

振幅変調型原子間力顕微鏡における出力飽和を考慮したモデル予測制御

○渡辺早紀矢, 藤本博志 (東京大学)

Model Predictive Control Considering Output Saturation for Amplitude Modulation Type AFM

*S. Watanabe, H. Fujimoto (The University of Tokyo)

Abstract— Output saturation is one of the serious problems for Amplitude Modulation type Atomic Force Microscope (AM-AFM). This saturation would degrade the feedback following accuracy and the state estimation performance. These cause the degradation of the sample image and the break of the cantilever. This paper proposes Model Predictive Control (MPC) to AM-AFM considering the output saturation to improve the feedback following accuracy. Simulation and experimental results show the effectiveness of the proposed method.

Key Words: Atomic Force Microscope, Output saturation, Parachuting, Model Predictive Control

1 はじめに

1.1 研究背景

近年のナノスケール技術の発展を支える装置の1つとして原子間力顕微鏡 (AFM: Atomic Force Microscope) がある。AFMは原子レベルの分解能を持つ顕微鏡であり、エレクトロニクス、バイオニクスなどの分野で用いられている。また、AFMを用いたマニピュレーションや試料の粘弾性測定のように幅広い用途での利用が可能である^{1, 2, 3)}。

AFMの課題の1つとして、1枚の画像を得るのに時間がかかることがあげられる。そこでAFMを高速化、高精度化するため、制御理論の視点やハードウェアの視点から様々な手法が提案されている^{4, 5)}。また、本研究グループでも学習制御や表面形状オブザーバ (STO: Surface Topography Observer) を用い、大幅な高速化に成功している^{6, 7)}。

AFMには、大きく分けて2種類の測定モードが存在する。1つは、試料表面とカンチレバの先端を常に接触させて試料を走査し、その歪みを測定することで表面形状を測定するコンタクトモードである。もう1つは、カンチレバ先端をその共振周波数で振動させ、振動の振幅や周波数の変化から表面形状を測定するダイナミックモードである。本稿では、ダイナミックモードAFMの一計測法である振幅変調型原子間力顕微鏡 (AM-AFM: Amplitude Modulation type AFM) を扱う。

AM-AFMの概形をFig. 1に示す。AM-AFMは、カンチレバ先端と試料表面との距離が変化すると、カンチレバ先端の振動振幅が振幅変調することを利用した測定手法である。また、コンタクトモードAFMは試料表面とカンチレバが常に接触したまま走査するのに対し、AM-AFMは周期的な接触を行うため、試料に対する接触力が小さい。従って、AM-AFMは生体分子などの柔らかい試料に対して優位な測定手法である⁸⁾。

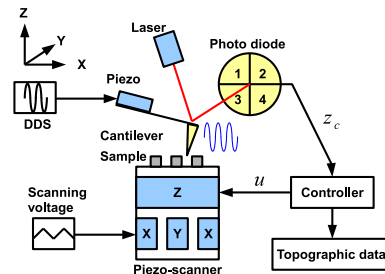


Fig. 1: AM-AFM.

1.2 出力飽和问题

AM-AFMの問題点を1つに、出力飽和问题がある。本節では、この出力飽和问题について説明する。AM-AFMは一般に、以下の手順により計測が行われる。

- Step.1 試料をピエゾスキャナ上に設置する。
- Step.2 カンチレバ先端を共振周波数で持続振動させる。ここでは、Direct Digital Synthesizer (DDS) により振動用ピエゾ素子をカンチレバの共振周波数で振動させる。
- Step.3 試料とカンチレバを近づける。すると原子間力によりカンチレバ先端の振動振幅が小さくなる。この振幅値をセットポイントとする。
- Step.4 カンチレバ先端にレーザを照射し、その反射光をフォトダイオードにより検出する。
- Step.5 試料を X-Y 方向に走査すると、表面形状により試料とカンチレバの距離が変化する。これにより、カンチレバ先端の振動は AM 変調される。
- Step.6 フォトダイオードの出力を AM 復調させるために、実効値換算する。これを制御すべき出力 z_c とする。
- Step.7 出力 z_c をセットポイントに定位させるために、Z スキャナをフィードバック制御する。

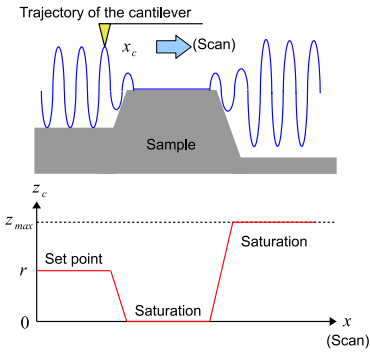


Fig. 2: Trajectory of the cantilever (x_c) and output (z_c).

Step.8 Z スキャナへの制御入力 u は表面形状に追従するように与えられるため、これを試料表面形状の測定値として画像化する。

Step. 6 で AM 復調を行うが、ここで出力飽和がおきる。Fig. 2 で、この出力飽和問題を示す。Fig. 2 中で、カンチレバは左から右へ移動する。また、カンチレバの終端部と試料は上下方向に動かないとする。このときカンチレバの軌道は、

$$x_c(t) = X(\cdot)\sin\omega_c t \quad (1)$$

で振動する。ここで、振動振幅は $0 < X(\cdot) < X_{\max}$ である。従って、出力も $0 < z_c < z_{\max}$ となる。

カンチレバが試料の凸部を走査する際、カンチレバの振動振幅は試料表面との距離に応じて小さくなる。さらに、カンチレバと試料表面が常に接触するほど近づくと振幅は 0 となり、そのときの出力 z_c も 0 となる。逆に、試料の凹部を走査する際、振動は最大振幅 X_{\max} となり出力も z_{\max} となる。また、Fig. 2 のように試料とカンチレバが完全に離れている場合においても出力は z_{\max} となる。これらの飽和状態においては、見かけの追従誤差 $e(t)$ が小さく見える。つまり飽和領域では正しい出力 z_c は、飽和値 0 , z_{\max} よりも小さい、大きいという情報しか得られない。この出力飽和問題は AM-AFM の測定においてごく普通に発生し、フィードバック制御系の追従特性や STO の性能の劣化を引き起こす。これらは取得した表面形状画像の劣化やカンチレバの破損の原因となる。

AFM の出力飽和問題に対しては、ある閾値以上の追従誤差に対してゲインを増加させるダイナミック PID 制御⁹⁾ や非飽和型表面形状オブザーバ¹⁰⁾ が提案されているものの、有効な対策は少ない。そこで本稿では、出力飽和問題を考慮したモデル予測制御 (MPC : Model Predictive Control) を提案する。これは、非飽和領域では制御器が線形に働き、飽和領域では非線形な制御器として働く。つまり飽和領域において、出力を非飽和領域に戻そうと強力な制御が働くため、飽和時間が短縮され追従特性が改善する。

2 表面形状オブザーバ

一般に AFM は、制御入力 u を用いて試料の画像を取得する。これに対して、我々の研究グループでは

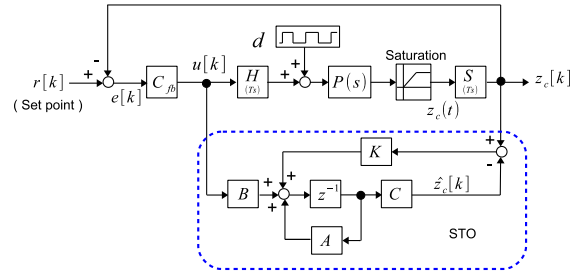


Fig. 3: Block diagram of STO.

STO^{6, 7)} を提案している。STO のブロック線図を Fig. 3 に示す。

制御対象の状態方程式を、

$$\dot{\mathbf{x}}_p(t) = \mathbf{A}_p \mathbf{x}_p(t) + \mathbf{B}_p (u(t) + d(t)) \quad (2)$$

$$z_c(t) = \mathbf{C}_p \mathbf{x}_p(t) \quad (3)$$

とする。ここで、 z_c , u , d はそれぞれ、カンチレバの振幅、ピエゾステージへの Z 方向の制御入力、測定試料の表面形状を表す。また、表面形状の状態方程式は、

$$\dot{\mathbf{x}}_d(t) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}_d(t) \quad (4)$$

$$d(t) = \mathbf{C}_d \mathbf{x}_d(t) \quad (5)$$

で表される。ただし、本稿では表面形状はランプ状外乱までを仮定し、

$$\mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

を用いる。従って、拡大系の状態方程式は、

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_s \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_s u(t) \quad (7)$$

$$z_c = \mathbf{C}_s \mathbf{x}(t) \quad (8)$$

となる。ここで、

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_p \\ \mathbf{x}_d \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_p & \mathbf{B}_p \mathbf{C}_d \\ \mathbf{O} & \mathbf{A}_d \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_p \\ \mathbf{O} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_s = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_p & \mathbf{O} \end{bmatrix} \quad (9)$$

であり、拡大系に対する同次元オブザーバは、

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}_s \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_s u(t) + \mathbf{K}(z_c(t) - \hat{z}_c(t)) \quad (10)$$

$$\hat{z}_c = \mathbf{C}_s \hat{\mathbf{x}}(t) \quad (11)$$

となる。本オブザーバにより、制御入力を用いる手法よりも高速な画像習得が可能となる。

3 モデル予測制御

MPC は、現時刻の状態変数から未来の状態変数の予測値を計算し、設定した評価関数が最小となるように制御する手法である。本来、MPC は産業プロセス制御で注目を浴びていた。しかし近年では、計算機の発達

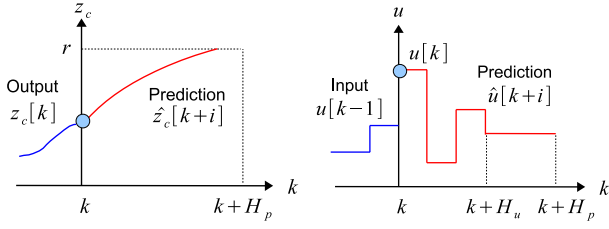


Fig. 4: Model Predictive Control.

や制約を取り扱えるという特徴から、サーボ機構のような帯域幅の高いものにも応用されている¹¹⁾。

AFMにおいては、 X - Y スキャナの制御に MPC を適用した研究¹²⁾は存在するものの、 Z スキャナに適用した例は無い。本章では、AM-AFM の出力飽和問題を制約として考慮した上で、 Z スキャナへと MPC を適用する。

3.1 制約なしモデル予測制御

本節では、AM-AFM の出力飽和を考慮しない MPC を考える。MPC の概要を Fig. 4 に示す。

MPC 制御器は内部モデルを有しており、現時刻から H_p サンプル先までのプラントの振る舞いを予測する。これにより、評価関数を最小化するような現時刻 k から未来の時刻 $k + H_p$ までの最適な制御入力を計算し、そのうち時刻 k の制御入力を実際の制御入力として用いる。次のサンプル時刻 $k + 1$ では、同様に時刻 $k + H_p + 1$ までを予測し、制御入力を決定する。ただし、 H_p は予測ホライズンと呼ばれる。

$\hat{u}[k+i|k]$ は、時刻 k で計算して得られた時刻 $k+i$ における入力の予測値を表す。また、 $i \geq H_u$ において、 $\Delta \hat{u}[k+i|k] = 0$ とする。つまり、すべての $i \geq H_u$ に対して、 $\hat{u}[k+i|k] = \hat{u}[k+H_u-1|k]$ である。ただし、 H_u は制御ホライズンと呼ばれ、 $H_p \geq H_u$ である。

今、式 (7), (8) を離散化した状態方程式を

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}\mathbf{x}[k] + \mathbf{B}u[k] \quad (12)$$

$$z_c[k] = \mathbf{C}\mathbf{x}[k] \quad (13)$$

とすれば、現時刻 k から H_p サンプル先までの状態変数、出力の推定値は式 (14), (15) で表される。

このとき、MPC において最小化すべき評価関数は、

$$V[k] = \|\mathbf{Z}[k] - \mathbf{T}[k]\|_{\mathbf{Q}}^2 + \|\Delta \mathbf{U}[k]\|_{\mathbf{R}}^2 \quad (16)$$

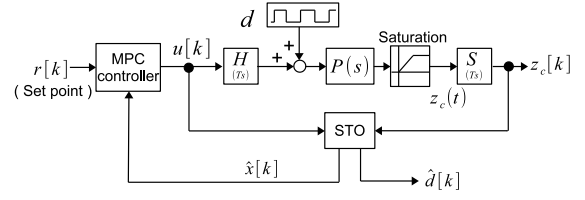
である。ただし、 $r[k]$ をカンチレバの振幅のセットポイントとしたとき、

$$\mathbf{Z}[k] = [\hat{z}_c[k+1|k] \ \cdots \ \hat{z}_c[k+H_p|k]]^T \quad (17)$$

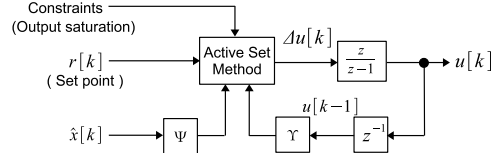
$$\mathbf{T}[k] = [r[k+1|k] \ \cdots \ r[k+H_p|k]]^T \quad (18)$$

$$\Delta \mathbf{U}[k] = [\Delta \hat{u}[k|k] \ \cdots \ \Delta \hat{u}[k+H_u-1|k]]^T \quad (19)$$

でありそれぞれ、時刻 k で推定された予測ホライズンまでの出力の推定値、指令値、制御入力の変化量であ



(a) Block diagram of MPC.



(b) MPC controller.

Fig. 5: Block diagram of the proposed method.

る。また、 \mathbf{Q}, \mathbf{R} はそれぞれ、追従誤差とエネルギーに関する重みである。

ここで、

$$\mathbf{Z}[k] = \Psi \mathbf{x}[k] + \Upsilon u[k-1] + \Theta \Delta \mathbf{U}[k] \quad (20)$$

$$\mathbf{E}[k] = \mathbf{T}[k] - \Psi \mathbf{x}[k] - \Upsilon u[k-1] \quad (21)$$

と定義する。ただし、各係数は、

$$\Psi = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \cdots & \mathbf{O} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{O} & \cdots & \mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \vdots \\ \mathbf{A}^{H_p} \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\Upsilon = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \cdots & \mathbf{O} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{O} & \cdots & \mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{AB} \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{H_p} \mathbf{A}^i \mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\Theta = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \cdots & \mathbf{O} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{O} & \cdots & \mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{AB} + \mathbf{B} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sum_{i=0}^{H_p-1} \mathbf{A}^i \mathbf{B} & \cdots & \sum_{i=0}^{H_p-H_u} \mathbf{A}^i \mathbf{B} \end{bmatrix} \quad (24)$$

である。このとき、式 (16), (20), (21) より、

$$\begin{aligned} V[k] &= [\Delta \mathbf{U}[k]^T \Theta^T - \mathbf{E}^T[k]] \mathbf{Q} [\Delta \mathbf{U}[k] \Theta - \mathbf{E}[k]] \\ &+ \Delta \mathbf{U}[k]^T \mathbf{R} \Delta \mathbf{U}[k] \\ &= \text{const.} - \Delta \mathbf{U}[k]^T \mathbf{G} + \Delta \mathbf{U}[k]^T \mathbf{H} \Delta \mathbf{U}[k] \end{aligned} \quad (25)$$

が得られる。ただし、 $\mathbf{G} = 2\Theta^T \mathbf{Q} \mathbf{E}[k]$, $\mathbf{H} = \Theta^T \mathbf{Q} \Theta + \mathbf{R}$ とした。

このとき、最小化すべき目的関数

$$\Delta \mathbf{U}[k]^T \mathbf{H} \Delta \mathbf{U}[k] - \Delta \mathbf{U}[k]^T \mathbf{G} \quad (26)$$

は凸関数であるため、最適解は $\Delta \mathbf{U}$ に関する微分により得られる。従って、MPC の最適入力は、

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{u}_{\text{opt}} &= [1 \ 0 \ \cdots \ 0] \Delta \mathbf{U}_{\text{opt}}[k] \\ &= [1 \ 0 \ \cdots \ 0] \frac{1}{2} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{G} \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{x}[k+1|k] \\ \hat{x}[k+2|k] \\ \vdots \\ \hat{x}[k+H_p|k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ \mathbf{A}^2 \\ \vdots \\ \mathbf{A}^{H_p} \end{bmatrix} x[k] + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{AB} \\ \vdots \\ \sum_{i=0}^{H_p-1} \mathbf{A}^i \mathbf{B} \end{bmatrix} u[k-1] + \begin{bmatrix} \mathbf{B} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{AB} + \mathbf{B} & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sum_{i=0}^{H_p-1} \mathbf{A}^i \mathbf{B} & \cdots & \sum_{i=0}^{H_p-H_u} \mathbf{A}^i \mathbf{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \hat{u}[k|k] \\ \Delta \hat{u}[k+1|k] \\ \vdots \\ \Delta \hat{u}[k+H_u-1|k] \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{z}_c[k+1|k] \\ \vdots \\ \hat{z}_c[k+H_p|k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \cdots & \mathbf{O} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{O} & \cdots & \mathbf{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}[k+1|k] \\ \vdots \\ \hat{x}[k+H_p|k] \end{bmatrix} \quad (15)$$

である。つまり、制約なし MPC は線形な制御器である。

3.2 制約付きモデル予測制御

AM-AFM の出力飽和を最適化問題の制約とすれば、上述の最適化問題は制約付き 2 次計画問題で表される。本節では、出力飽和を考慮した制約付き MPC について述べる。

今、カンチレバの振幅が $z_{\min} \leq z_c \leq z_{\max}$ で出力飽和を起すとする。このとき予測ホライズンにおける制約は、

$$\begin{bmatrix} \mathbf{Z}[k] \\ -\mathbf{Z}[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -z_{\max} \\ \vdots \\ z_{\min} \\ \vdots \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

で与えられる。これを式 (20) を用いて変形すれば、

$$\begin{bmatrix} \mathbf{\Gamma} & \mathbf{g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\Psi}x[k] + \mathbf{\Upsilon}u[k-1] + \mathbf{\Theta}\Delta U[k] \\ 1 \end{bmatrix} \leq \mathbf{O} \quad (29)$$

を得る。ただし、

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} & -\mathbf{I} \end{bmatrix}^T \quad (30)$$

$$\mathbf{g} = \begin{bmatrix} -z_{\max} & \cdots & z_{\min} & \cdots \end{bmatrix}^T \quad (31)$$

である。以上より、出力飽和問題の制約は、 $\Delta U[k]$ に関する不等式制約に変換される。従って、出力飽和を考慮した MPC の解くべき最適化問題は、

$$\begin{aligned} \min_{\Delta U} \quad & \Delta U^T[k] \mathbf{H} \Delta U[k] - \Delta U^T[k] \mathbf{g} \\ \text{subject to} \quad & \mathbf{\Gamma} \mathbf{\Theta} \Delta U[k] \leq -\mathbf{\Gamma} [\mathbf{\Psi}x[k] + \mathbf{\Upsilon}u[k-1]] - \mathbf{g} \end{aligned} \quad (32)$$

で定式化される。この 2 次計画問題を各サンプル時間毎に解くことで時刻 k における最適な制御入力が見られる。

この制約付き MPC は、飽和領域では強力なフィードバックにより非飽和領域へと戻そうと強力な制御を行う非線形な制御器である。本稿で用いる制御系のブロック線図を Fig. 5 に示す。

一般に MPC では、各サンプル時間で 2 次計画問題を解くために、内点法や有効制約法といった数的手法

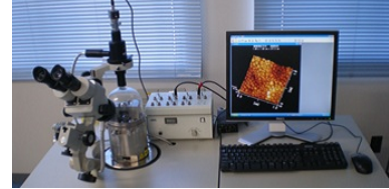


Fig. 6: Experimental device.

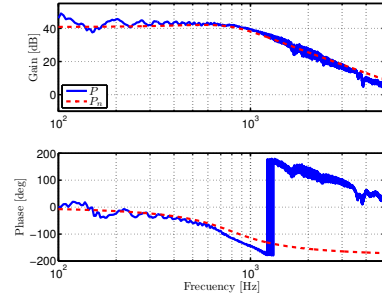


Fig. 7: Frequency response of AM-AFM.

法が用いられる。また、最適制御自体が実時間に依存することに着目し、その時間変化を追跡することにより高速に最適解を求める MPC に特化した解法も存在する¹³⁾。本稿では、有効制約法 (Active Set Method) により式 (32) を解く。

4 実験装置

実験機の概観を Fig. 6 に記す。本稿で使用した AFM は、日本電子製 JSPM-5200 の特別仕様である。本実験装置では、必要な入力信号のインターフェースを用意し、dSPACE-1104 により制御系を構成する。

サーボアナライザにより得られた位置指令 u から出力 z_c までの周波数特性を Fig. 7 に示す。この周波数特性からフィッティングにより求まるノミナルプラントは、

$$P_n(s) = \frac{2.8 \times 10^9}{s^2 + 5.0 \times 10^4 s + 2.5 \times 10^7} \quad (33)$$

である。

5 シミュレーション及び実験

本章では、シミュレーションと実験により従来法である PI 制御と制約なし MPC、出力飽和を考慮した制約付き MPC を比較し、その有効性を示す。

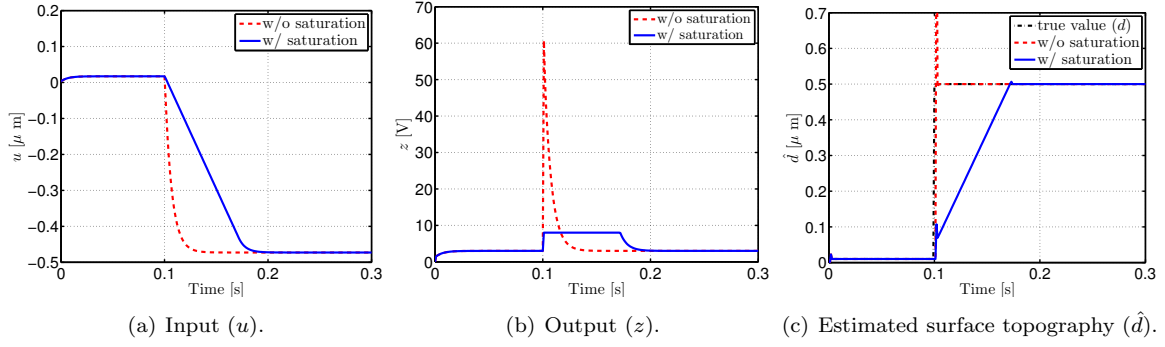


Fig. 8: Simulation results of PI controller.

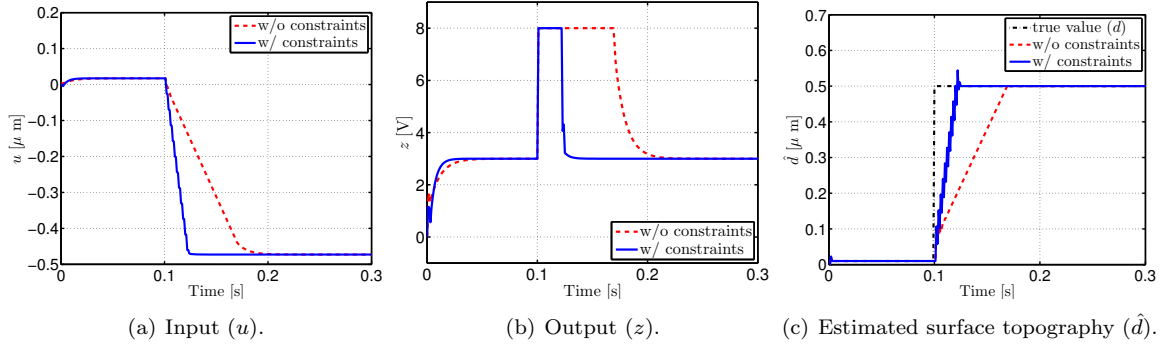


Fig. 9: Simulation results of MPC controller.

5.1 シミュレーション

本節では、シミュレーションにより提案法の有効性を示す。シミュレーションに用いるプラントモデルは、式 (33) を用い、サンプリング時間は $T_s = 1 \text{ ms}$ とする。また、出力飽和は $0 \leq z_c \leq 8$ で起こるとする。

本稿では従来法として、

$$C_{PI} = 1.0 \times 10^{-3} \times \frac{T_{pi}s + 1}{T_{pi}s} \quad (34)$$

$$T_{pi} = \frac{1}{2\pi \times 200} \quad (35)$$

の PI 制御器を用いた。また、STO の極は 1000 Hz に重根配置となるように設計した。

さらに提案法として制約なし MPC 制御器と出力飽和を考慮した制約付き MPC 制御器を設計した。ただし、 $H_p = 5$, $H_u = 3$ である。追従誤差、エネルギーに関する重みは、制約なし MPC 制御器の応答速度が式 (34) と同程度になるように、 $\mathbf{Q} = 2.0 \times 10^{-6} \times \mathbf{I}$, $\mathbf{R} = \mathbf{I}$ とした。セットポイントを $r = 3 \text{ V}$ とした際のシミュレーション結果を Fig. 8, 9 に示す。

Fig. 8 は、PI 制御器を用いた際の、出力飽和がない場合と出力飽和がある場合の比較である。Fig. 8(a), 8(b), 8(c) はそれぞれ、制御入力、出力、STO による表面形状の推定値を表す。Fig. 8(b) より、0.1 ~ 0.17 s で出力飽和を起こしていることがわかる。Fig. 8(a) において飽和領域では制御入力 u は、実際に必要とされる制御量が得られていない。これは出力飽和により、見

かけの出力が実際の出力よりも小さく得られるためである。さらに Fig. 8(c) において、飽和領域では STO が表面形状を正しく推定できていないことがわかる。このように AM-AFM は出力飽和により、飽和領域でのフィードバック追従特性が劣化する。

Fig. 9 は、出力飽和がある場合の MPC を用いたシミュレーションである。Fig. 9(a), 9(b), 9(c) は同様に、制御入力、出力、STO による表面形状の推定値である。Fig. 9(b) より、制約なし MPC は Fig. 8 の PI 制御器を用いた場合と同程度の飽和時間なのに対して、制約付き MPC では飽和時間が、0.1 ~ 0.13 s と大幅な短縮がなされている。また、Fig. 9(c) において、STO の推定精度が改善されている。

5.2 実験

本節では、実験により提案法の有効性を示す。表面形状として 0.2 s に 0.5 V のステップ状外乱を与えた際の PI 制御と制約なし MPC, 制約付き MPC の実験による比較を Fig. 10 に示す。Fig. 10(a), 10(b), 10(c) はそれぞれ、制御入力、出力、STO による表面形状の推定値を表す。

本実験機の飽和特性は $z_{\min} = 0$, $z_{\max} = 7 \sim 9$ 程度である。そこで、 $0 \leq z_c \leq 8$ として制約付き MPC を設計した。Fig. 10(b) から、PI 制御、制約なし MPC では 0.06 s の飽和時間なのに対して、制約付き MPC では 0.02 s 未満の飽和時間と大幅な改善がなされている。また、Fig. 10(c) より、制約付き MPC ではより正

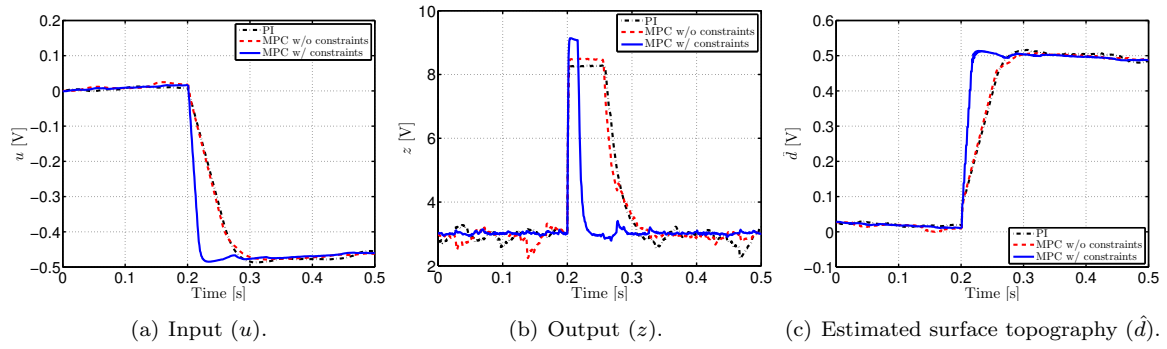


Fig. 10: Experimental results.

確な表面形状の推定が行われている。

6 まとめ

本稿では、これまであまり議論されてこなかった AM-AFM の出力飽和問題を扱った。飽和時間の短縮を目的とし、出力飽和を考慮した制約付き MPC を提案した。本制御系は、飽和領域では強力なフィードバックにより非飽和領域へと戻そうとする非線形な制御器である。これにより、飽和時間の大幅な短縮が実現する。また、シミュレーションと実験により PI 制御器と制約なし MPC、制約付き MPC とを比較することで、提案法の有効性を示した。

今後の展開としては、AM-AFM の制御に最適な H_p , H_u , Q , R の決定がある。また、出力飽和の条件の変動やモデル化誤差によるロバスト性の検討の必要がある。

参考文献

- 1) C. D. Onal, M. Sitti, “Teleoperated 3-D Force Feedback From the Nanoscale With an Atomic Force Microscope”, *IEEE Transactions on Nanotechnology*, Vol. 9, No. 1, pp. 46–54(2010)
- 2) D. Kim, J. Park, M. Kim, K. hong, “AFM-Based Identification of the Dynamic Properties of Globular Protein : Simulation Study”, *Journal of Mechanical Science and Technology*, Vol. 22, No. 11, pp. 2203–2212(2008)
- 3) S. Watanabe, H. Fujimoto, “Elasticity Estimation for Sample by AFM Utilizing Previous Line Sample Surface Topography”, 39 thAnnual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 6460–6465(2013)
- 4) A. Flemming, “A Method for Reduction Piezoelectric Non-Linearity in Scanning Probe Microscope Images”, *American Control Conference*, pp. 2861–2866(2011)
- 5) G. Schitter, P. Thurner, P. Hansma, “Design and input-shaping control of a novel scanner for high-speed atomic force microscopy”, *Mechatronics*, Vol. 18, pp. 282–288(2008)
- 6) T. Shiraishi, H. Fujimoto, “Proposal of Surface Topography Observer for Tapping Mode AFM”, *IIC-07-119*, pp. 17–22(2006)(in Japanese)
- 7) H. Fujimoto, T. Oshima, “Contact-mode AFM Control with Modified Surface Topography Learning Observer and PTC”, 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 2515–2520(2008)
- 8) T. Ando, T. Kodera, E. Takai, D. Maruyama, K. Saito, A. Toda, “A high-speed atomic force microscope for studying biological macromolecules”, *Proceedings of the national academy of sciences*, Vol. 98, pp. 12468–12472(2001)
- 9) N. Kodera, M. Sakashita, T. Ando, “Dynamic proportional integral-differential controller for high-speed atomic force microscopy”, *Review of Scientific Instruments*, Vol. 77, pp. 083704(2006)
- 10) T. Shiraishi, H. Fujimoto, “Proposal of Anti-saturation Surface Topography Observer for Amplitude Modulation type Atomic Force Microscope”, *IIC-09-109*(2009)
- 11) J. M. Maciejowski, “Predictive Control with Constraints”, Prentice Hall(2000)
- 12) M. S. Rana, H. R. Pota, I. R. Petersen, “High-Speed AFM Image Scanning Using Observer-Based MPC-Notch Control”, *IEEE Transactions on Nanotechnology*, Vol. 12, No. 2, pp. 246–254(2013)
- 13) T. Ohtsuka, H. A. Fujii, “Real-Time Optimization Algorithm for Nonlinear Receding-Horizon Control”, *Automatica*, Vol. 33, No. 6, pp. 1147–2254(1997)