na velocidade, o torque no eixo mostrado na Figura 33 apresenta um crescimento suave, porém, próximo do final ultrapassa um pouco o valor nominal, atingindo um valor de 3.5 N.m, após este pico, decresce suavemente até seu valor nominal.

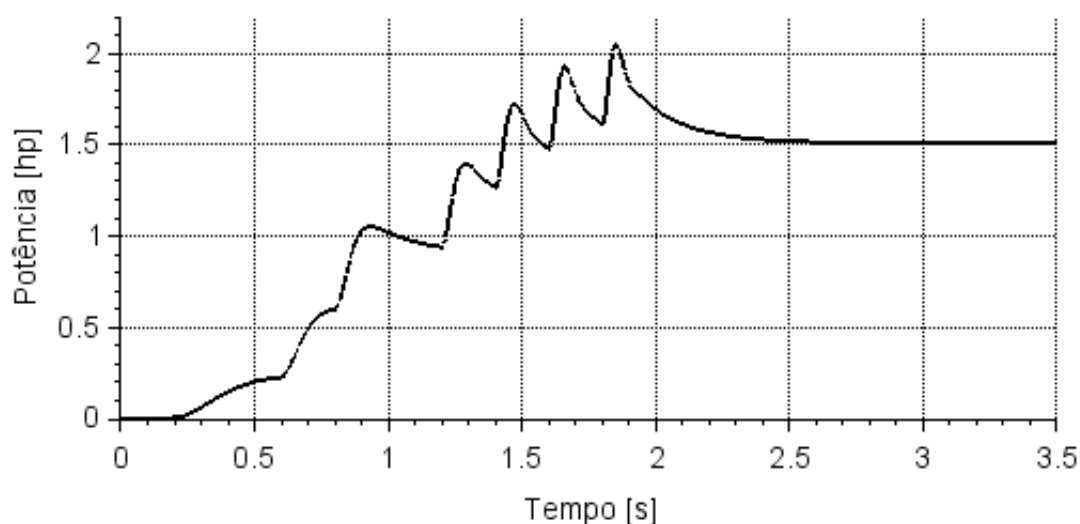
Figura 33: Torque em carga na partida com rampa PWM



Fonte: O autor

Por fim, o torque no eixo apresenta um pico no final do processo de mais de 2 hp, em seguida, reduz gradativamente até atingir o seu valor nominal, conforme mostra a Figura 34.

Figura 34: Potência no eixo na partida com rampa PWM



Fonte: O autor

Antes de apresentar uma conclusão, é importante ressaltar que durante a implementação da rampa em PWM, foi realizado um teste com uma rampa que apresentava um crescimento mais suave, crescendo 3% em cada degrau de rampa, porém, tal rampa não foi possível de ser implementada, uma vez que o número de elementos e variáveis utilizadas para este processo foi maior que é suportado pelo *Scilab/Xcos*.

Considerando os resultados obtidos para a rampa PWM implementada, pode-se notar que

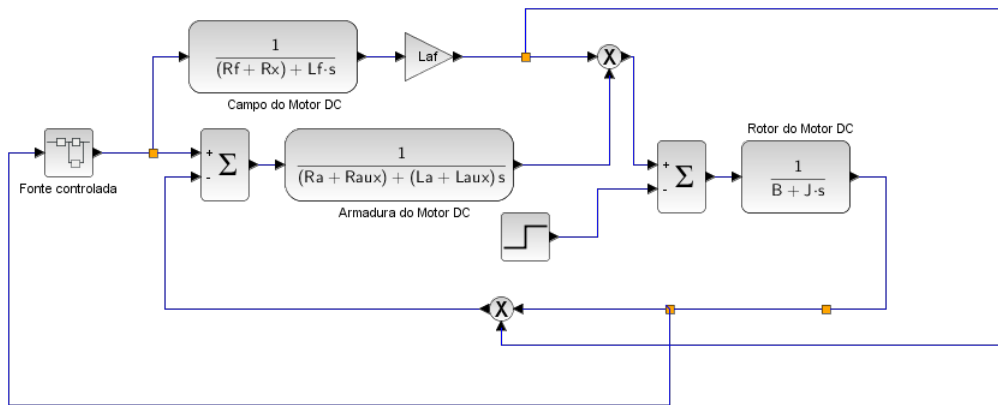
certas grandezas foram suavizadas, porém outras apresentaram valores de pico em seu estágio transitório, tais valores de pico poderiam ser resolvidos com uma rampa com mais degraus, porém a limitação no *SciLab/Xcos* não permitiu.

5.4 DADOS DO CONTROLE DE VELOCIDADE

Nesta seção, será apresentado os gráficos obtidos com a simulação dos dois tipos de controle implementados, o controle proporcional para a tensão de campo e em seguida o controle PI, ambos projetados anteriormente.

Inicialmente, será apresentado os dados obtidos para o controlador que foi proposto segundo Umans (2014). Tendo calculado o ganho do controlador conforme mostra a Equação 40, foi implementado o diagrama de blocos mostrado na Figura 35.

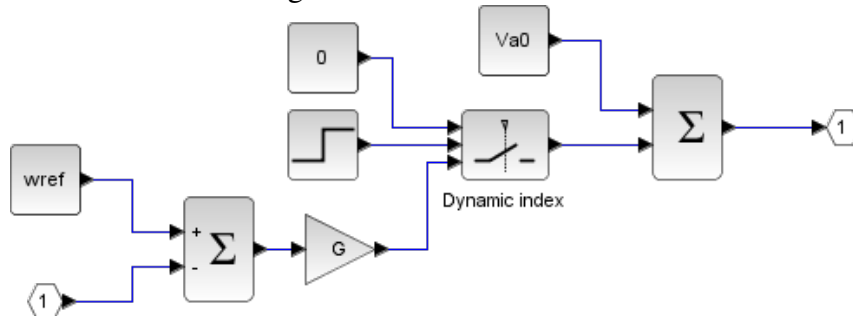
Figura 35: Diagrama de controle da tensão terminal de armadura



Fonte: O autor

Na Figura 35 a fonte de tensão controlada foi construída como mostrada na Figura 36, já o carregamento é um degrau, para manter o motor a vazio e em seguida aplicar a carga.

Figura 36: Fonte controlada

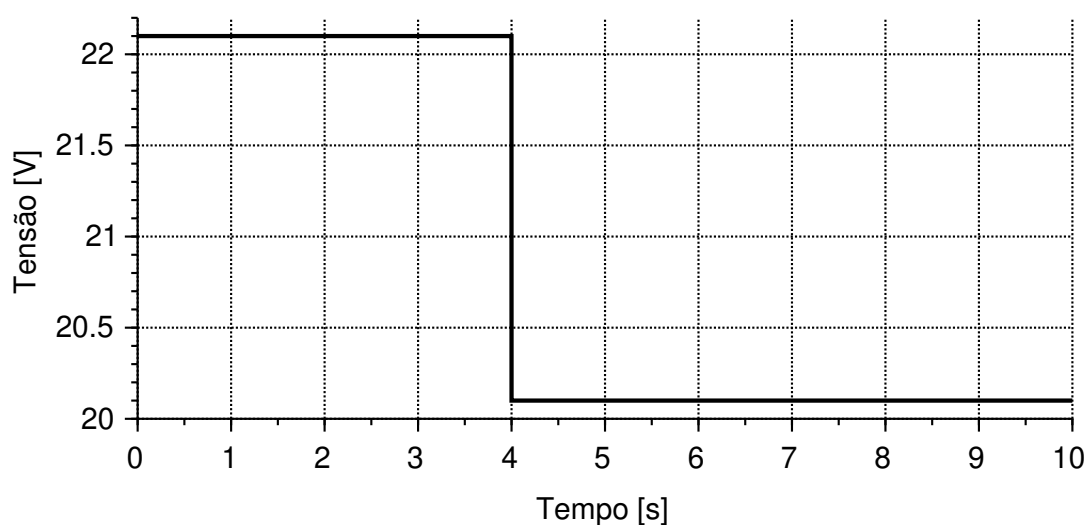


Fonte: O autor

Na Figura 37 é mostrado o comportamento da tensão de armadura utilizado nesta forma de controle, é perceptível que ela inicialmente mantém o seu valor definido na Equação 35, em seguida cai bruscamente como um degrau para a tensão calculada na Equação 36 no instante em que a carga é conectada ao motor.

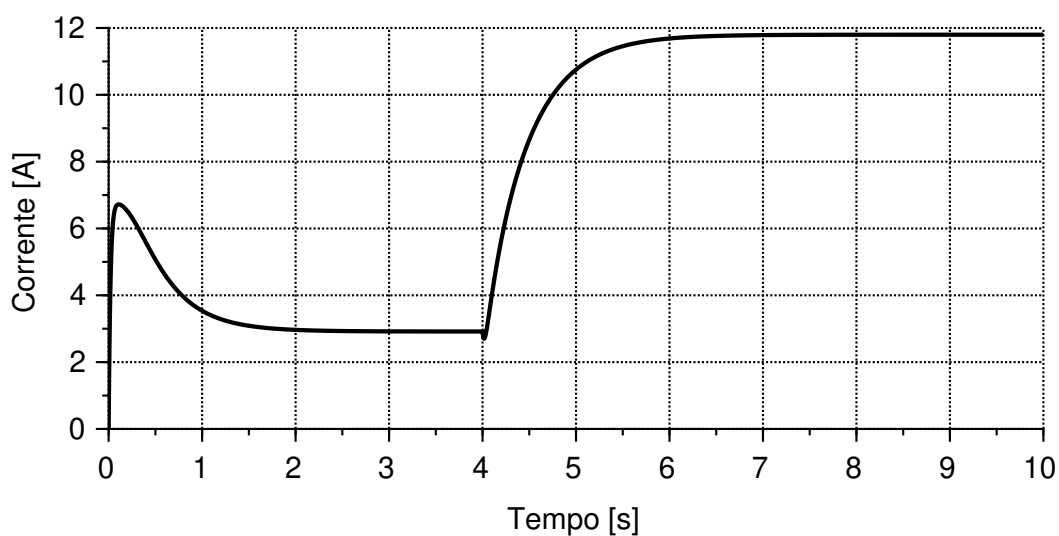
A corrente de armadura é mostrada na Figura 38, nota-se um pequeno valor de pico no início da operação e logo em seguida uma queda suave até o valor de 3 A, no instante de $t = 4$ s, quando a carga é conectada, a corrente cresce buscammente até um valor de 12 A, isso ocorre pois, existe a necessidade de aumentar o torque eletromecânico gerado para que assim ele possa movimentar o eixo agora conectado a carga.

Figura 37: Tensão de armadura para o controle de velocidade



Fonte: O autor

Figura 38: Corrente de armadura para o controle de velocidade

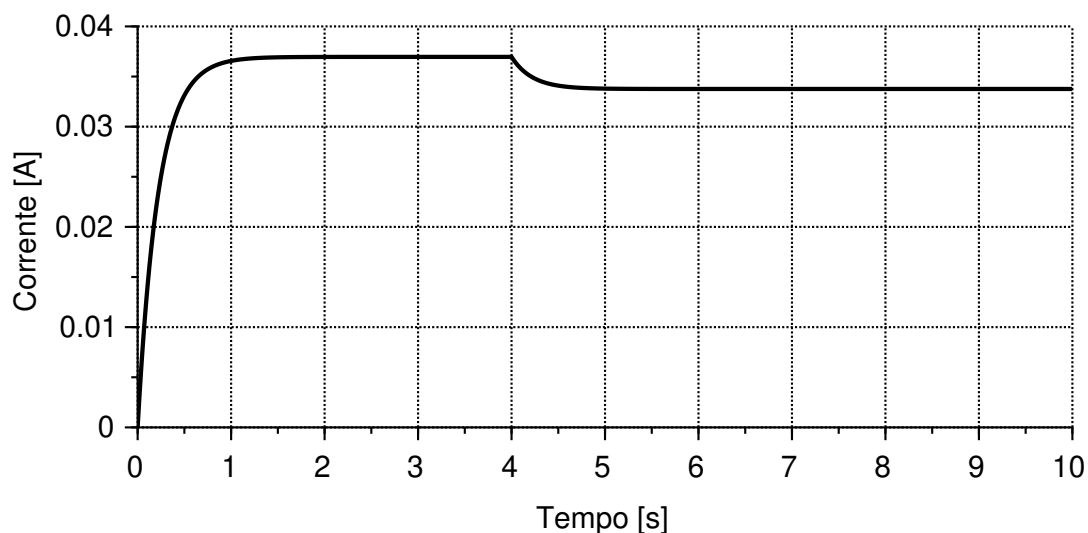


Fonte: O autor

A corrente de campo, apresenta um crescimento suave e em seguida uma queda suave com rápida estabilização no instante em que a carga é conectada, porém, o valor da corrente de campo é muito abaixo do valor nominal da corrente de campo, ou seja, não ocorreu magnetização

considerável do campo, dessa forma, é justificado o crescimento da corrente de armadura mostrado na Figura 38, devido a baixa corrente de campo, o torque eletromagnético gerado também é muito reduzido.

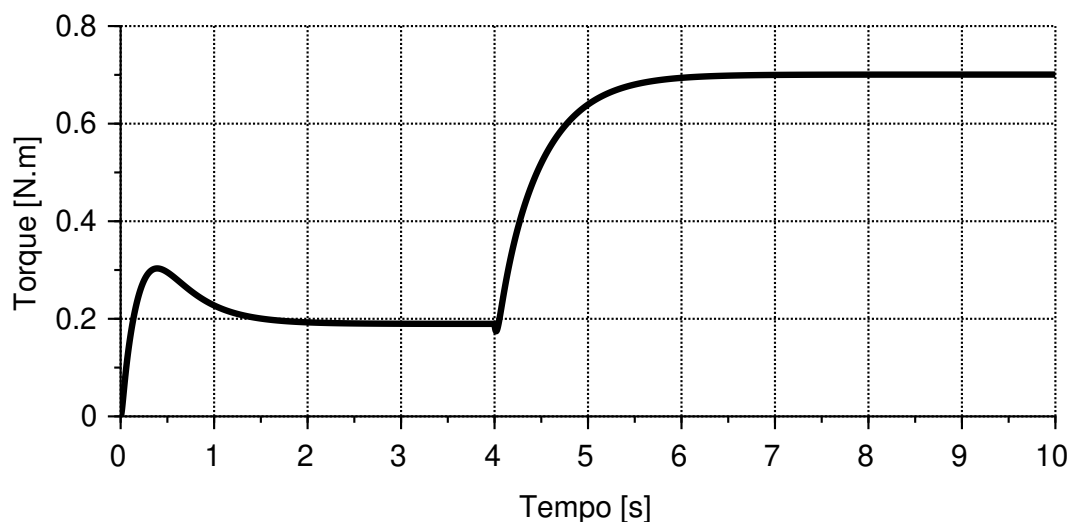
Figura 39: Corrente de campo para o controle de velocidade



Fonte: O autor

Pode-se ver na Figura 40, que o torque eletromecânico para essa situação de controle é extremamente baixo, o que é justificado, uma vez que estando a vazio o torque gerado tem a única função de colocar o eixo do motor em movimento, porém quando a carga é conectada ele apresenta um crescimento considerável até 0.7 N.m, e tal valor não é próximo torque nominal aplicado de 3 N.m, como carga, o que implica que quando a carga é conectada o eixo para de girar.

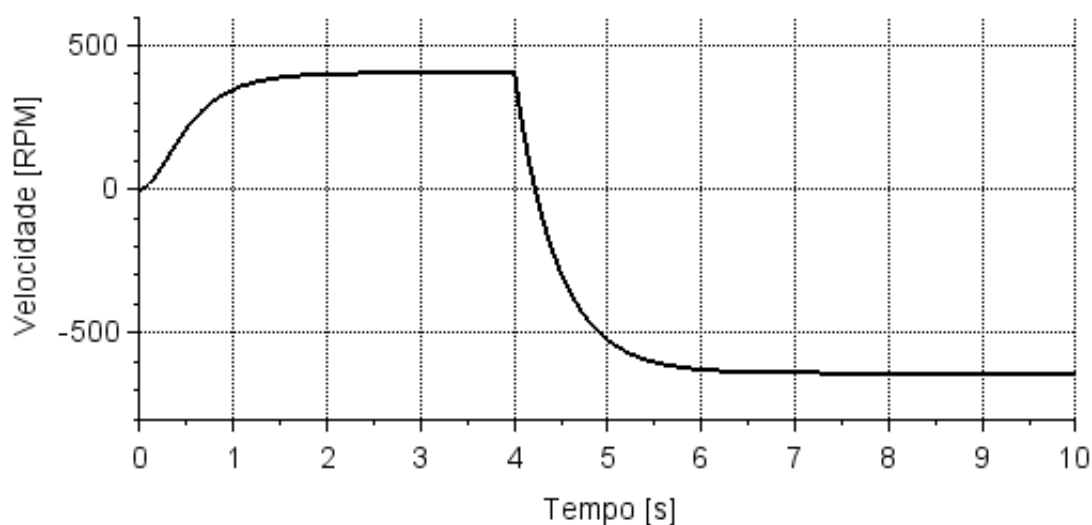
Figura 40: Torque eletromecânico para o controle de velocidade



Fonte: O autor

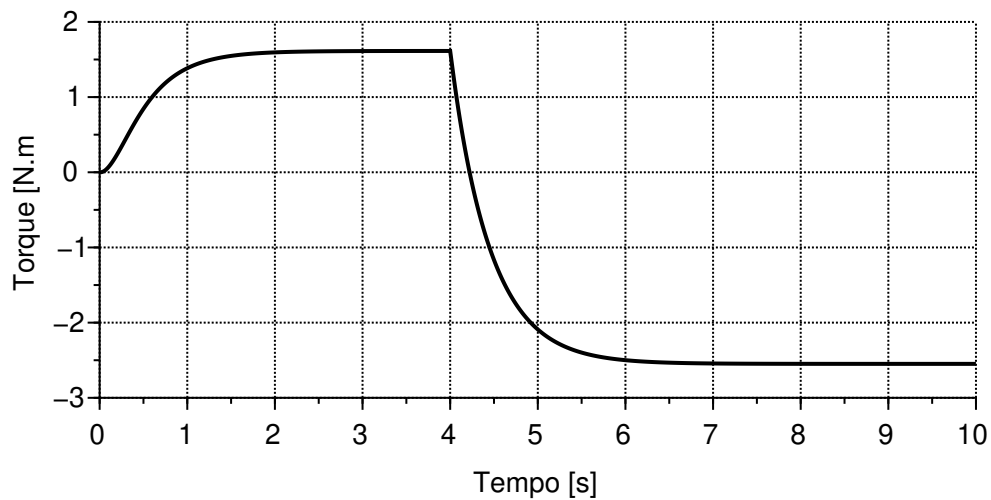
Na Figura 41 pode-se ver que o controle implementado funciona bem para a situação a vazio, fazendo com que o eixo atinja a velocidade de 400 RPM de forma suave, porém no instante em que a carga é conectada, a velocidade cai buscammente, o torque eletromecânico gerado não é capaz de vencer a inércia produzida pelo carregamento, a velocidade cai até atingir um valor negativo em regime permanente.

Figura 41: Velocidade do eixo para o controle de velocidade



Já o torque entregue pelo eixo tem o comportamento mostrado na Figura 42, antes do instante de tempo $t = 4$ s, o torque no eixo é crescente como o torque eletromecânico, a diferença se deve ao fato de que parte do torque eletromecânico foi utilizado para girar o eixo, porém, após a carga ser conectada ele decresce até atingir um valor negativo, isso ocorre pois, o torque gerado é menor que o carregamento, gerando assim uma diferença negativa, indicando o quanto de torque ainda deve ser gerado pelo motor.

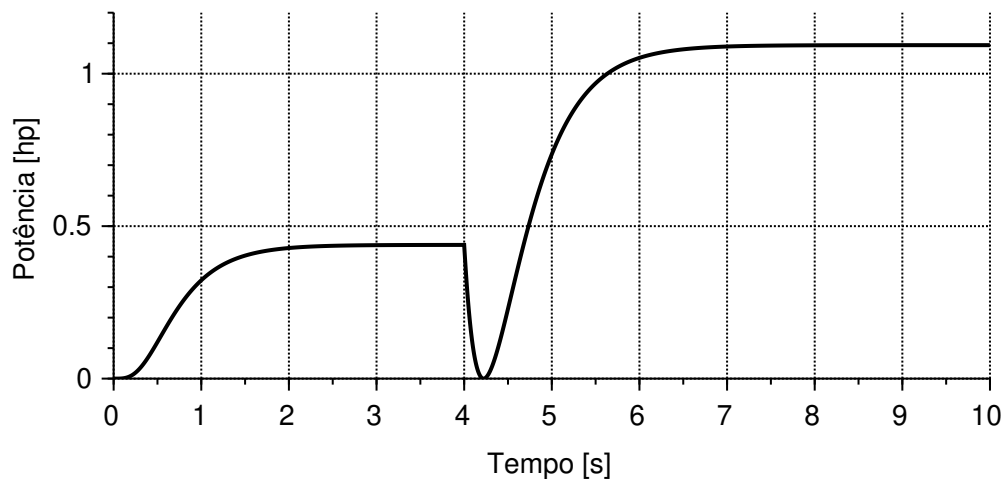
Figura 42: Torque em carga para o controle de velocidade



Fonte: O autor

Assim, como o torque no eixo, a potência apresenta um comportamento semelhante, porém, após cair para zero, ela cresce até um valor próximo ao seu valor nominal, conforme mostra a Figura 43.

Figura 43: Potência no eixo para o controle de velocidade



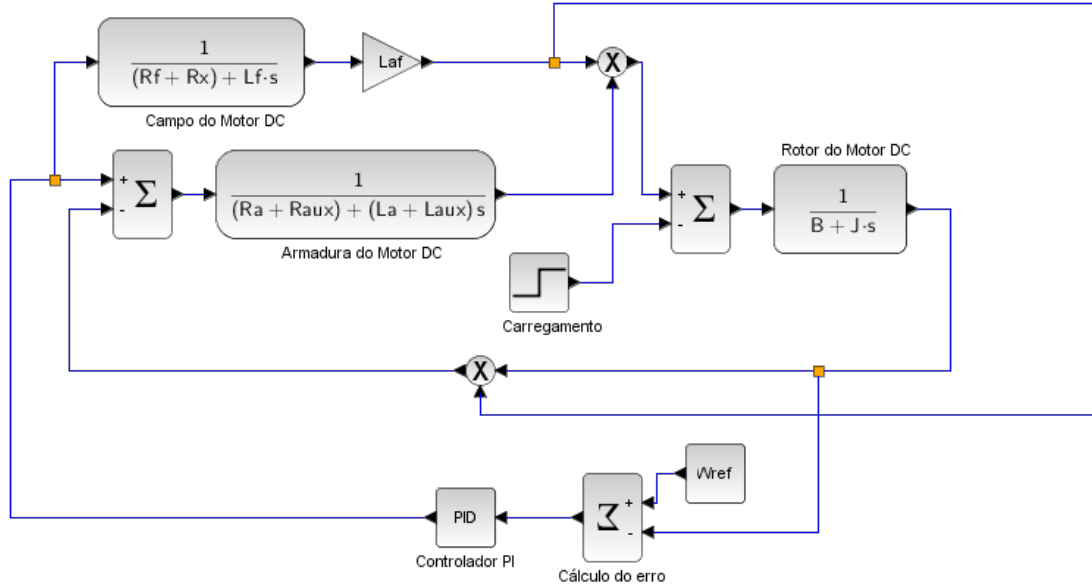
Fonte: O autor

Com os dados mostrados nas Figuras 37 - 43 é possível notar que, o modelo de controle proposto por Umans (2014) é funcional para o caso do motor a vazio, porém, não funciona de forma eficiente, uma vez que ele muda o quadrante de operação do motor, fazendo com que o eixo do motor gire em sentido contrário, em uma situação real tal comportamento iria danificar o eixo do motor inutilizando o equipamento.

Tendo em vista que o primeiro controlador proposto não foi capaz de controlar o motor, agora será apresentado os resultados do controlador PI projetado na seção 4.

Com os valores dos ganhos do controlador definidos na Equação 68, o diagrama para o controle do motor é o mostrado na Figura 44.

Figura 44: Diagrama do esquema de conexão do controlador PI



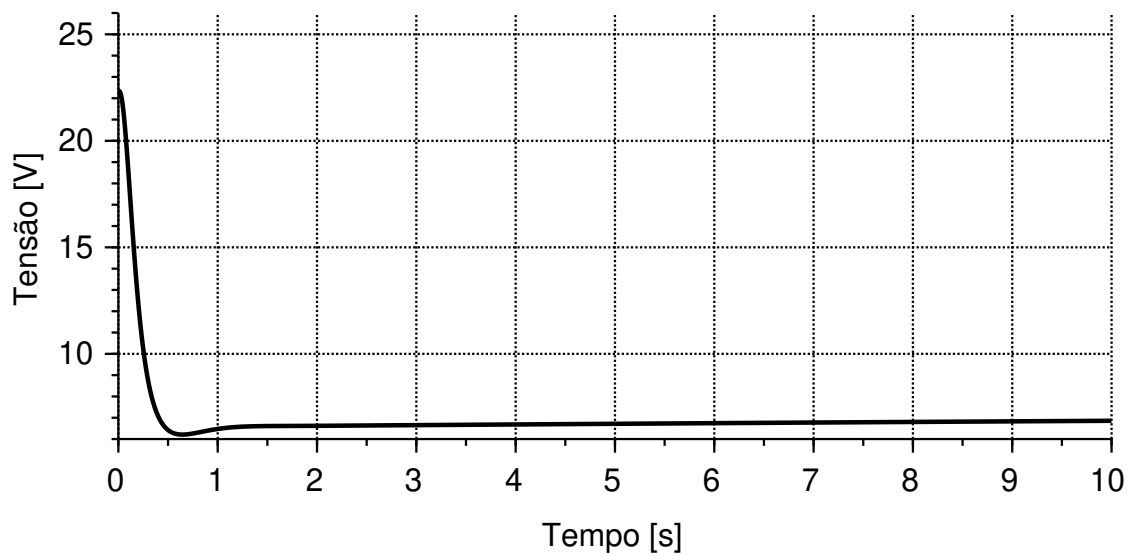
Fonte: O autor

A simulação realizada com o controlador PI projetado, foi realizada nas mesmas condições da simulação do controlador anterior, o torque inicialmente é zero, em seguida é aplicado um carregamento igual ao carregamento nominal do motor.

Na Figura 45 é mostrado a tensão terminal de armadura, gerada pelo controlador PI com o motor operando a vazio, é possível notar que inicialmente a tensão apresenta um pequeno pico de 20 V, em seguida cai para um valor de 8 V. Na situação de plena carga mostrada na Figura 46 ocorre um pico de tensão para cerca de 120V, em seguida a tensão apresenta uma queda para 60 V e começa a crescer lentamente até o final do processo.

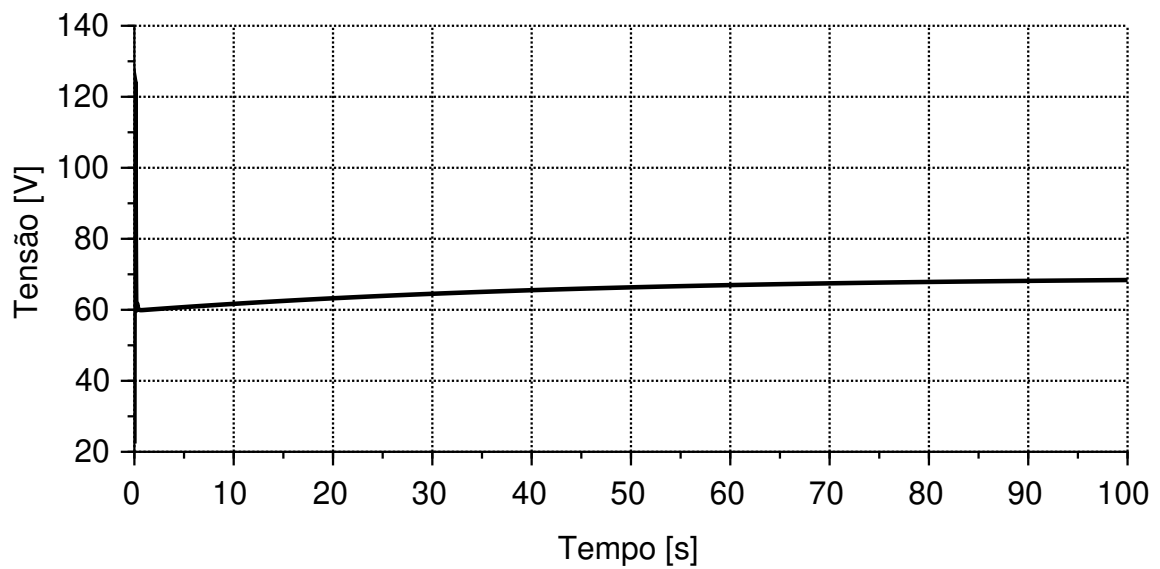
A corrente de armadura mostrada na Figura 47, com o motor inicialmente a vazio, apresenta um pico de 6 A, em seguida cai para um valor de 2 A onde se mantém constante. Já na situação de plena carga, mostrada na Figura 48, a corrente apresenta um pico de 40 A, após isso, cai para 20 A e apresenta um decaimento muito lento durante todo processo.

Figura 45: Tensão terminal de armadura para o controle de velocidade PI a vazio



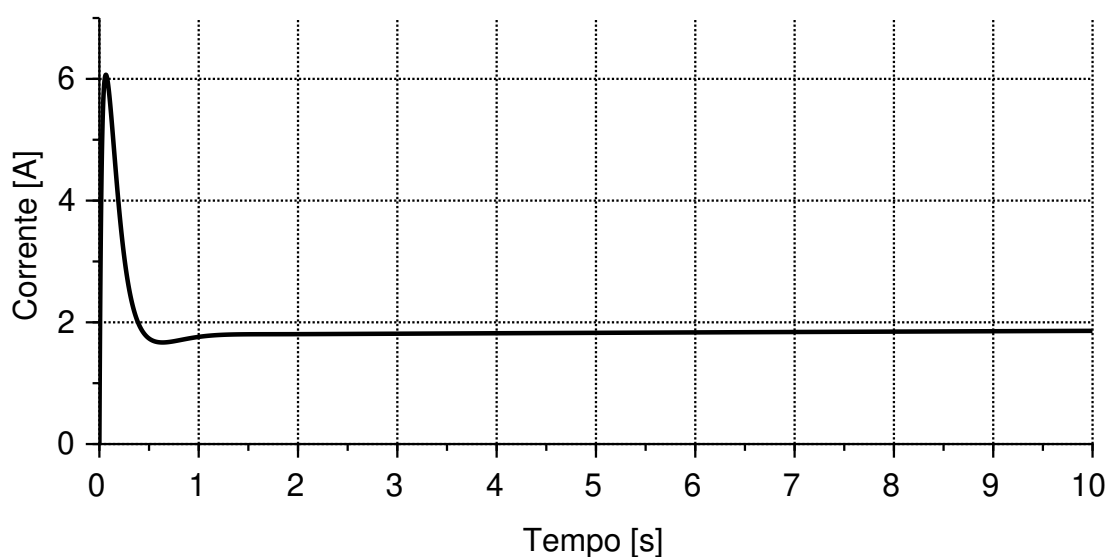
Fonte: O autor

Figura 46: Tensão terminal de armadura para o controle de velocidade PI em plena carga



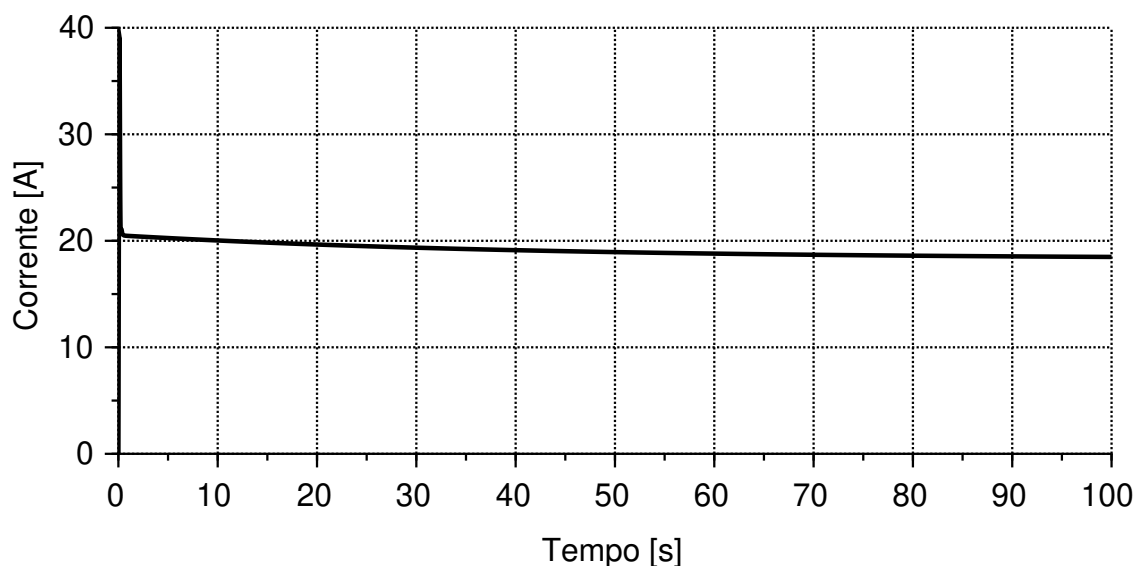
Fonte: O autor

Figura 47: Corrente de armadura para o controle de velocidade PI a vazio



Fonte: O autor

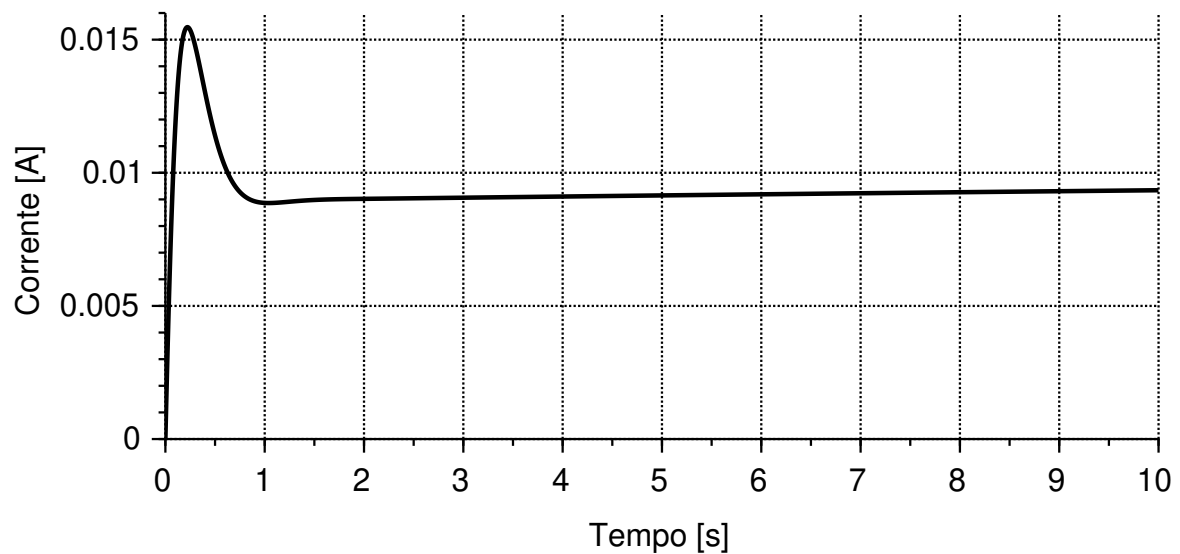
Figura 48: Corrente de armadura para o controle de velocidade PI em plena carga



Fonte: O autor

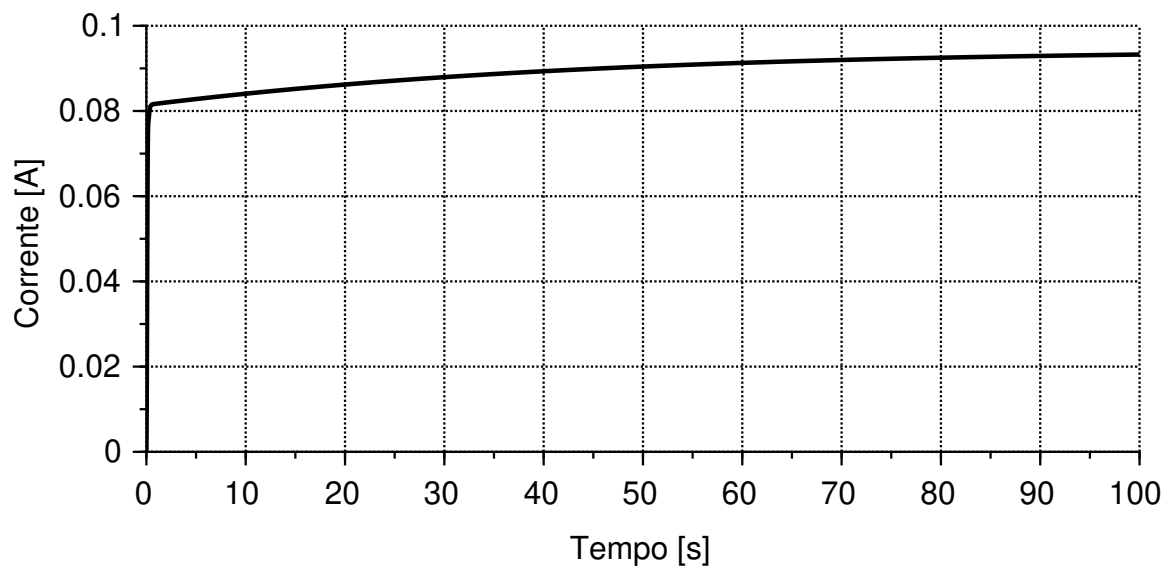
A corrente de campo mostrada na Figura 49 apresenta um valor de pico de 0,015 A e logo em seguida cai para um valor de 0,009 A, que é mantido como constante durante todo processo, porém na situação de plena carga, a corrente de campo rapidamente atinge uma corrente de 0,08 A e logo em seguida começa a crescer de forma suave durante o processo, atingindo uma corrente de 0,09 A, ou seja, quase 30% da corrente de campo nominal, conforme mostra a Figura 50.

Figura 49: Corrente de campo para o controle de velocidade PI a vazio



Fonte: O autor

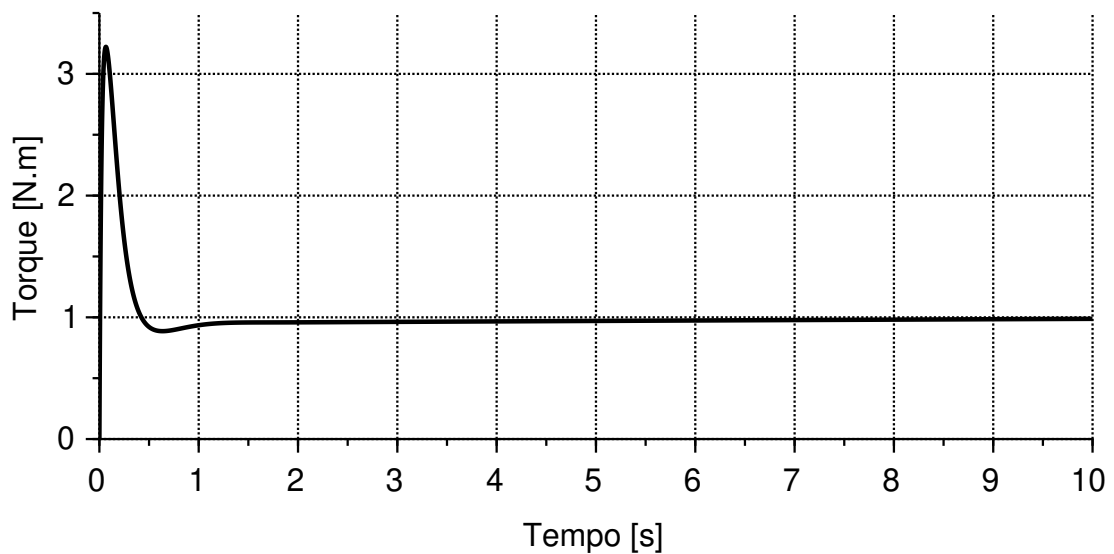
Figura 50: Corrente de campo para o controle de velocidade PI em plena carga



Fonte: O autor

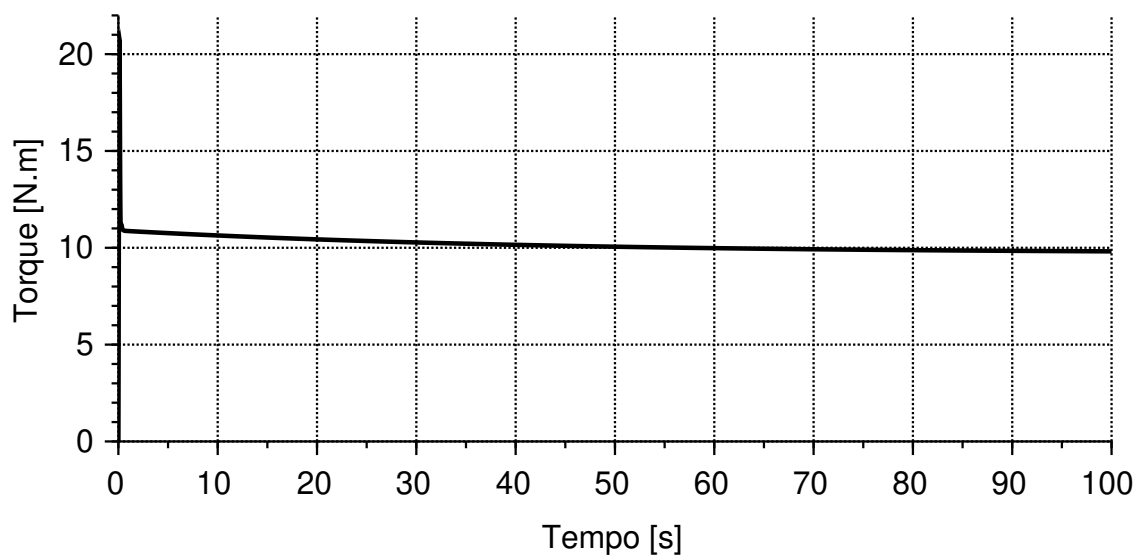
Na Figura 51 é possível notar um pico de 3.2 N.m no torque eletromecânico gerado e logo em seguida uma queda suave para o valor de 1 N.m. O torque eletromecânico gerado na situação de plena carga, mostrado na Figura 52 apresenta um pico de 20 N.m no início da operação em plena carga e em seguida cai e fica praticamente constante com valor de 10 N.m.

Figura 51: Torque eletromecânico para o controle de velocidade PI a vazio



Fonte: O autor

Figura 52: Torque eletromecânico para o controle de velocidade PI em plena carga

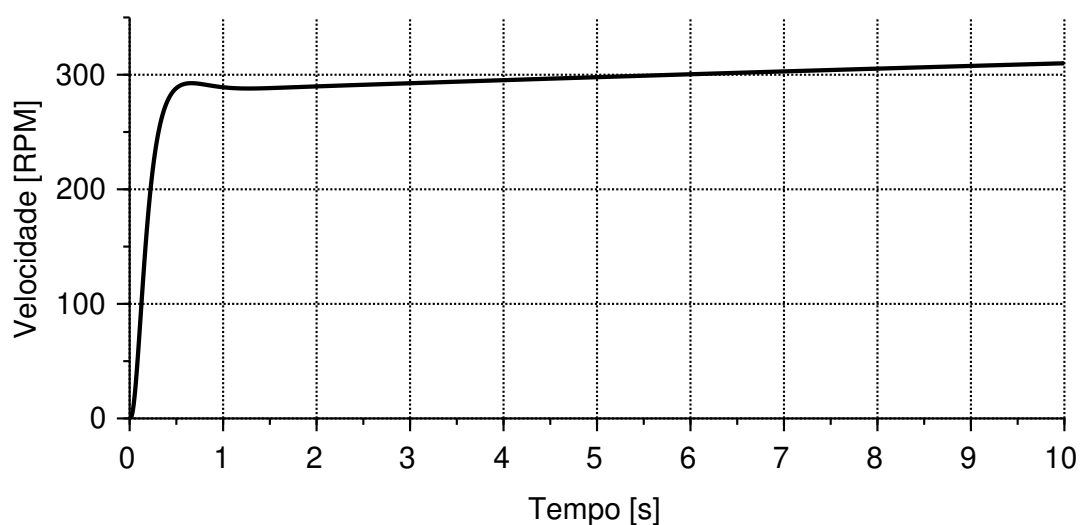


Fonte: O autor

A velocidade do motor a vazio controlada pelo controlador, apresenta um comportamento muito suave, tendo um crescimento suave sem picos, atingindo uma velocidade próxima a definida no projeto do controlador conforme mostra a Figura 53.

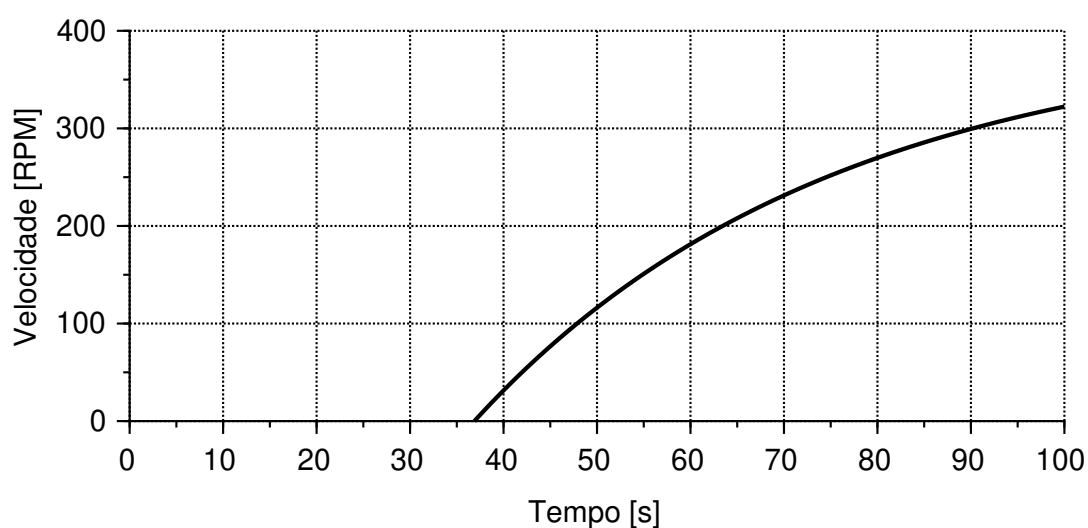
A Figura 54, mostra o controle da velocidade na situação de plena carga, onde é possível notar que o motor leva um tempo de cerca de 37 segundos para sair da inércia e começar a girar, após esse tempo, o motor leva cerca de um minuto para passar de 300 RPM e ficar próximo da velocidade definida no projeto.

Figura 53: Velocidade do eixo para o controle de velocidade PI a vazio



Fonte: O autor

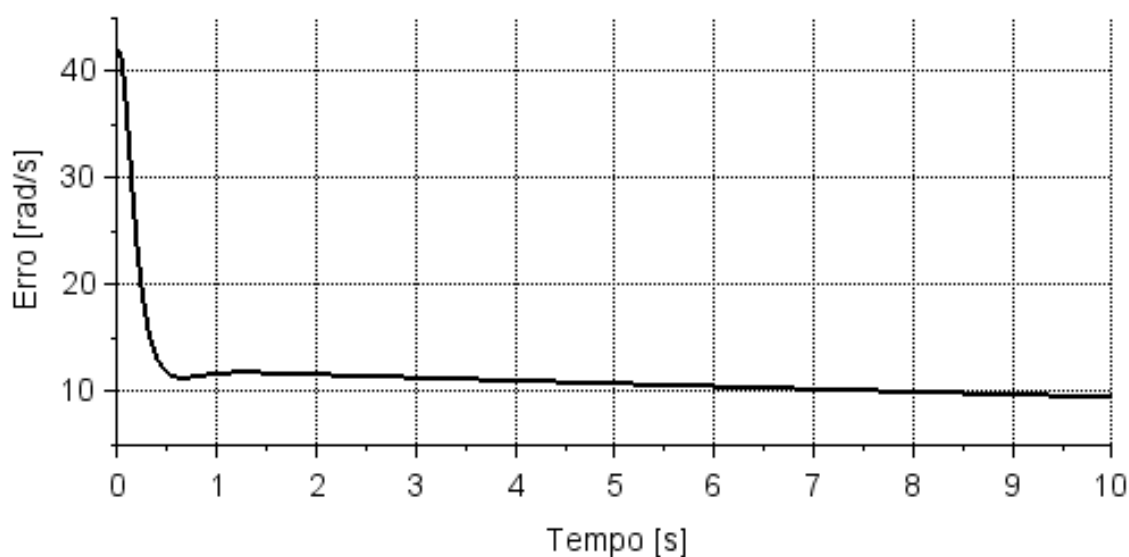
Figura 54: Velocidade do eixo para o controle de velocidade PI em plena carga



Fonte: O autor

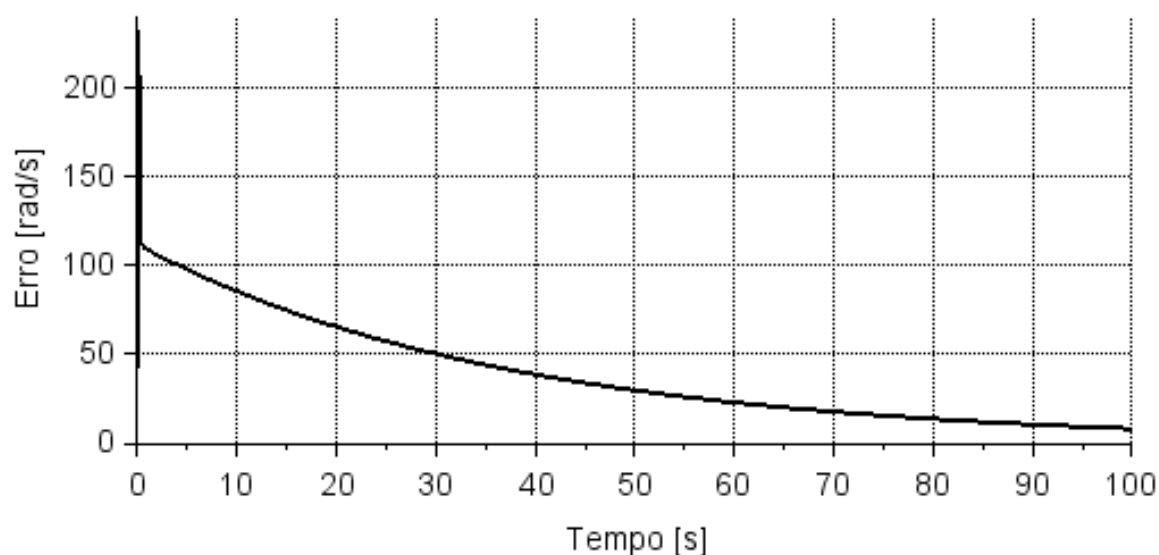
O sinal de erro é mostrado na Figura 55 para a situação a vazio, onde é possível ver como o valor de erro cai a medida que o tempo passa, o que representa que a velocidade do motor se aproxima cada vez mais do valor definido no projeto. Para a situação de plena carga, é possível ver uma queda de velocidade mais lenta justificando a demora do motor em sair da inércia e o tempo que ele leva para atingir uma velocidade considerável, como mostra a Figura 56.

Figura 55: Sinal de erro para o controle de velocidade PI a vazio



Fonte: O autor

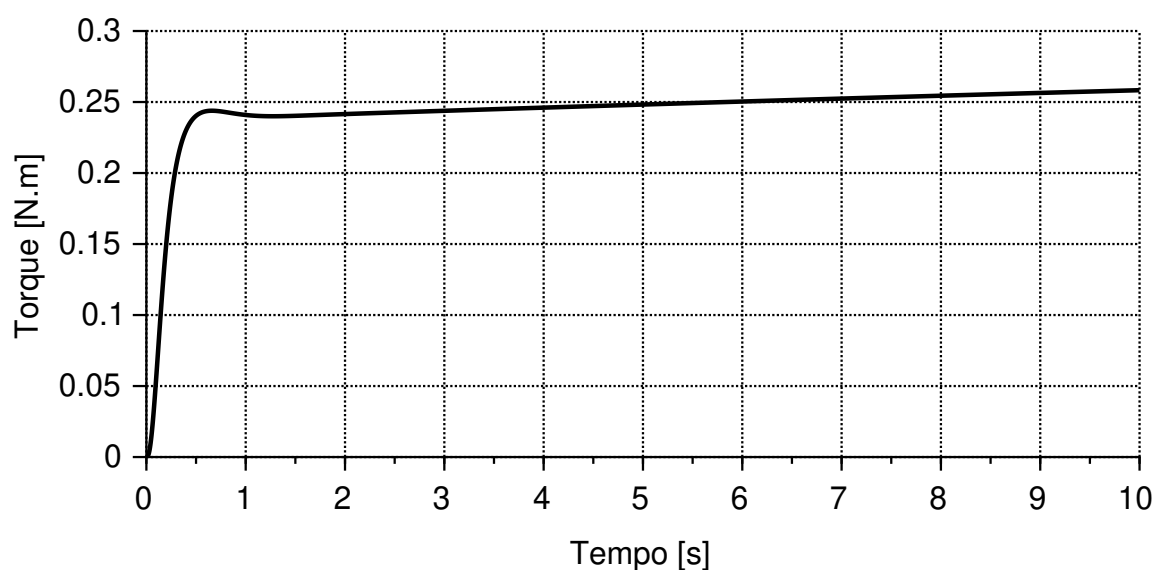
Figura 56: Sinal de erro para o controle de velocidade PI em plena carga



Fonte: O autor

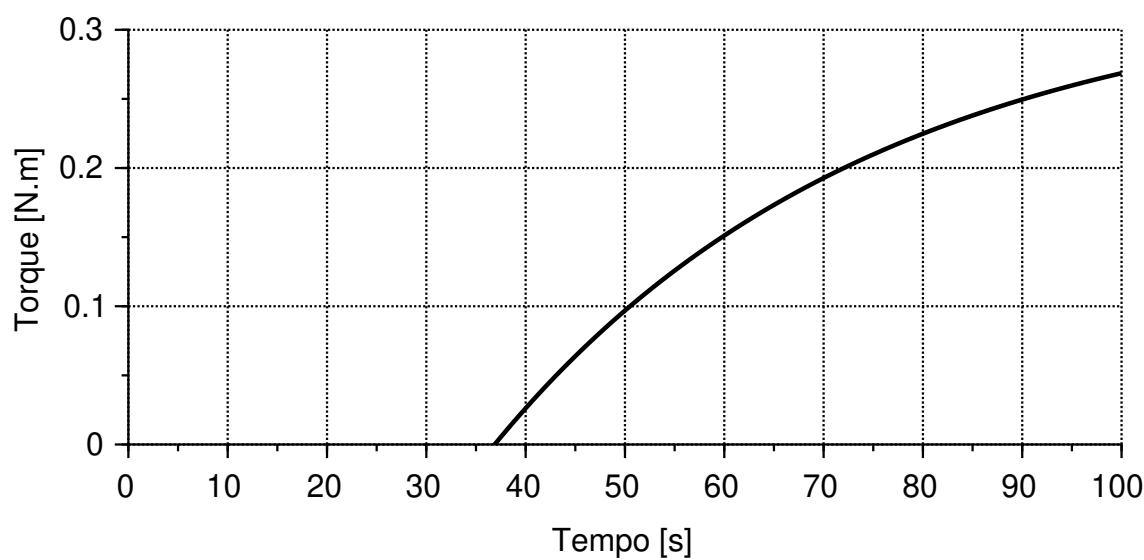
Por fim o torque entregue pelo eixo mostrado na Figura 57 para a situação do motor a vazio, que apresenta um crescimento suave e um torque menor que 10% do torque nominal, sendo que este é apenas o necessário para vencer a inércia do próprio eixo. Já na Figura 58 mostra que o torque do motor só começa a surgir no mesmo instante que a velocidade, ou seja, cerca de 37 segundos após o início do processo, em seguida ele cresce lentamente.

Figura 57: Torque no eixo para o controle de velocidade PI a vazio



Fonte: O autor

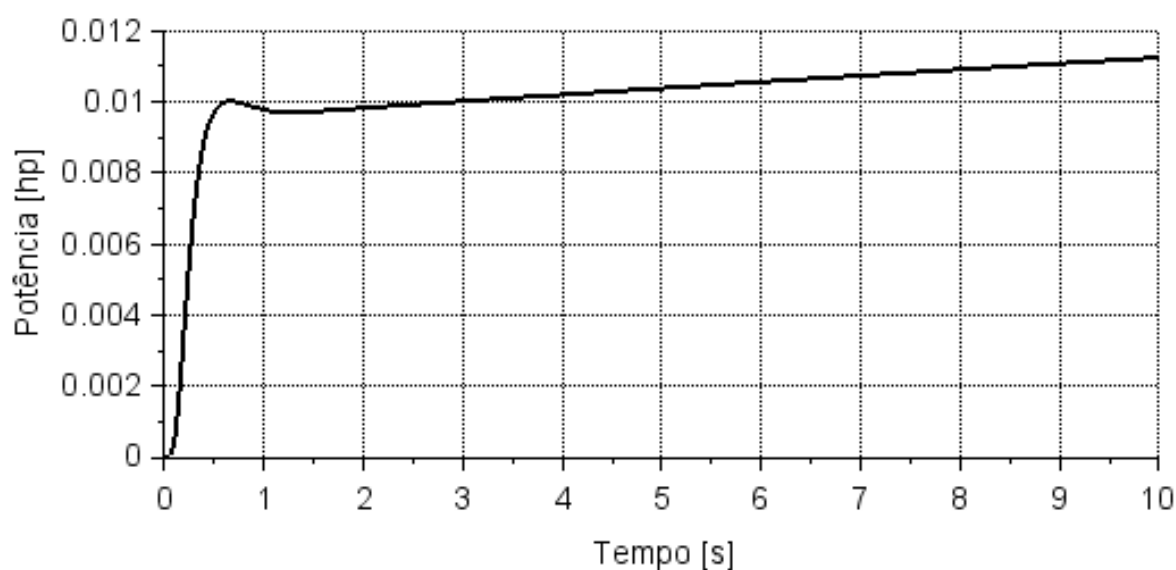
Figura 58: Torque no eixo para o controle de velocidade PI em plena carga



Fonte: O autor

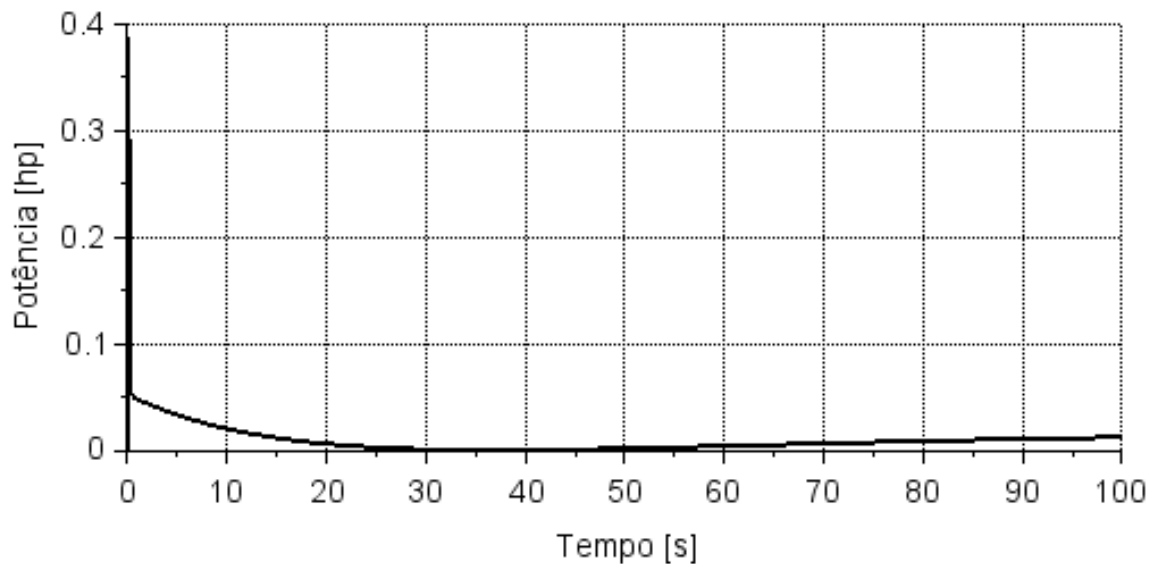
A potência entregue pelo eixo na situação a vazio e em plena carga é mostrada nas Figuras 59 e 60 respectivamente. Na situação a vazio é possível notar uma potência muito baixa entregue pelo eixo, já na situação de plena carga existe um pico de 0,4 hp e depois uma queda na potência, após isso a potência se mantém em um valor muito baixo durante todo o processo, isso ocorre devido a baixa corrente de campo, bem como os valores baixos de tensão terminal de armadura.

Figura 59: Potência no eixo para o controle de velocidade PI a vazio



Fonte: O autor

Figura 60: Potência no eixo para o controle de velocidade PI em plena carga



Fonte: O autor

Pode-se notar com o controlador PI que ele apresenta um bom comportamento na situação do motor a vazio, porém na situação de plena carga ele se torna lento, fazendo com que o motor tenha que ser submetido a uma corrente de armadura mais alta que a corrente nominal por um longo período de tempo o que certamente irá danificar os enrolamentos e reduzir a vida útil do motor.

Sendo assim pode-se concluir que o controlador PI permite atingir uma velocidade próxima a estipulada, porém, coloca o equipamento em uma situação de muito estresse devido a

altas correntes por um longo tempo, tornando assim sua aplicação inviável devido ao risco de danos ao equipamento.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Com este trabalho foi possível realizar três tipos de partida para o motor CC com excitação *shunt*, sendo que as formas de partida aqui apresentadas são muito diferentes dos esquemas de partidas para máquinas CA que são apresentados em disciplinas práticas ou teóricas. Porém, mesmo sendo formas distintas, o mesmo problema de uma alta corrente de partida para o caso da partida direta foi encontrado também no motor CC, sendo necessário utilizar métodos para suavizar a partida do motor e reduzir a corrente na partida. O objetivo de suavizar a partida foi obtido tanto com a partida com o banco de resistores projetados quando com o projeto da partida com PWM em rampa.

Com os resultados obtidos, foi possível analisar todas as grandezas envolvidas no funcionamento do motor, especialmente a corrente de armadura e a velocidade do eixo. Tanto nos métodos de partida com resistores, quanto no método de partida com PWM em rampa, é possível observar os efeitos transitórios na corrente, velocidade e demais grandezas, gerados pela comutação das resistências e pela alteração do ciclo de trabalho do PWM, dessa forma, foi dada margem para a escolha do método mais viável para a partida do motor em questão no retorno das atividades presenciais na Universidade para que assim possa ser dada sequência ao trabalho para a obtenção da curva experimental do gerador a ser estudado posteriormente.

Com o projeto do controlador, foi possível, aplicar os conceitos para o projeto de um controlador didático, porém não foi possível obter um resultado satisfatório com a aplicação do mesmo, uma vez que tal controlador apresentou resposta apenas para controlar a velocidade do motor na situação a vazio, não sendo capaz de fazer o motor entrar em movimento na situação de plena carga.

Já com o projeto do controlador PI, utilizando uma aproximação da planta para se obter o modelo, foi possível obter uma resposta satisfatória para a situação a vazio. Além disso, o controlador PI foi capaz de gerar uma resposta para a situação de plena carga, porém, a resposta obtida com a aplicação da perturbação do sistema foi uma resposta muito lenta e permitiu que o motor atingisse certa velocidade, mas, devido as altas correntes envolvidas para manter a velocidade de rotação estando submetido o motor a um carregamento de 100%, essa forma de controle faz com que o equipamento seja submetido a uma situação que pode gerar danos ocasionalmente.

A alta corrente de armadura, foi gerado devido a não linearidade do sistema, que pode ser observado na Equação ??, pois, este motor apresenta uma grande dependência da tensão de armadura para a magnetização do campo, fazendo assim com que a corrente de armadura tenha que apresentar um valor muito acima do nominal.

O principal problema do uso do controlador PI para esta situação está nos métodos de sintonia, segundo Chang, Hwang e Hsieh (2002), o método de sintonia aqui utilizado é aplicado para sistemas lineares, porém o motor CC *shunt* apresenta um modelo matemático com uma não linearidade do tipo polinomial, tendo um total de três variáveis de estado e uma de saída

(Chiasson; Bodson, 1993), sendo assim necessário utilizar um método de linearização do sistema, que consiste em reduzir as variáveis de estado de três para duas, segundo Chiasson e Bodson (1993), essas variáveis são, a posição do rotor, a velocidade e a corrente de campo, ao eliminar uma variável de estado para linearizar o sistema faz com que o controle de velocidade não possa ser realizado mediante perturbações no sistema como a adição de carregamento (Chiasson; Bodson, 1993).

Devido a não linearidade do motor CC *shunt* seria necessário para o seu controle uma implementação de um controle não linear adaptativo (TRIPURA; BABU, 2014). Usando redes neurais e lógica Fuzzy é possível desenvolver um controlador para a velocidade do motor mesmo quando o sistema sofre perturbações. Dessa forma, tem-se como perspectiva para trabalhos futuros realizar a sintonia do controlador PI linearizando a planta do motor CC com outros métodos como o *Input-Output* como mostrado em Chiasson e Bodson (1993), além de realizar o projeto de um controlador adaptativo como mostrado em Chang, Hwang e Hsieh (2002).

Outras formas de controle poderão ser implementadas em trabalhos posteriores, uma vez que foi obtido um modelo matemático com diagrama de blocos no *SciLab/Xcos* é possível realizar testes com outras formas de controle e outras formas de onda para alimentação do motor, sendo este modelo uma contribuição para o estudo e pesquisa de máquinas de corrente contínua com excitação *shunt* no geral, máquina esta que devido a sua não linearidade ainda apresenta muito a ser explorado.

REFERÊNCIAS

- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. *Atlas de Energia Elétrica do Brasil*. 2ª. ed. [S.l.]: Brasília, 2005.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL. *Resolução Normativa Nº 482, de 17 de abril de 2012*. 2012. Disponível em: <<http://www2.aneel.gov.br/cedoc/ren2012482.pdf>>. Acesso em: 20 fev. 2020.
- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA – ANEEL. *Geração Distribuída*. 2020. Disponível em: <http://www2.aneel.gov.br/scg/gd/GD_Fonte.asp>. Acesso em: 17 fev. 2020.
- Amin, S.; Khan, S.; Hussain Bukhari, S. S. A comprehensive review on axial flux machines and its applications. In: *2019 2nd International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET)*. [S.l.: s.n.], 2019. p. 1–7. ISSN null.
- BARBI, I. *Eletrônica de Potência*. [S.l.]: Edição do Autor, 2006.
- CAO, Y.; HUANG, Y.; JIN, L. Research on axial magnetic force and rotor mechanical stress of an air-cored axial-flux permanent magnet machine based on 3d fem. *Applied Mechanics and Materials*, v. 105-107, p. 160 – 163, 09 2011.
- Caricchi, F. et al. Multistage axial-flux pm machine for wheel direct drive. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, n. 4, p. 882–888, July 1996. ISSN 1939-9367.
- C.DORF, R.; BISHOP, R. H. *Sistemas de Controle Moderno*. 1ª. ed. [S.l.]: LTC Editora, 2001.
- CHANG, W.-D.; HWANG, R.-C.; HSIEH, J.-G. A self-tuning pid control for a class of nonlinear systems based on the lyapunov approach. *Journal of Process Control*, v. 12, n. 2, p. 233 – 242, 2002. ISSN 0959-1524. Disponível em: <<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959152401000415>>.
- CHAPMAN, S. J. *Fundamentos de Máquinas Elétricas*. 5ª. ed. [S.l.]: AMGH Editora Ltda., 2013.
- Chiasson, J.; Bodson, M. Nonlinear control of a shunt dc motor. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 38, n. 11, p. 1662–1666, 1993.
- CRUZ, R. T. *Projeto e desenvolvimento de um gerador síncrono de fluxo axial a baixo custo para aplicações em turbinas eólicas*. Graduação – Engenharia Elétrica — Universidade Federal Rural do Semi-Árido, 2019.
- CUMMINS. *Engenharia de Aplicações – Manual de Aplicação para Grupos Geradores Arrefecidos a Água*. 2011. Disponível em: <<http://www.cummins89power.com.br/pdf/engenharia/T030Portugu%C3%AAs.pdf>>. Acesso em: 21 fev. 2020.
- Daghigh, A.; Javadi, H.; Javadi, A. Improved analytical modeling of permanent magnet leakage flux in design of the coreless axial flux permanent magnet generatorx. *Canadian Journal of Electrical and Computer Engineering*, v. 40, n. 1, p. 3–11, winter 2017. ISSN 0840-8688.

Di Stefano, R.; Marignetti, F. Electromagnetic analysis of axial-flux permanent magnet synchronous machines with fractional windings with experimental validation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 59, n. 6, p. 2573–2582, June 2012. ISSN 1557-9948.

EL-SHARKAWI, M. A. *Wind Energy: An Introduction*. 1ª. ed. [S.l.]: Taylor Francis Group, LLC, 2016.

GIERAS, J.; WANG, R.-J.; KAMPER, M. *Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines*. [S.l.: s.n.], 2008. ISBN 978-1-4020-6993-2.

HAKALA, H. *Integration of motor and hoisting machine changes the elevator business*. 1ª. ed. [S.l.]: in Proc. Int. Conf. Electr. Mach, 2000.

HART, D. W. *Power Electronics*. [S.l.]: McGraw-Hill., 2011.

HUSAIN, T. *Desing, Analysis, and Implementation of a Novel Bouble Sided E-Core Transverse Flux Machine with Axial Airgap*. Tese (Degree Doctor of Philosophy) — The Graduate Faculty of the University of Akron, 2017.

KUREK, R. *Diagnóstico do uso de grupos geradores estacionários a óleo Diesel na região central de Ribeirão Preto - SP*. Dissertação (Mestrado – Mestrado Profissionalizante em Tecnologia Ambiental) — Universidade de Ribeirão Preto, 2018.

Mahmoudi, A. et al. Design and prototyping of an optimised axial-flux permanent-magnet synchronous machine. *IET Electric Power Applications*, v. 7, n. 5, p. 338–349, May 2013. ISSN 1751-8679.

MARQUES, I. de O. *Estudo de Métodos de Simulação do Ruído de Geradores Eólicos*. Graduação – Engenharia Mecânica — Universidade Federal Rio de Janeiro, 2016.

Mirimani, S. M.; Vahedi, A.; Marignetti, F. Effect of inclined static eccentricity fault in single stator-single rotor axial flux permanent magnet machines. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 48, n. 1, p. 143–149, Jan 2012. ISSN 1941-0069.

OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 5ª. ed. [S.l.]: Pearson Prentice Hall, 2010.

ONG, C.-M. *Dymanic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink*. [S.l.: s.n.], 1998. 626 p. ISBN 0-13-723785-5.

Parviainen, A.; Niemela, M.; Pyrhonen, J. Modeling of axial flux permanent-magnet machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 40, n. 5, p. 1333–1340, Sep. 2004. ISSN 1939-9367.

Surong Huang; Aydin, M.; Lipo, T. A. Torus concept machines: pre-prototyping design assessment for two major topologies. In: *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*. [S.l.: s.n.], 2001. v. 3, p. 1619–1625 vol.3. ISSN 0197-2618.

TRIPURA, P.; BABU, Y. S. K. Intelligent speed control of dc motor using anfis. *Journal of Intelligent Fuzzy Systems*, v. 26, n. 1, p. 223 – 227, 2014. ISSN 10641246. Disponível em: <<http://search-ebscohost-com.ez13.periodicos.capes.gov.br/login.aspx?direct=true&db=iih&AN=92706959&lang=pt-br&site=ehost-live>>.

UMANS, S. D. *Máquinas elétricas de Fitzgerald e Kingsley*. 7ª. ed. [S.l.]: AMGH Editora Ltda., 2014.