

6. Sistema de Controle

6.1. Introdução

O sistema de controle se baseia em uma malha fechada, a qual requer retroalimentar a informação de saída do sistema medida através de transdutores, comparar com o sinal de referência, e corrigir a saída mediante o sinal de controle. Esta realimentação faz possível estabilizar os sistemas instáveis, melhorando sua robustez frente às variações do comportamento de alguma parte do sistema, ou atenuando perturbações externas não mensuráveis. Na Figura 6.1 mostra-se o sistema de controle em malha fechada.

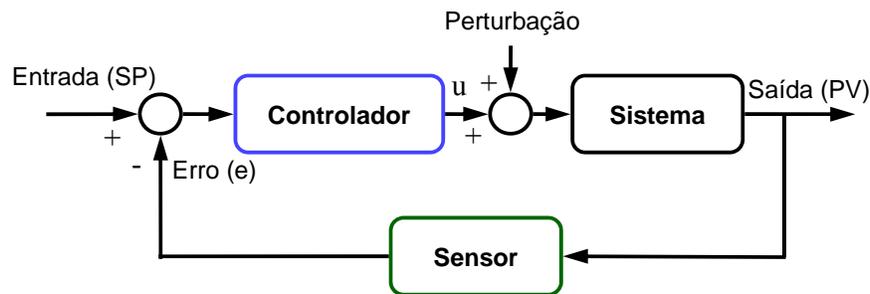


Figura 6.1. Sistema de controle em malha fechada

A entrada representa o valor desejado da planta, enquanto a saída desta corresponde ao que realmente ocorre (saída real), não só como resposta devido a um sinal de controle “u” mas também devido a sinais de perturbação. Assim, o sinal de controle “u” gerado pelo controlador sobre a planta procura minimizar o erro (diferença entre a entrada e a saída), tentando idealmente levar a zero [37].

Na Figura 6.2 apresenta-se a resposta típica do sistema a uma entrada degrau, que pode ser decomposta em duas etapas: regime transitório e regime permanente. Alguns dos parâmetros de projeto relativos ao regime transitório são o tempo de subida, o percentual de ultrapassagem (da saída em relação à entrada) e o tempo de acomodação. No regime permanente, busca-se reduzir o erro.

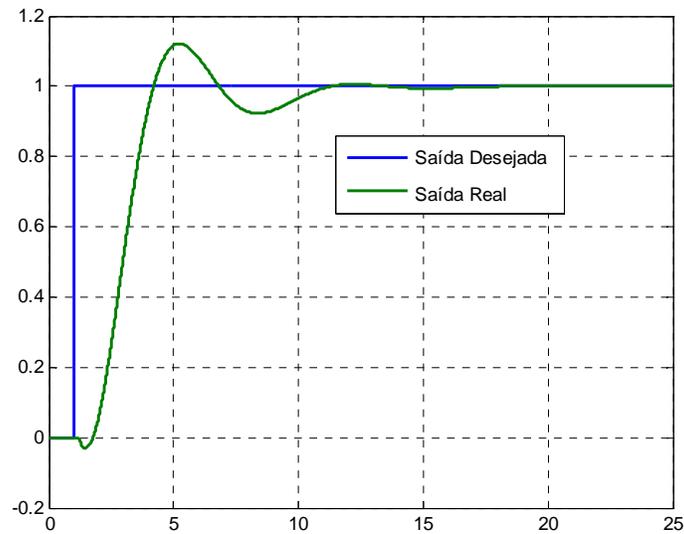


Figura 6.2. Resposta ao degrau do sistema

Neste capítulo, serão apresentadas as técnicas de controle *sliding* e *PID sliding*, que foram implementados para lidar com as não-linearidades da MTT.

6.2. Controle PID

Os controladores PID apresentam robustez em diversas aplicações e são os mais amplamente utilizados na indústria. Sua estrutura de controle é muito simples de implementar, mas sua linearidade limita o grupo de plantas onde pode ser aplicado satisfatoriamente [38]. Neste caso, pode-se dizer que o sucesso dos controladores PID está na simplicidade para sua implementação e no fato que representam um componente fundamental para estratégias de controle mais sofisticadas. Por este motivo ainda hoje é amplamente usado na indústria [39]. Além disso, o controlador PID compõe-se de três algoritmos de controle, a ação proporcional, integral e derivativa. Desta forma, o algoritmo de controle compara o valor desejado (*set point* - SP) com a variável de processo (PV) para obter-se o erro (e). O erro atual é dado pela Equação (6.1), utilizada para calcular a ação proporcional, integral e derivativa.

$$e(k) = SP - PV \quad (6.1)$$

O controlador PID determina o valor da saída do controlador $u(t)$ em função do erro medido.

$$u(t) = K_c \cdot \left(e + \frac{1}{T_i} \int_0^t e \cdot dt + T_d \cdot \frac{de}{dt} \right) \quad (6.2)$$

onde, K_c é o ganho do controlador, T_i o tempo integral e, T_d o tempo derivativo.

6.2.1. Controle proporcional (P)

Neste controlador, a ação proporcional se calcula como o produto do ganho proporcional e a sinal de erro medido. O controlador gera um sinal de controle proporcional ao erro para tentar corrigi-lo, estabilizando-se o sistema, como apresenta-se na equação (6.3),

$$u_p(k) = K_c \cdot e(k) \quad (6.3)$$

onde K_c é o chamado de ganho proporcional.

Um problema do controle proporcional é que não é possível obter erro de regime permanente nulo. Além disso, os valores ótimos de K_c estão só numa faixa do espaço total de controle, de maneira que se ele toma valores de K_c fora dessa faixa ou ainda muito altos, pode tornar o sistema instável.

6.2.2. Controle integral (I)

A ação de controle integral tem como propósito diminuir ou eliminar o erro em regime permanente, e atua para evitar fortes mudanças entre o valor desejado (SP) e o valor real (PV) da variável controlada. Este erro integra-se mediante um circuito que executa a operação matemática de integração trapezoidal, e pode ser descrito como o somatório dos produtos dos valores instantâneos da grandeza de entrada por pequenos intervalos de tempo, desde o instante inicial até o final (período de integração). Ou seja, representado como a área entre a curva do erro e o eixo do tempo e matematicamente, expresso por

$$u_i(k) = \frac{k_c}{T_i} \cdot \sum_{i=1}^k \left[\frac{e(i) + e(i-1)}{2} \right] \cdot \Delta t \quad (6.4)$$

onde $u_i(k)$ é a ação integral do controle, Δt o intervalo de tempo, T_i o tempo integral e $e(i)$ e $e(i-1)$ são o erro atual e o anterior, respectivamente.

O uso do integrador como controlador leva a uma melhoria na precisão do sistema, embora o torne mais lento. Além disso, o integrador introduz um pólo na origem da função de transferência em malha aberta, que tende a piorar a estabilidade relativa do sistema em malha fechada ou inclusive torná-lo instável. Motivo pelo qual esta ação de controle geralmente não se aplica de maneira isolada.

6.2.3. Controle derivativo (D)

A ação do controle derivativo pode ser entendida como o cálculo da taxa (ou velocidade) de variação da grandeza de entrada, em relação ao tempo. Assim, a função da ação derivativa é a de manter o erro ao mínimo, tentando mudar o controle proporcional para a mesma velocidade na qual foi produzido, evitando-se, assim, que o erro se incremente. Isso é representado, matematicamente, através da Equação (6.5).

$$u_d(k) = -\frac{K_C \cdot T_d}{\Delta t} \cdot [PV(k) - PV(k-1)] \quad (6.5)$$

onde T_d é o tempo derivativo.

A vantagem deste controle é a sua velocidade de resposta, que se deve à imediata reação do diferenciador. Este fato faz com que a ação derivativa seja utilizada para a obtenção de respostas transitórias mais rápidas, ou seja, melhora o comportamento dinâmico do sistema em malha fechada. Assim, no regime permanente, o sinal de erro é constante e a ação derivativa é igual a zero. Ou seja, esta ação atua apenas durante a resposta transitória.

Contudo, a desvantagem deste é justamente o fato de que o diferenciador é um circuito muito susceptível aos ruídos de alta frequência, uma vez que é um filtro passa-alta, o que pode levar a complicações durante o processo de controle.

6.2.4. Saída do controlador $u(k)$

A saída do controlador $u(k)$ é dada através da combinação dos três tipos de controle que foram representados pelas equações (6.3), (6.4) e (6.5), respectivamente. Assim, o controlador tem a vantagem das três ações de controle e é representada por

$$u(k) = u_p(k) + u_i(k) + u_d(k) \quad (6.6)$$

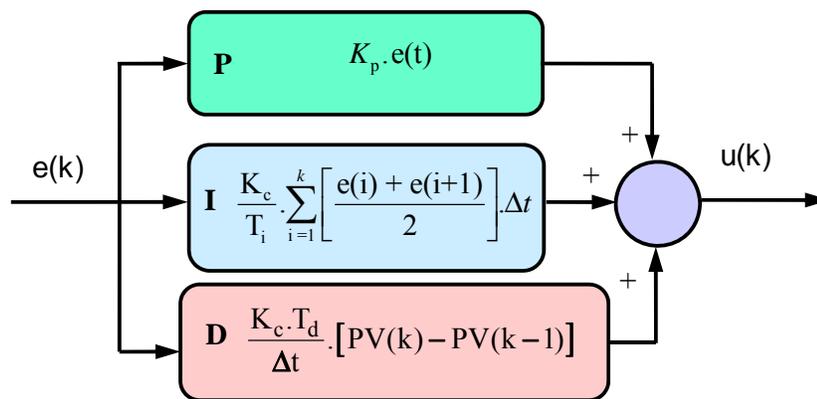


Figura 6.3. Diagrama de Blocos de um controlador PID

No controlador PID, os ganhos Proporcional, Integral e Derivativo são sintonizados com o propósito de se obter o melhor desempenho possível da resposta de saída do sistema (no regime transitório e permanente), cujo modelo matemático não necessariamente precisa ser conhecido. O valor destes ganhos é determinado aplicando-se um processo prévio de identificação para obter o modelo ou só o conhecimento prévio do comportamento da dinâmica do sistema [38].

A contribuição da ação integral está diretamente ligada à precisão do sistema e é responsável pelo erro em regime permanente. Contudo, a ação derivativa tende a aumentar a estabilidade relativa do sistema, ao mesmo tempo em que torna a resposta do sistema mais rápida, e dado seu efeito antecipatório permite contrabalançar o efeito desestabilizador da ação integral.

6.3. Controle por modos deslizantes " *sliding mode control - SMC*"

Geralmente, no projeto de um controlador podem surgir discrepâncias entre a planta real e a modelagem desenvolvida, devido a vários fatores. Neste contexto, apesar das dificuldades, a tarefa dos engenheiros é a de assegurar o nível de desempenho exigido. Um dos muitos métodos de controle robusto desenvolvido para eliminar essa dificuldade foi o conhecido “controle por modos deslizantes – SMC” [40].

A abordagem do controle por modos deslizantes é reconhecido como uma das ferramentas mais eficientes para o desenho de controladores robustos, para os sistemas dinâmicos não lineares complexos. A principal vantagem deste modelo de controlador é sua baixa sensibilidade às variações dos parâmetros da planta e as perturbações, eliminando a necessidade de uma modelagem exata. Este método de controle altera a dinâmica do sistema não-linear, através da aplicação de um sinal de controle descontínuo que obriga ao sistema a deslizar ao longo de uma seção transversal do comportamento normal do sistema. Assim, o controle por modos deslizantes é um tipo específico de sistema de controle de estrutura variável, no qual a lei de controle é uma função não linear, que pode ser facilmente implementada pelos conversores de potência tradicionais, com operação *on-off* admissível, propriedade pela qual o SMC tem sido aprovado para ser aplicável em uma ampla gama de problemas da indústria.

6.3.1. Superfície de deslizamento

Esta técnica consiste em reduzir o problema de controle de um sistema genérico, descrito por uma equação não-linear de ordem " n ", para uma de 1ª ordem, com incertezas em seus parâmetros e/ou em sua modelagem matemática. A metodologia do SMC consiste em projetar uma lei de controle que faça convergir todas as trajetórias desse sistema para uma superfície definida no espaço de estado, chamada de superfície de deslizamento $S(t)$.

A dinâmica desta superfície é escolhida pelo projetista de modo que todas as trajetórias dentro da superfície $S(t)$ venham a convergir para seu valor desejado. O

projeto do controlador em modo deslizante consiste de duas etapas, a primeira em definir a superfície deslizante que torna o sistema dinâmico estável, e a segunda em definir uma lei de controle que garanta que todas as trajetórias converjam para a superfície deslizante [41]. Considerando-se um sistema não linear de ordem "n", tem-se uma única entrada descrita por

$$\dot{x} = f(X,t) + b(X,t)u + d(t) \quad (6.7)$$

onde X é o vetor de estado, $f(X,t)$ e $b(X,t)$ são geralmente não lineares e dependentes do tempo, $d(t)$ é uma perturbação, x é a saída de interesse e u o sinal de controle.

Assim, $\tilde{x} = x - x_d$ é o erro de rastreamento associado com trajetória desejada, e a superfície de deslizamento $S(t)$ é definida pela equação $S(\tilde{x}, t) = 0$,

$$S(\tilde{x}, t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right) \tilde{x} \quad (6.8)$$

onde λ é uma constante estritamente positiva, relacionada à largura da banda em malha fechada [42].

A Equação (6.8) representa uma linha de deslizamento para um sistema de segunda ordem. Neste caso, a superfície de deslizamento é ilustrada pela seguinte Figura 6.4.

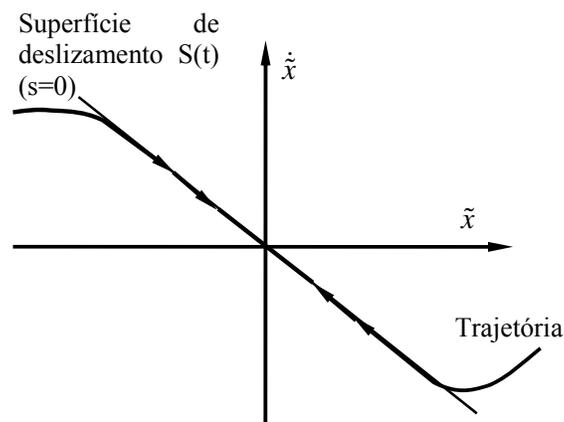


Figura 6.4. Superfície de deslizamento (Adaptado de Slotine e Li, 1991)

A superfície de deslizamento $S(t)$ é definida pelo projetista e deve ter seus

valores tendendo a zero, assim como o valor do erro precisa convergir para zero após um intervalo de tempo, ou seja, com uma dinâmica dada por $S(x, t) = 0$.

6.3.2. Lei de controle

A lei de controle u é projetada com a finalidade que \tilde{x} alcance a superfície $S(\tilde{x}, t) = 0$ em um intervalo de tempo finito. Uma vez atingida, permaneça deslizando nela indefinidamente. Para obter a lei de controle do sistema, deve-se derivar uma única vez a Equação (6.8) em relação ao tempo. A melhor estimativa da lei de controle é dada quando $S = \dot{S} = 0$, portanto

$$\dot{S} = (\ddot{x} - \ddot{x}_d) + \lambda \dot{\tilde{x}} = 0 \quad (6.9)$$

A lei de controle é dada pela equação

$$u = k_s \cdot \text{sinal}(S) \quad (6.10)$$

onde k_s é o ganho do termo chaveado e a função sinal é dada por,

$$\text{sinal}(S) = \begin{cases} +1 & \text{se } S \geq 0 \\ -1 & \text{se } S \leq 0 \end{cases}$$

6.3.3. O fenômeno de vibração "*Chattering*"

Um modo deslizante ideal não existe na prática. Isso implicaria que o controlador comute a uma frequência infinita. Na presença de imperfeições de comutação, tais como atraso no tempo de comutação e resposta dos atuadores, a descontinuidade na retroalimentação do controlador produz um comportamento dinâmico particular, geralmente conhecido como *chattering* [43]. Para se evitar o problema de *chattering*, segundo Slotine e Li deve-se suavizar a função sinal(S) utilizada na lei de controle, estabelecendo-se uma camada limite em torno da superfície de deslizamento $S(t)$ sobre a qual ocorre a transição. A lei de controle suavizada é dada por,

$$u = k_s \cdot \text{sat}(S) \quad (6.11)$$

onde a função $\text{sat}(S)$ é dada por

$$\text{sat}(S) = \begin{cases} \text{sinal}(S) & \text{se } |S| > w \\ S & \text{se } |S| \leq w \end{cases} \quad (6.12)$$

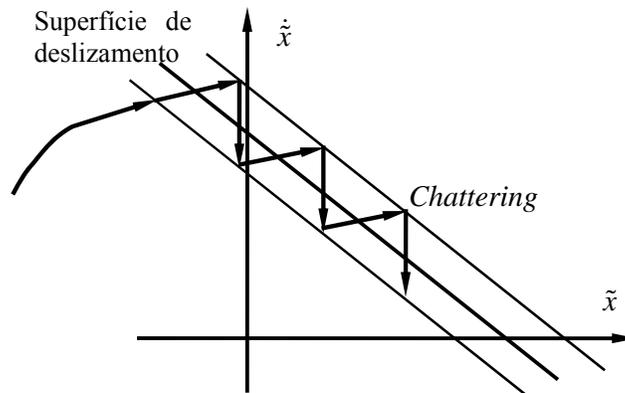


Figura 6.5. O fenômeno de *Chattering* (Adaptado de Slotine e Li, 1991)

6.4. Aplicação da técnica de SMC na MTT

Para a avaliação dos modelos de plasticidade incremental é necessário fazer o controle da força e do torque aplicado pela MTT, sobre o corpo de prova, de maneira independente. Na tarefa de projetar um controlador robusto para a MTT, um dos principais desafios foi lidar com as não-linearidades presentes no sistema, como por exemplo o atrito nas colunas, zona morta nos macacos, e folga nos redutores e macacos. Baseado na robustez do controle por modos deslizantes para lidar com sistemas não-lineares, foi adaptada a teoria de controle por modos deslizantes para o controle de força da MTT, como apresentado no texto que segue.

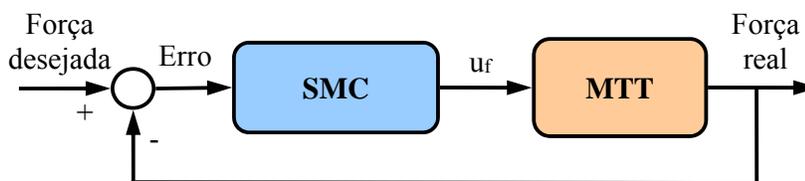


Figura 6.6. Esquema do controle de força da MTT

Para projetar o controle de força da MTT, a variável de interesse é a força axial aplicada ao corpo de prova. Tem-se, assim, $x = F_r$ como a força real gerada pela MTT, $x_d = F_d$ a força desejada, e o erro associado à trajetória como

$e_F = F_r - F_d$. Logo, a superfície de deslizamento dada pela Equação (6.8) obtém-se da equação:

$$S_F = \dot{e}_F + \lambda \cdot e_F \quad (6.13)$$

Finalmente, a lei de controle segundo a Equação (6.11) é dado por

$$u_F = k_{sF} \cdot \text{sat}(\dot{e}_F + \lambda \cdot e_F) \quad (6.14)$$

onde u_F é a sinal de controle da força, λ o ganho proporcional, e k_{sF} o ganho de chaveamento para controle de força.

Entretanto, para implementar o controle de torque da MTT, foi necessário implementar um controlador ainda mais robusto, dada a elevada sensibilidade da célula de carga e torque. Esta, para pequenos deslocamentos angulares do sistema motor-redutor-macaco de torção, gera no sistema grandes variações nas medições de torque. Assim, para superar os desafios do controle de torque da MTT, se implementou um controlador híbrido que combina as vantagens do controle por modos deslizantes e o PID, conhecido como "*PID sliding control*". O princípio do algoritmo de controle híbrido consiste em determinar a superfície de deslizamento como a saída de um controlador PID, em função do erro (e), sua integral ($\int e \cdot dt$) e taxa de variação (\dot{e}).

Portanto, primeiramente define-se a variável de interesse $x = T_r$ que representa o torque gerado pela MTT, $x_d = T_d$ é o torque desejado, e $e_T = T_d - T_r$ é o erro associado à trajetória. Neste caso, a superfície de deslizamento para o controle de torque S_T é definida como a saída do controle PID e dada por [44].

$$S_T = \dot{e}_T + \lambda_1 \cdot e_T + \lambda_2 \cdot \int e_T \cdot dt \quad (6.15)$$

onde $\lambda_1, \lambda_2 > 0$ são fatores estritamente positivos e representam o ganho proporcional e o ganho integral, respectivamente. Os ganhos foram calibrados utilizando o mesmo critério de calibração dos parâmetros do controlador PID.

Finalmente, a lei de controle do controlador "*PID sliding control*" é dada pela Equação (6.11), resultando em

$$u_T = k_{sT} \cdot \text{sat}(\dot{e}_T + \lambda_1 \cdot e_T + \lambda_2 \cdot \int e_T \cdot dt) \quad (6.16)$$

onde u_T é o sinal de controle de torque e k_{sT} o ganho de chaveamento para o controle de torque. Na Figura 6.7 apresenta-se o esquema geral do sistema de controle da MTT, constituída de duas malhas fechadas de controle.

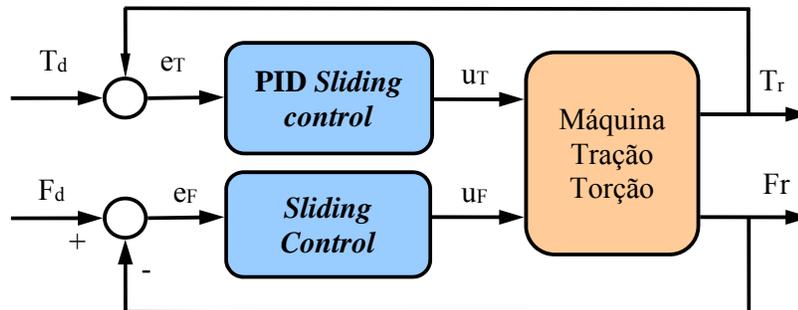


Figura 6.7. Esquema geral do sistema de controle da MTT

6.5. Resultados experimentais das técnicas de controle

Os resultados do controle por modos deslizantes de força e o controle PID por modo deslizante de torque para carregamentos de amplitude constante são apresentados a seguir. Neles observa-se o bom desempenho das técnicas de controle, aplicadas ao sistema eletromecânico, às incertezas e não linearidades presentes na dinâmica da MTT. Nas figuras são apresentados os resultados experimentais das técnicas de controle implementadas na MTT, para o controle trajetória da força e o torque.

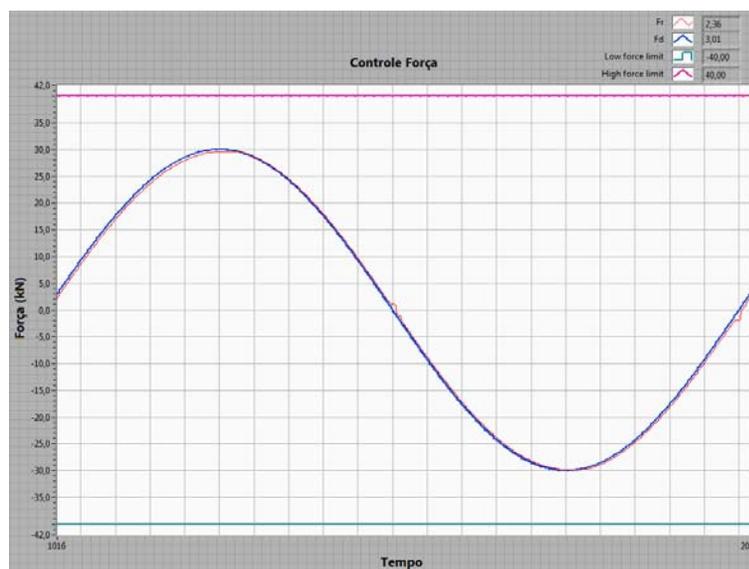


Figura 6.8. Controle por modos deslizantes para um carregamento tração de ± 30 kN

Na Figura 6.8, apresenta-se o resultado para controle de trajetória por modos deslizantes para uma força com amplitude constante de ± 30 kN (a uma frequência de trabalho de 0,01 Hz). O controle de força superou as não linearidades da dinâmica da MTT e conseguiu acompanhar a trajetória de carregamento solicitado.

Na Figura 6.9, apresenta-se a interface homem-máquina implementada no ambiente *RealTime*, onde são configurados os parâmetros da força desejada e os parâmetros do controle. Além disso, na Figura 6.9 apresenta-se os valores dos parâmetros de controle utilizados pelo controlador ao longo do ensaio.

MAQUINA BIAXIAL TRAÇÃO TORÇÃO

1 Leitura dos Transdutores

FORCE (N)	TORQUE (N.m)	Posição (mm)	Theta (mm)
2746,95	-9,64	50	47,8

2 Tipo de Carregamento Desejado

Parâmetros da Força de Referência		Parâmetros do Torque Referência	
Media	0	Media	0
Amplitude	30	Amplitude	71,6
Frequency	0,01	Frequency	0,01
Phase in	0	Phase in	90
Tipo de Referência	Sine Wave	Tipo de Referência	Step
Força desejada	0	Torque Desejado	0

3 Controle Sliding

Parâmetros do Controle de Força		Parâmetros do controle de torque	
Lambda (λ)	33,000	Lambda (λ)	0,032
Sliding gain (Ks)	5000,000	Sliding gain (Ks)	1,000
None	1,000	Delta de T	1000000
S(e,t) high	2,000	S(e,t) high	4,000
S(e,t) low	-2,000	S(e,t) low	-4,000

START **Iniciar** **STOP** **ON**

Figura 6.9. Interface de controle no ambiente *RealTime*

A Interface de controle é constituída de 3 seções (vide Figura 6.9), na seção 1 apresentam-se as leituras dos transdutores (a força e o torque aplicados sobre o

corpo de prova, o deslocamento linear e o ângulo de rotação da garra); na seção 2, configuram-se os parâmetros da trajetória de força, ou torque desejado; e na última seção configuram-se os parâmetros do controle, tanto da força, quanto do torque.

Na Figura 6.10 apresenta-se o comportamento do controle de força por modos deslizantes para outro carregamento solicitado. Neste caso, trata-se de um carregamento de amplitude constante de ± 50 kN e para a mesma frequência de trabalho.

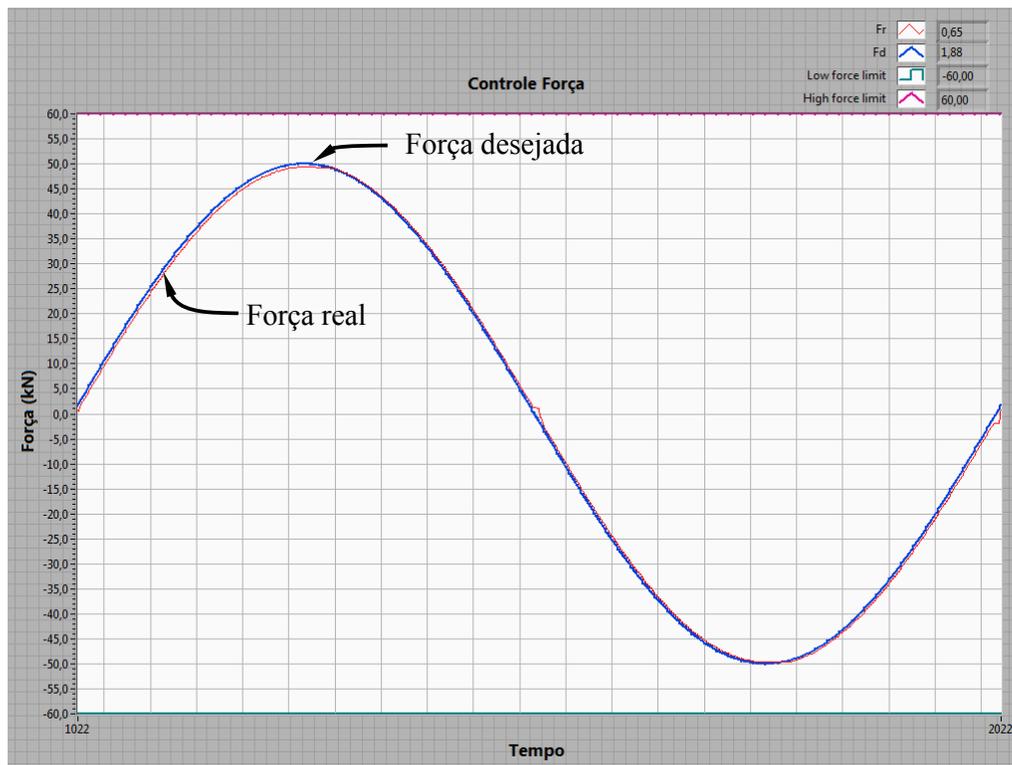


Figura 6.10. Controle por modos deslizantes para um carregamento de ± 50 kN

Na Figura 6.10 apresenta-se o comportamento do controle de força para um ciclo de simulação, onde pode-se observar que o controlador superou as não-linearidades da dinâmica do sistema, comprovando assim sua robustez. Para o controle de torque também, inicialmente, foi implementado o controle de torque por modos deslizantes. Os resultados obtidos para um torque solicitado de amplitude constante de $\pm 71,6$ N.m, com torque médio zero e frequência de trabalho de 0,01 Hz, são apresentados na Figura 6.11. O controlador teve dificuldades para acompanhar a trajetória desejada e eventualmente apresentou problemas de oscilações.

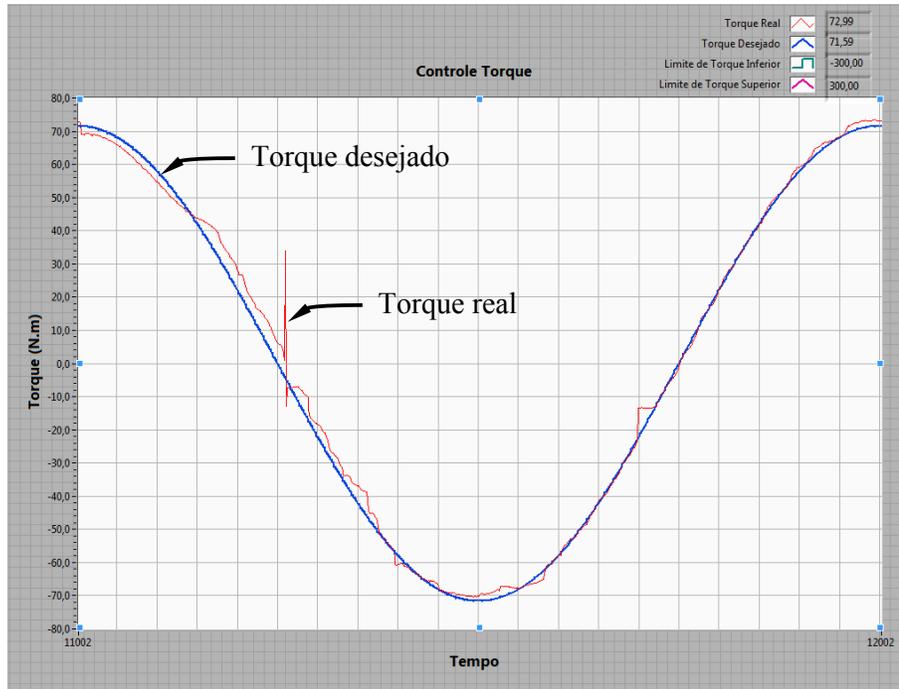


Figura 6.11 Controle de torque por modos deslizantes para torque de $\pm 71,6$ N.m

Diante dos problemas apresentados no controle de torque, foi implementado um controle híbrido "*PID sliding control*", que combina as vantagens do controle PID e do controle por modos deslizantes, tornando-o ainda mais robusto.

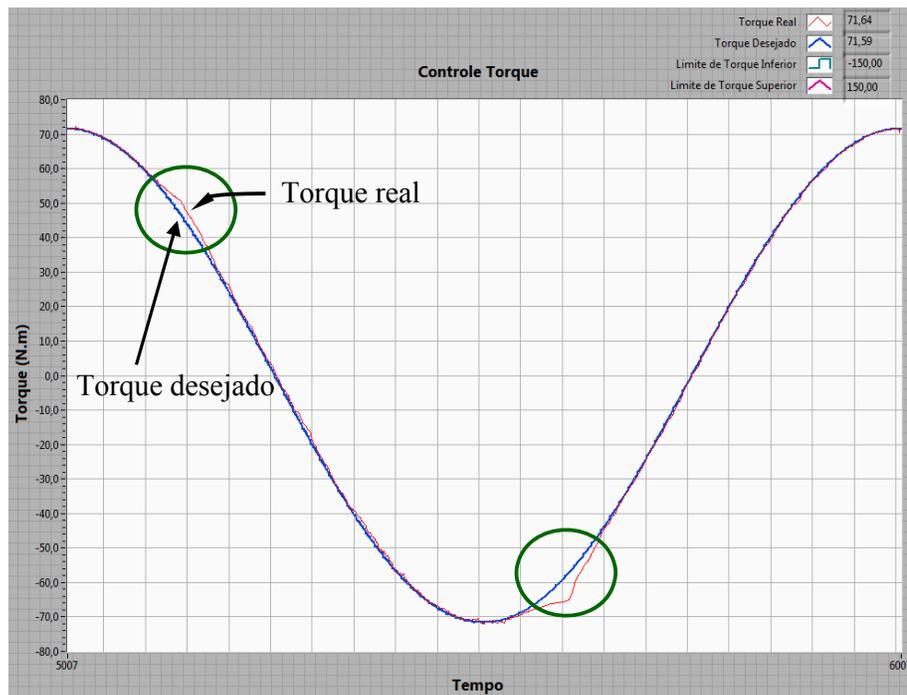


Figura 6.12 Controle *PID sliding* para um torque solicitado de $\pm 71,6$ N.m

O controle *PID sliding* superou as oscilações e as instabilidades e conseguiu acompanhar a trajetória de torque desejada. No comportamento do controle não apresentou nenhum problema de *overshoot*, indesejado nos ensaios de fadiga. Contudo, ao se atingir o pico ou vale, apresentou um pequeno afastamento da trajetória desejada, que rapidamente foi corrigido (vide Figura 6.12). Nesta aplicação, pode-se considerar este pequeno afastamento aceitável.

Na Figura 6.13 apresenta-se o comportamento do controle de torque por *PID sliding control* para um outro valor de torque solicitado. Neste caso, trata-se de um torque solicitado a amplitude constante de ± 140 N.m, torque médio de 0 N.m com a mesma frequência de trabalho.

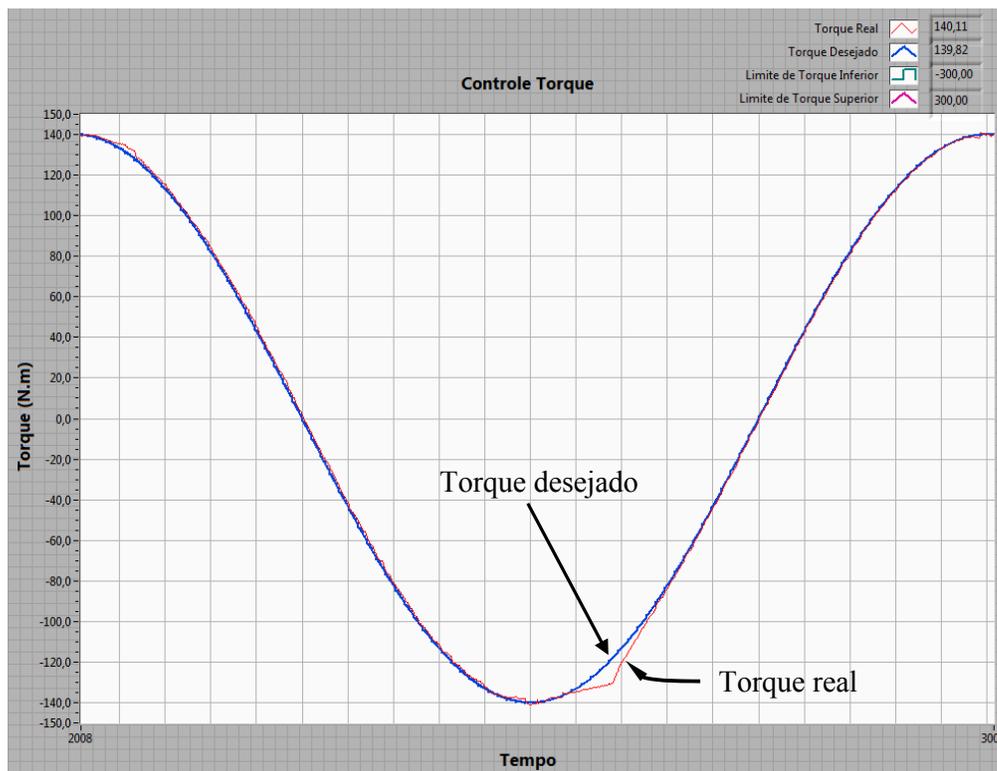
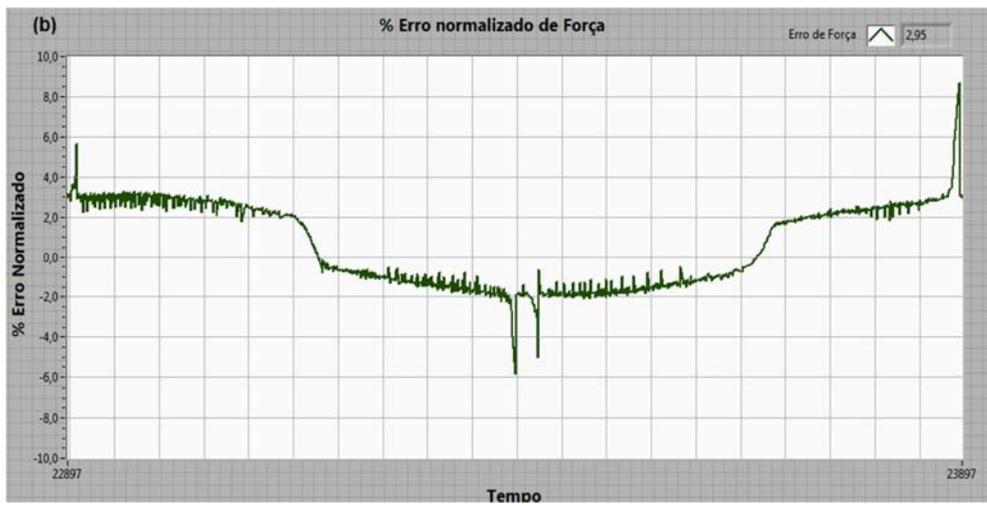
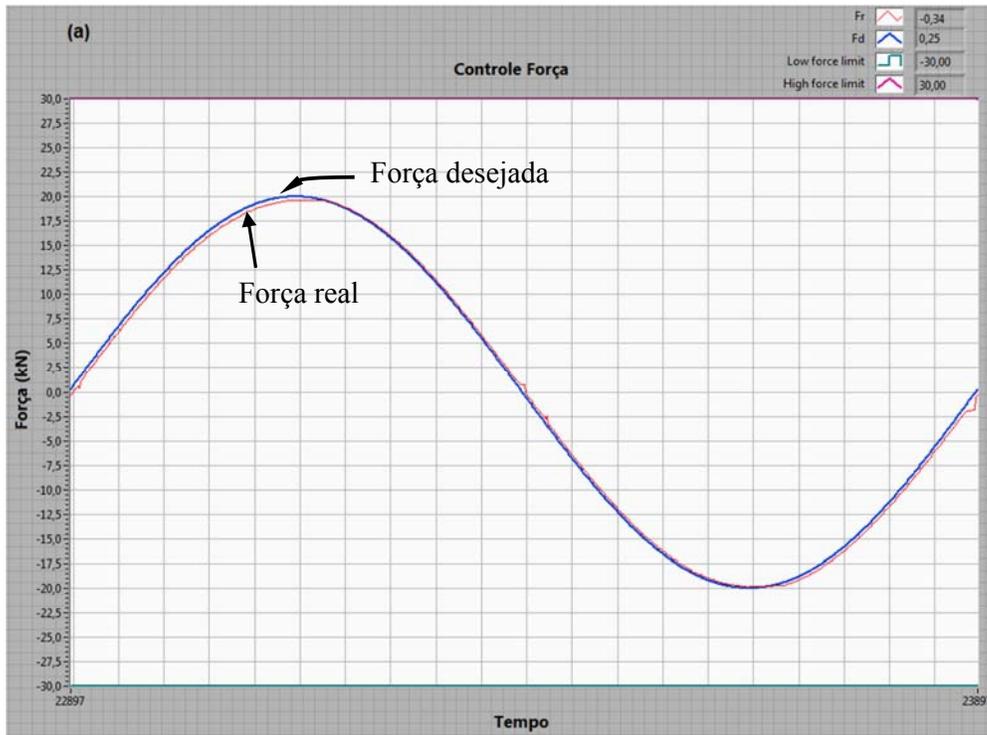


Figura 6.13 Controle *PID sliding* para um torque solicitado de ± 140 N.m

No conjunto da Figura 6.14, apresentam-se os resultados do controle de força e torque com suas trajetórias desejadas a 90° fora de fase, entre elas, para uma força desejada com amplitude constante de ± 20 kN e um torque desejado com uma amplitude de ± 71.6 N.m, ambas com carregamento médio igual a zero. Os valores de torque e força foram escolhidos com o objetivo de gerar a mesma tensão máxima,

tanto na tração pura quanto na torção pura.



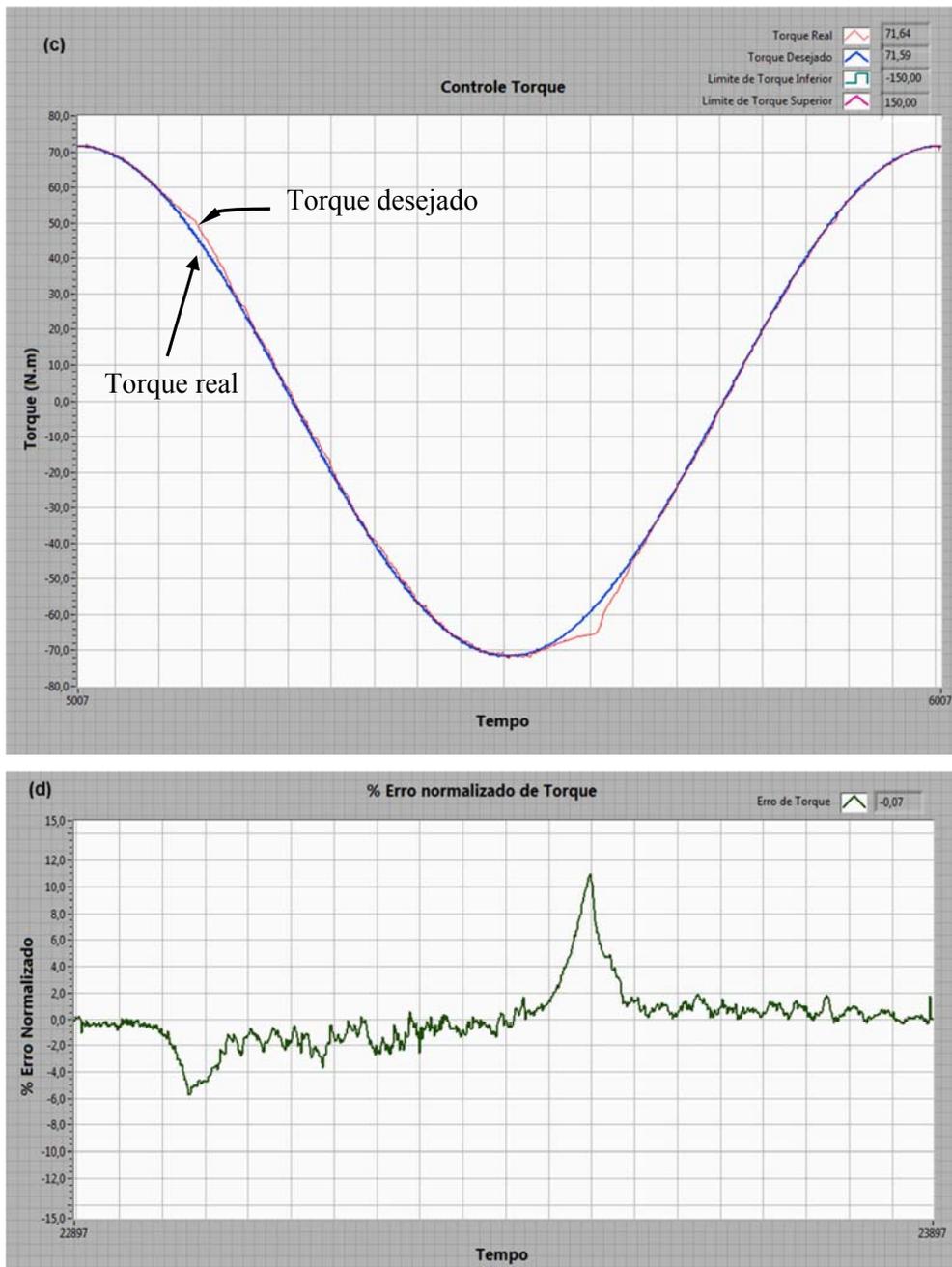


Figura 6.14 Controle de força (± 20 kN) e do torque desejado ($\pm 71,6$ N.m) 90° fora de fase

Na Figura 6.14 apresentam-se o controle de força e torque ao qual será submetido o corpo de prova no ensaio de encruamento não-proporcional. O erro normalizado da força obtida é aproximadamente de $\pm 2\%$ e, o erro normalizado do torque (vide Figura 6.14- d) é também aproximadamente de $\pm 2\%$.

Para avaliar o desempenho das técnicas de controle da MTT, utilizou-se um

corpo de prova maciço com $D = 24,8$ mm. Na Figura 6.15 apresentam-se a tensão máxima desejada de $S_{\max} = 41,5$ MPa, sobre o corpo de prova maciço gerado pelos carregamentos apresentados na Figura 6.14.

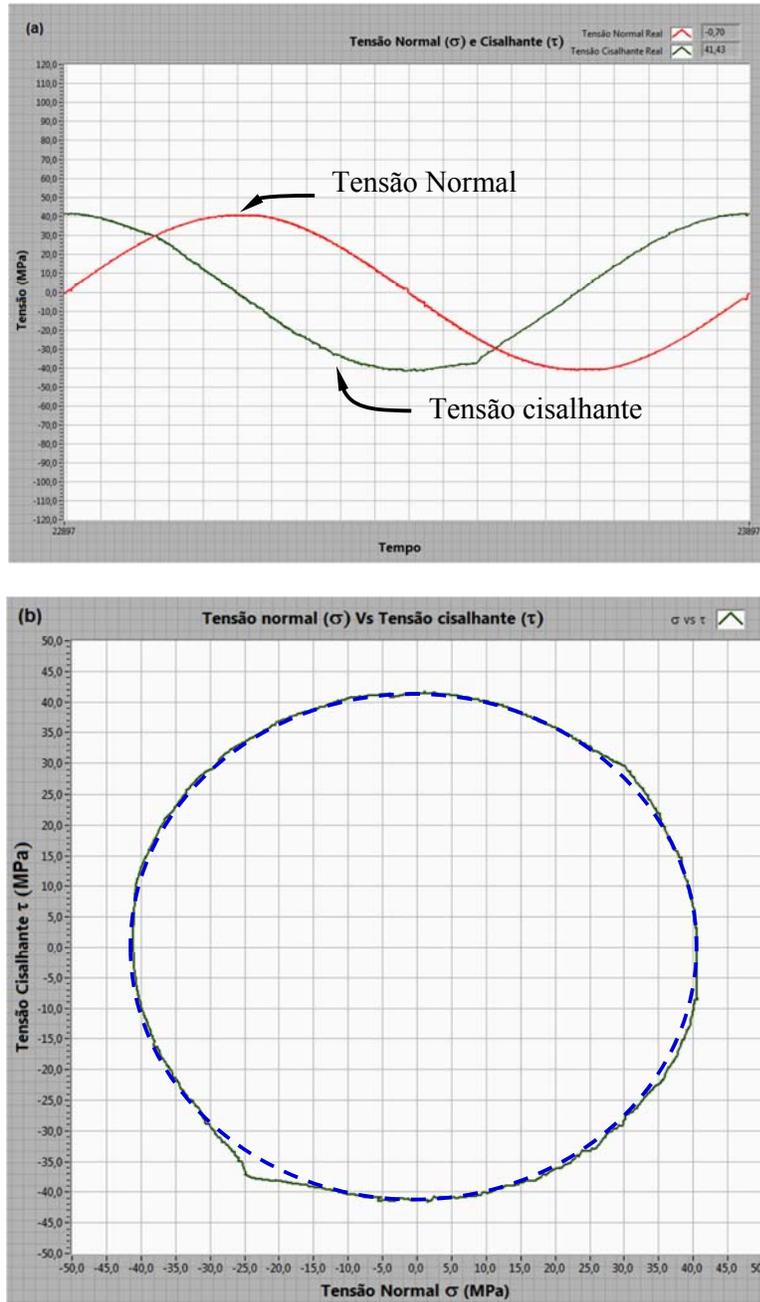
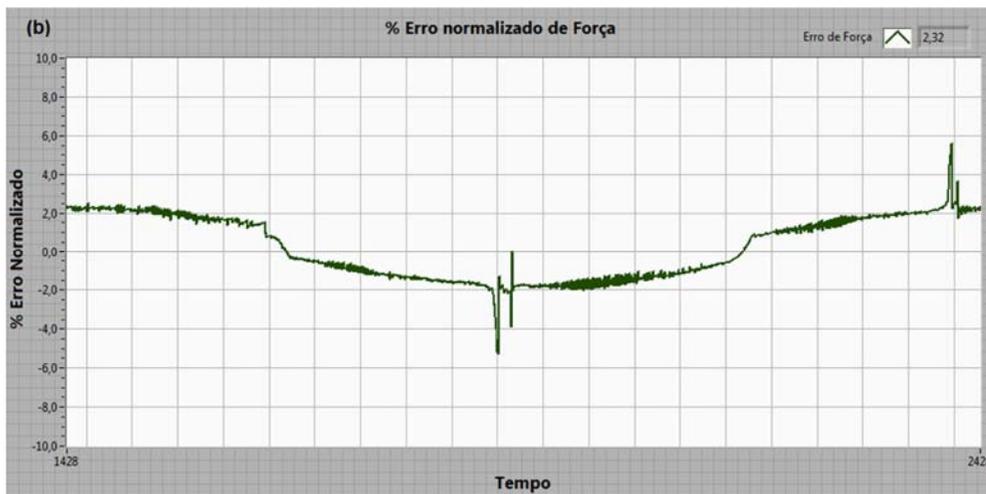
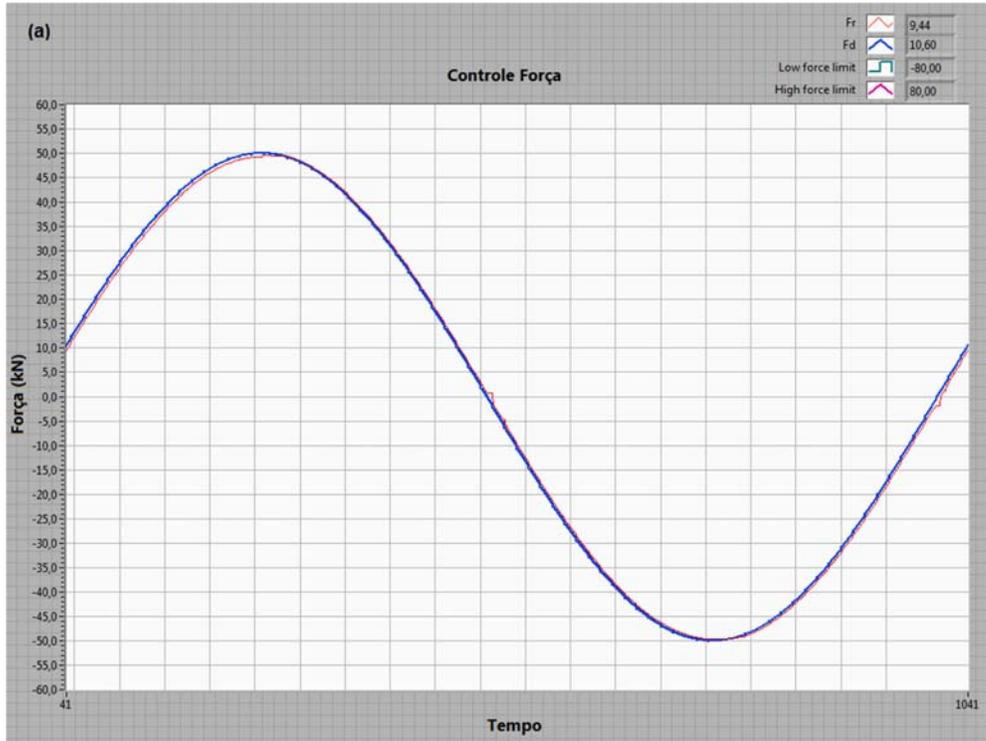


Figura 6.15 a) Tensão normal σ e cisalhante $\tau\sqrt{3}$ b) Gráfico σ_x e $\tau_{xy}\cdot\sqrt{3}$ 90° fora de fase

Na Figura 6.16 apresenta-se o conjunto de resultados para outra combinação de carregamentos. Neste caso, trata-se de uma força axial de amplitude ± 50 kN e

um torque desejado de ± 189 N.m, ambas com trajetória senoidal, com carga média zero e defasadas 90° entre elas, com erros normalizados de ± 2 %.



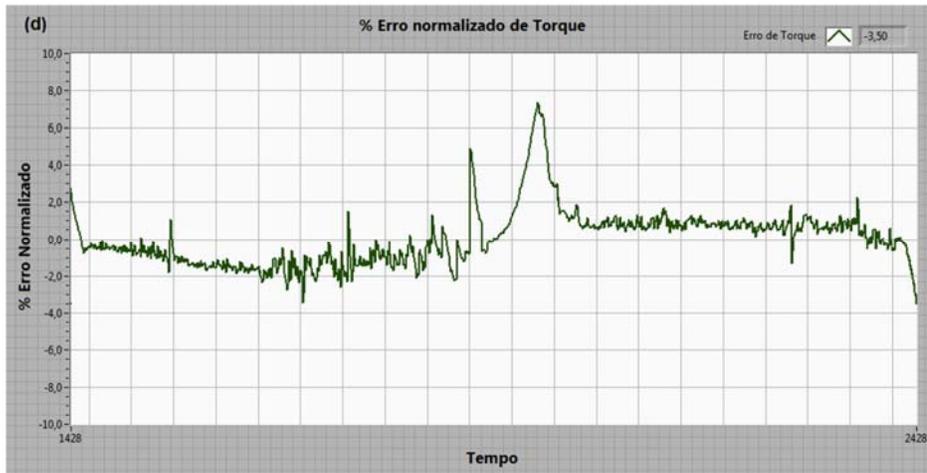
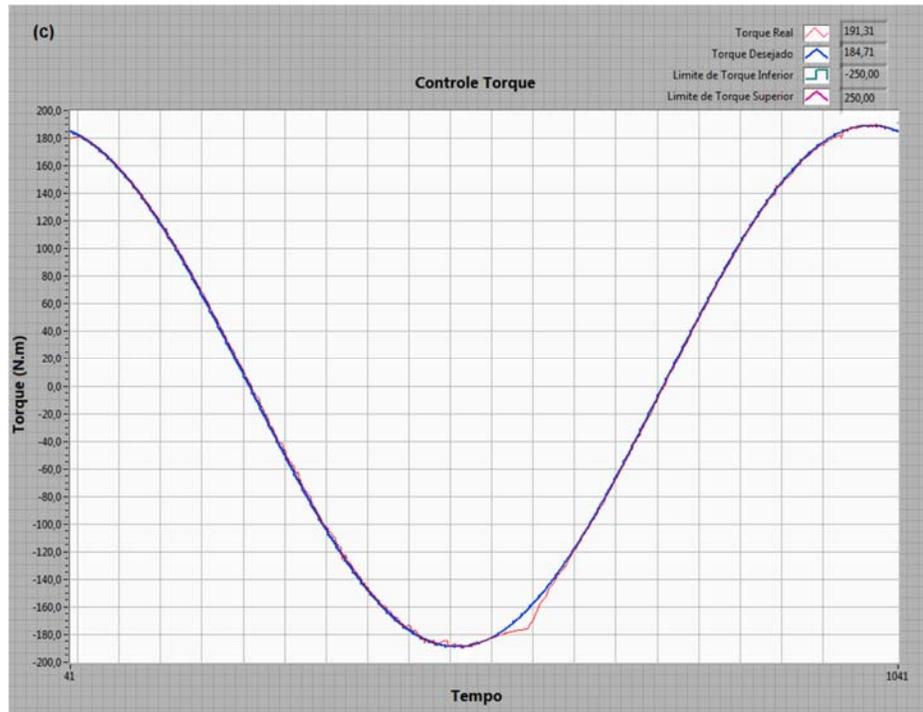


Figura 6.16 Controle de força (± 50 kN) e do torque desejado (± 189 N.m) 90° fora de fase

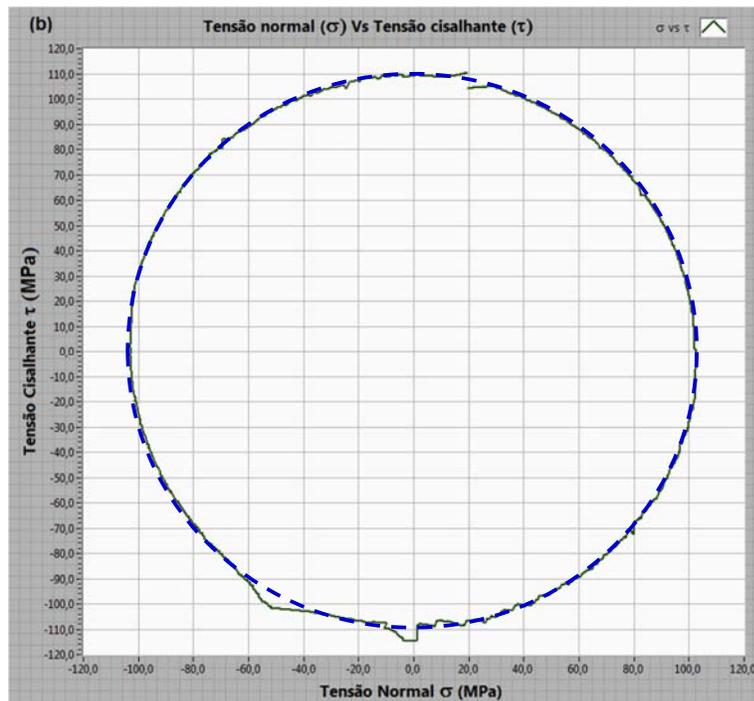
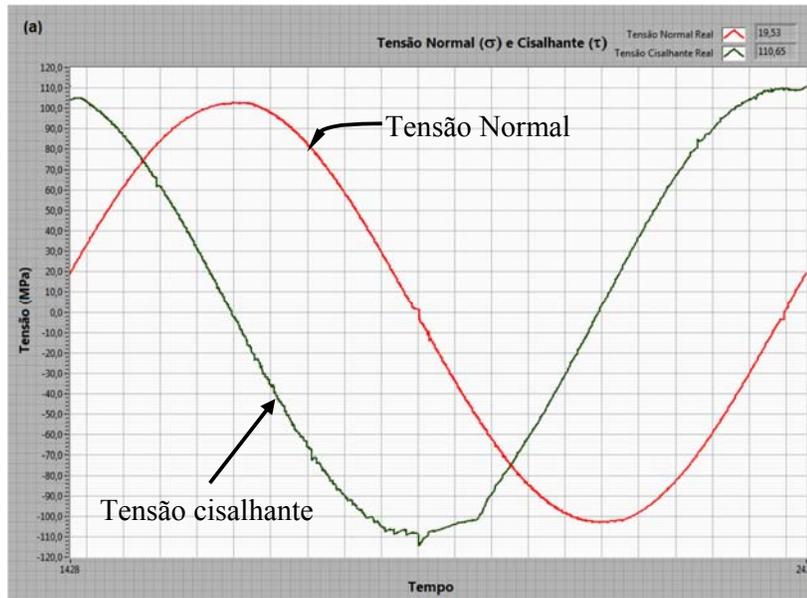


Figura 7.10 a) Tensão normal $\sigma = 107$ MPa e cisalhante $\tau\sqrt{3} = 107$ MPa b) Gráfico σ e $\tau\sqrt{3}$ 90° fora de fase

No próximo capítulo serão apresentados os resultados experimentais dos modelos de plasticidade incremental ensaiados na MTT.