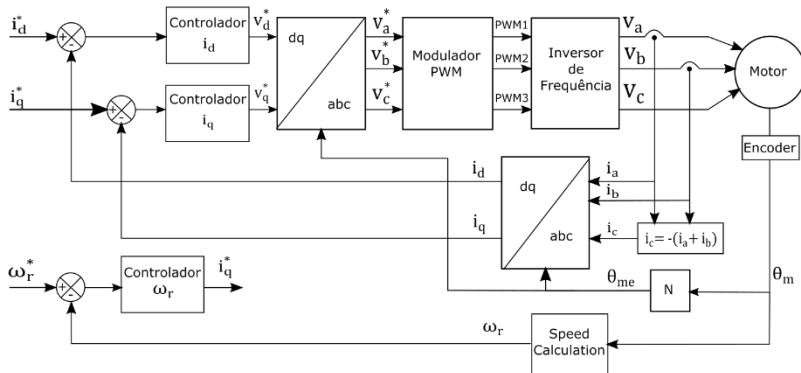


CAPÍTULO 2. PROJETO DOS CONTROLADORES

2.1.ALGORITMO DE CONTROLE DO TIPO FOC

Um controlador baseado em orientação de campo – FOC é estruturado de forma a permitir o controle independente do fluxo magnético, através da corrente de eixo direto – i_d , e do torque produzido pelo motor, através da corrente de eixo em quadratura – i_q . Uma vez que essas duas correntes são impostas ao motor, um terceiro controlador é adicionado para determinar o nível de corrente i_q necessário para que o motor produza um torque acelerante tal que faça o rotor girar a uma velocidade desejada - ω_r^* , chamada velocidade de referência. Essa estrutura de controle é ilustrada no diagrama de blocos da Figura 10.

Figura 10 – Diagrama de blocos do controle do tipo FOC



Fonte: produção do próprio autor.

Na estrutura de controle apresentada, as correntes i_a e i_b no referencial abc são medidas por meio de dois sensores de corrente, sendo a corrente i_c calculada a partir das duas primeiras. A posição elétrica do rotor deve ser conhecida para viabilizar a implementação da transformada de Park, podendo ser medida diretamente por um sensor mecânico (por exemplo: *encoder*, *resolver* etc.) ou então determinada por meio de observadores, em algoritmos do tipo *sensorless*. Neste trabalho está sendo utilizado um *encoder* do tipo incremental com reset por *index* para realizar a medida da posição mecânica do rotor.

Através da derivação da posição mecânica do rotor a velocidade rotórica - ω_r é determinada. Esta velocidade é subtraída da referência de velocidade - ω_r^* para determinar o erro de velocidade. Esse erro é o sinal de entrada para um controlador de velocidade que então determina a corrente i_q de referência - i_q^* a ser aplicada ao motor para que se produza o torque necessário para minimização do erro de velocidade.

A referência da corrente de eixo direto - i_d^* , deve ser mantida com valor zero, uma vez que o fluxo magnético do rotor é produzido pelos ímãs permanentes – à exceção de quando o motor opera na região de enfraquecimento de campo – *field weakning*.

Conhecidas as correntes instantâneas e a posição mecânica do rotor, a transformada de Park é aplicada para determinar as correntes de eixo direto e em quadratura - i_d e i_q do motor BLAC. Essas correntes são então realimentadas aos respectivos controladores, que em função do erro medido (conhecidas as referências - i_d^* e i_q^*) definem os valores de tensão de referência v_d^* e v_q^* que devem ser requisitados ao modulador PWM para minimizar os respectivos erros.

A transformada inversa de Park é aplicada para determinar as tensões de referência no referencial abc - v_a^* , v_b^* e v_c^* . Essas tensões de referência são então informadas ao modulador PWM que por sua vez determina os sinais PWM1, PWM2, PWM3 que devem ser aplicados em cada braço do inversor trifásico para sintetizar as tensões solicitadas.

2.2. PARÂMETROS DO MOTOR BLAC

Para permitir o projeto dos controladores, os parâmetros do motor em estudo são sumarizados na Tabela 1. Esses parâmetros foram determinados conforme procedimento descrito no Anexo I deste documento.

Tabela 1 – Parâmetros do motor BLAC

Parâmetro	Valor	Unidade
P	42	
R	4,48	Ω
$L_d=L_q$	54,80	mH
K_t	7,52	Nm/A
λ_m	0,201	Vs
b	0,0057	Nm/rad/s
J	0,0361	Kgm ²
Tc	0,3006	Nm
Torque Nominal	40	Nm
Imax	8	A

Fonte: produção do próprio autor.

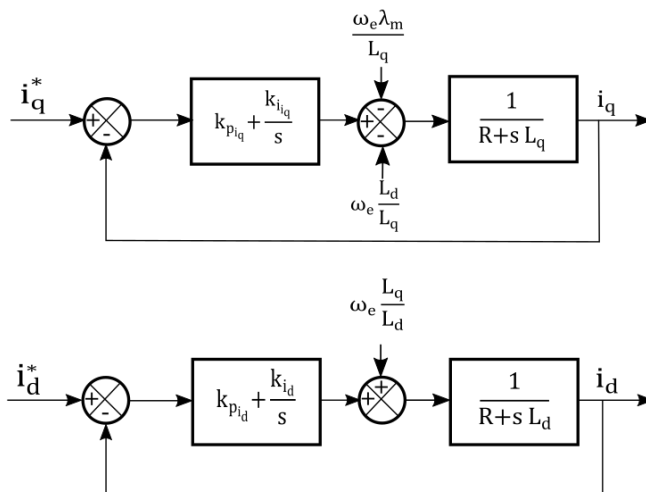
2.3.PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE

O controle das correntes com uma banda passante mais rápida que a do controle de velocidade é um requisito para que a corrente i_q^* solicitada pelo controle de velocidade seja rapidamente imposta ao motor. O fato do controlador de velocidade atuar sobre essa corrente exige que a dinâmica dessa corrente seja rápida, a ponto de pouco influenciar no desempenho do controlador de velocidade. Uma regra prática recomendada é definir a banda passante do controlador de corrente 10 vezes maior que a banda do controlador de velocidade. Essa regra foi adotada neste trabalho e é um dos princípios para o projeto de controladores em cascata. A estrutura dos controladores de corrente pode ser observada na Figura 11.

Uma primeira hipótese simplificadora ao projeto dos controladores é feita: o acoplamento entre os eixos direto e em quadratura é considerado um distúrbio a ser compensado (dinâmica não modelada).

Uma segunda hipótese simplificadora é feita: a dinâmica da corrente de eixo direto é a mesma dinâmica da corrente do eixo em quadratura. Essa segunda hipótese é válida para motores BLAC em que o $L_d=L_q$ (motores do tipo SPM, por exemplo), como no motor em estudo. Isso leva ao fato de que apenas um controlador de corrente precisa ser projetado, e os ganhos determinados para esse controlador podem ser aplicados ao outro controlador diretamente.

Figura 11 – Controladores de corrente de eixo direto e em quadratura



Fonte: produção do próprio autor

Dessa forma a Função de Transferência de Malha Fechada - FTMF do sistema da Figura 11, incluindo o controlador de corrente do tipo PI para o eixo em quadratura, pode ser escrita como em (30):

$$T_{i_q}(s) = \frac{\left(\frac{k_{p_{iq}}}{L_q}\right)s + \frac{k_{i_{iq}}}{L_q}}{s^2 + \left(\frac{R+k_{p_{iq}}}{L_q}\right)s + \frac{k_{i_{iq}}}{L_q}} \quad (30)$$

Uma terceira hipótese simplificadora é feita: a resistência de estator – R é muito menor que o ganho proporcional do controlador – $k_{p_{iq}}$. A validade dessa hipótese será demonstrada ao final desta seção. Essa simplificação leva a reescrever (30) como em (31):

$$T_{iq}(s) = \frac{\left(\frac{k_{p_{iq}}}{L_q}\right)s + \frac{k_{i_{iq}}}{L_q}}{s^2 + \left(\frac{k_{p_{iq}}}{L_q}\right)s + \frac{k_{i_{iq}}}{L_q}} \quad (31)$$

Essa função de transferência pode ser comparada a função de transferência de um sistema de segunda ordem com um zero e dois polos, dada por (32), (CÂMARA, 2007):

$$G(j\omega_b) = \frac{2\xi\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\xi\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (32)$$

Nesse tipo de sistema é possível demonstrar que a banda passante - ω_b (onde o valor do ganho do sistema diminui 3,01dB) está relacionada à frequência natural - ω_n , por meio de (33), (CÂMARA, 2007).

$$\omega_n = \frac{\omega_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\xi)^2 + 1}}} \quad (33)$$

Pela comparação de (31) e (32) pode-se escrever:

$$2\xi\omega_n = \frac{k_{p_{iq}}}{L_q} \quad (34)$$

$$\omega_n^2 = \frac{k_{i_{iq}}}{L_q} \quad (35)$$

Assim, as expressões para os ganhos proporcional e integral ficam determinadas como uma função da banda passante e amortecimento escolhido. Essas funções são escritas a seguir:

$$k_{p_{iq}} = \frac{\xi \omega_b 2 L_q}{\sqrt{2\xi^2 + 1} + \sqrt{(1 + 2\xi)^2 + 1}} \quad (36)$$

$$k_{i_{iq}} = \frac{L_q \omega_b^2}{\left(2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\xi)^2 + 1}\right)} \quad (37)$$

Considerando os objetivos de projeto já expostos, através de simulações numéricas como descrito no capítulo 5, os parâmetros dos controladores foram determinados como na Tabela 2. Note que a hipótese de que $R \ll k_{p_{iq}}$ foi comprovada, pois $R=4,48$ e $k_{p_{iq}}=119$.

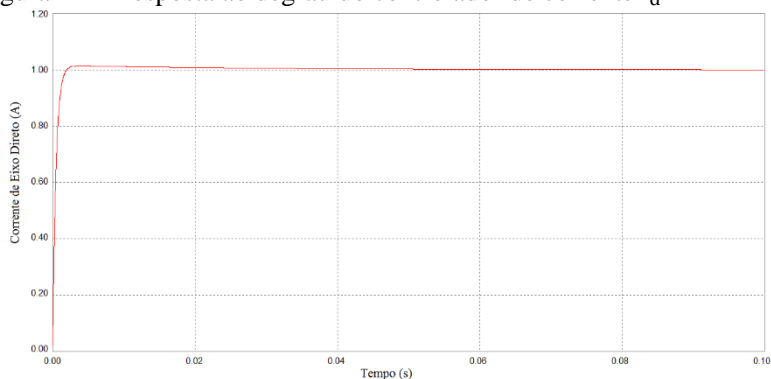
Tabela 2 – Parâmetros dos controladores de corrente

Parâmetro	Valor
ξ	4
ω_b	350 Hz
$k_{p_{iq}} = k_{p_{id}}$	119
$k_{i_{iq}} = k_{i_{id}}$	4015

Fonte: produção do próprio autor.

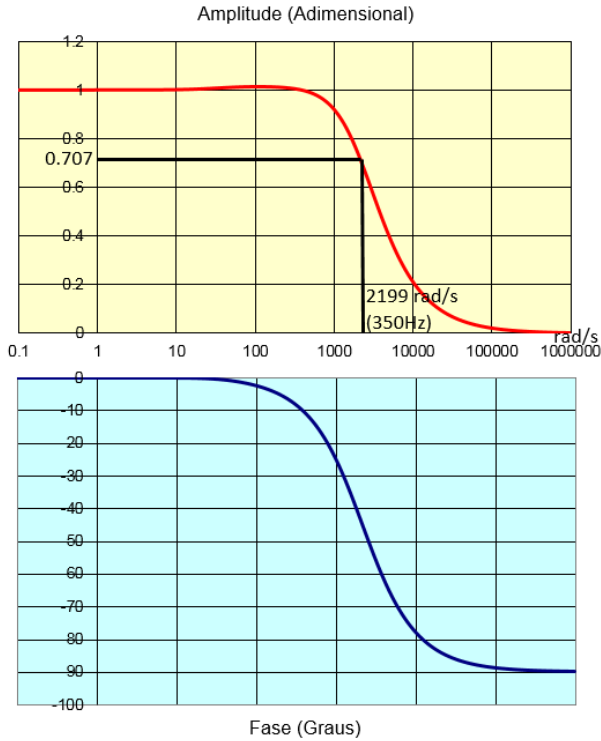
A resposta ao degrau do controlador proposto pode ser observada na Figura 12, bem como o diagrama de Bode ilustrando a banda passante projetada pode ser visto na Figura 13.

Figura 12 – Resposta ao degrau do controlador de corrente i_d



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 13 – Diagrama de Bode da FTMF da equação (31)



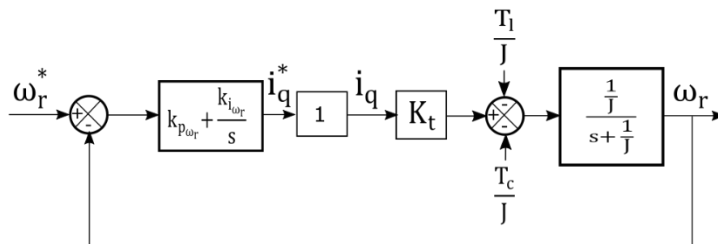
Fonte: produção do próprio autor.

2.4. PROJETO DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE

O controlador de velocidade tem como objetivo determinar a corrente de referência - i_q^* necessária para que o motor opere na velocidade de referência - ω_r^* solicitada. A estrutura do controlador de velocidade é apresentada na forma de diagrama de blocos na Figura 14. O controlador proposto é do tipo PI, com ação proporcional e integral.

A ação de controle gerada pelo controlador de velocidade possui uma limitação natural aos motores que operam com ímãs permanentes no rotor: a possível desmagnetização caso o controlador requisite níveis de correntes maiores que I_{max} . Essa restrição de projeto é especialmente importante em motores com ímãs de ferrite (como o motor em estudo neste trabalho) devido a esse tipo de ímã ser bastante sensível à corrente do motor.

Figura 14 – Controlador de velocidade



Fonte: produção do próprio autor

Como $I_{max}=8A$ para o motor em questão, esta foi a restrição inicial de projeto: o controlador não deve exigir correntes maiores que I_{max} , durante distúrbios de carga no eixo do motor, ou acelerações rápidas solicitadas na referência de velocidade.

Uma hipótese simplificadora é feita para facilitar o projeto do controlador de velocidade: a dinâmica do controlador de corrente de eixo em quadratura é rápida o suficiente para ser desprezada na análise do controlador de velocidade.

Uma segunda hipótese simplificadora é feita: o torque de carga - T_l e o torque de Coulomb - T_c são considerados distúrbios a serem compensados (dinâmicas não modeladas). Dessa forma a FTMF do sistema, incluindo o controlador PI de velocidade fica escrita como em (38):

$$T_{\omega_r}(s) = \frac{\left(\frac{k_{p_{\omega_r}} K_t}{J}\right) s + \frac{k_{i_{\omega_r}} K_t}{J}}{s^2 + \left(\frac{b}{J} + \frac{k_{p_{\omega_r}} K_t}{J}\right) s + \frac{k_{i_{\omega_r}} K_t}{J}} \quad (38)$$

Uma terceira hipótese simplificadora é feita: considera-se que o valor do coeficiente de atrito viscoso - b é muito inferior ao valor do momento de inércia - J . Assim a FTMF pode ser reescrita como em (39):

$$T_{\omega_r}(s) = \frac{\left(\frac{k_{p\omega_r} K_t}{J}\right)s + \frac{k_{i\omega_r} K_t}{J}}{s^2 + \left(\frac{k_{p\omega_r} K_t}{J}\right)s + \frac{k_{i\omega_r} K_t}{J}} \quad (39)$$

Essa função de transferência pode ser comparada a função de transferência de um sistema de segunda ordem com um zero e dois pólos, dada por (32) (CÂMARA, 2007), reescrita em (40) para facilitar a leitura:

$$G(j\omega_b) = \frac{2\xi\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\xi\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (40)$$

Nesse tipo de sistema é possível demonstrar que a banda passante - ω_b (onde o valor do ganho do sistema diminui 3,01dB) pode está relacionada à frequência natural - ω_n , por meio de (33) (CÂMARA, 2007), reescrita em (41) para facilitar a leitura:

$$\omega_n = \frac{\omega_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\xi)^2 + 1}}} \quad (41)$$

Pela comparação de (39) e (40) pode se escrever:

$$2\xi\omega_n = \frac{k_{p\omega_r} K_t}{J} \quad (42)$$

$$\omega_n^2 = \frac{k_{i\omega_r} K_t}{J} \quad (43)$$

Considerando-se (41) e (42) é possível escrever o ganho proporcional do controlador de velocidade - $k_{p\omega_r}$ como uma função do amortecimento e da banda passante desejada ao sistema em malha fechada em (39). Essa expressão é dada por (44).

$$k_{p_{\omega_r}} = \frac{\xi \omega_b 2J}{K_t \sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1+2\xi)^2 + 1}}} \quad (44)$$

Considerando-se (41) e (43) é possível escrever o ganho integral do controlador de velocidade - $k_{i_{\omega_r}}$ como uma função do amortecimento e da banda passante desejada ao sistema em malha fechada em (39). Essa expressão é dada por (45).

$$k_{i_{\omega_r}} = \frac{J\omega_b^2}{K_t \left(2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1+2\xi)^2 + 1} \right)} \quad (45)$$

Dada a restrição de $I_{max}=8A$ para a ação do controlador de velocidade durante um degrau de 20Nm no torque de carga (50% do torque nominal), por meio de simulações numéricas que serão detalhadas no capítulo 5, a banda passante, o amortecimento e os respectivos ganhos do controlador de velocidade foram determinados como na Tabela 3.

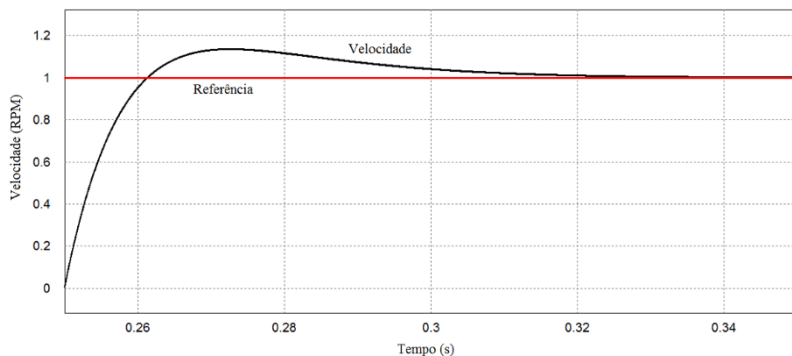
Tabela 3 – Parâmetros do controlador de velocidade

Parâmetro	Valor
ξ	1.00
ω_b	35 Hz
$k_{p_{\omega_r}}$	1.25
$k_{i_{\omega_r}}$	55

Fonte: produção do próprio autor.

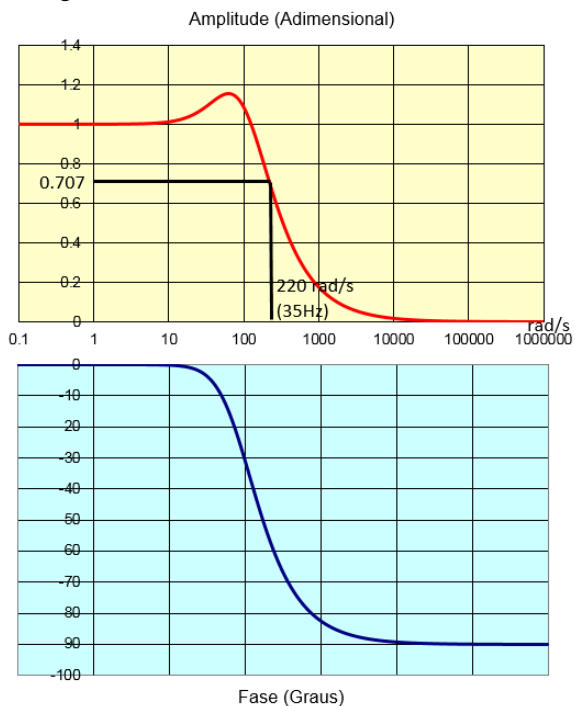
A resposta ao degrau do controlador proposto pode ser observada na Figura 15, bem como o diagrama de Bode, ilustrando a banda passante obtida pode ser observado na Figura 16.

Figura 15 – Resposta ao degrau do controlador de velocidade



Fonte: produção do próprio autor

Figura 16 – Diagrama de Bode da FTMF do controle de velocidade



Fonte: produção do próprio autor.

2.5. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo a estrutura do controlador tipo FOC foi detalhada.

Um procedimento de projeto foi apresentado para os controladores de corrente e de velocidade. Esta técnica permite ao projetista definir os ganhos dos controladores em função da banda passante e amortecimento desejado ao sistema.

Critérios de desempenho para os controladores de corrente são estabelecidos para que o controle de torque e fluxo no PMSM seja feito de forma independente e a dinâmica dos controladores de corrente não interfira no desempenho do controlador de velocidade.

Um critério de desempenho para o controlador de velocidade foi definido de forma a se obter a máxima resposta dinâmica do sistema, sem operar na região de controle saturado, e sem exigir correntes de acionamento do motor que possam implicar em desmagnetização do mesmo.

Os controladores apresentados permitem definir os níveis de tensão de terminal a serem aplicados ao motor para atingir os objetivos de controle. Para a aplicação dessas tensões um inversor trifásico deve ser utilizado. A modulação PWM necessária à síntese dos níveis de tensão solicitados é apresentada no capítulo seguinte.