

ĐIỀU KHIỂN ĐIỆN ÁP THÔNG QUA DỰ ĐOÁN GIÁ TRỊ MẪU CỦA BỘ ĐỔI ĐIỆN DC-DC TRONG CÁC HỆ THỐNG LƯU ĐIỆN

Phan Thanh Minh¹, Lê Đình Mạnh¹, Trịnh Văn Khích¹

¹Trường Đại học Thông tin Liên lạc

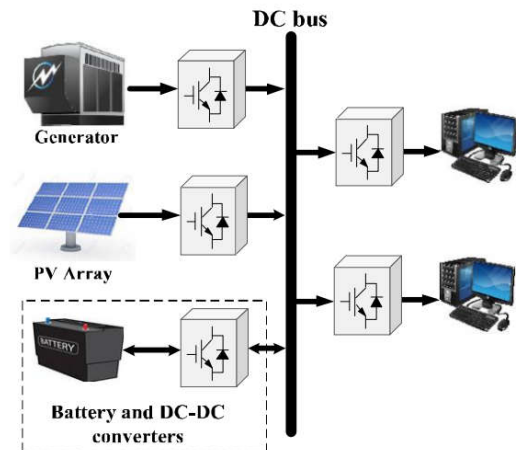
Tóm tắt: Bài báo giới thiệu một cách tiếp cận thiết kế qua điều khiển điện áp bằng phương pháp dự đoán mẫu (MPVC) cho các bộ đổi điện buck-boost DC-DC. Một MPVC đem lại hiệu suất điều khiển thông suốt cho các hệ thống đổi điện DC-DC nhằm giữ cho điện áp mạng điện một chiều ổn định như điện áp và cường độ dòng điện trong giới hạn xác định trước. Ngoài ra, hiệu suất của MPVC ở trạng thái quá độ cũng được nâng lên. Phương pháp điều khiển đề xuất đã được kiểm chứng thông qua mô phỏng mạch phân cứng.

Từ khóa: điều khiển dự đoán mẫu, các bộ đổi điện buck-boost DC-DC, hệ thống lưu điện, HILS.

1. Mở đầu

Một hệ thống vi mạng điện DC gồm sự kết hợp của các nguồn điện phân phối và nguồn điện lưu trữ (ESS) (hình 1), có thể áp dụng tại các vùng nông thôn, ngành hàng hải và các khuôn viên trường đại học. Trong hệ thống vi mạng điện DC thì bộ chuyển đổi buck-boost (tăng-giảm) DC-DC được dùng để chuyển đổi năng lượng giữa ESS và mạng điện DC. Chức năng của các bộ đổi điện buck-boost DC-DC trong ESS là giữ cho điện áp mạng điện DC không đổi trong trường hợp điện năng từ các nguồn điện phân phối không đủ cho việc tiêu thụ điện của tải.

Việc vận hành các bộ chuyển đổi buck-boost DC-DC nhằm đáp ứng các yêu cầu mong muốn, các phương pháp điều khiển khác nhau được đề xuất như PI thông thường [1], độ trễ [2] và các bộ điều khiển chế độ trượt [3]. Các phương pháp điều khiển này chứng minh khả năng đáp ứng đầy đủ các yêu cầu về vận hành của các bộ chuyển đổi buck-boost DC-DC trong ESS; tuy nhiên có nhiều thiếu sót liên quan đến các bộ điều khiển trên bao gồm điều chỉnh các tham số cũng như băng thông thấp. Để giải quyết các vấn đề trên, một điều khiển bằng phương pháp dự đoán mẫu (MPC) đã được đề xuất trong nghiên cứu.



Hình 1. Cấu hình của vi mạng điện DC.

Thay vì thiết kế các mạch độc lập cho mỗi biến điều khiển và xếp tầng chúng lại với nhau, MPC tận dụng mẫu thời gian rời rạc để dự đoán trạng thái tương lai của tất cả các đầu vào điều khiển có thể và tạo ra một đầu vào thay thế có hàm tính phí tối ưu. Trong thuật toán của MPC, hầu hết các hệ thống điện công suất đã áp dụng MPC làm mạch điều khiển cường độ dòng điện bên trong và bộ điều khiển PI làm mạch điều khiển điện áp bên ngoài. Tuy nhiên, khả năng phản hồi của hệ thống bị giới hạn do băng thông thấp của mạch điện bên ngoài [4].

Trong bài báo này, MPVC là một mẫu điều khiển điện áp trực tiếp không có mạch điều khiển bên trong được đề xuất để giải quyết vấn đề đã đề

cấp ở trên, nhờ đó điện áp mạng DC được điều chỉnh tốt, dòng điện và điện áp được giữ trong giới hạn xác định trước.

2. Mô hình điều khiển bằng phương pháp dự đoán mẫu

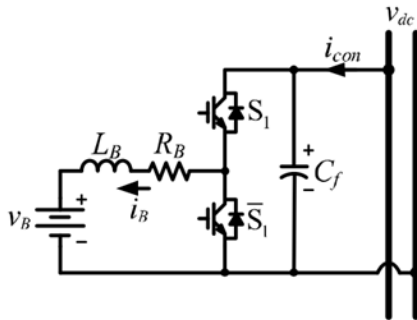
Trong MPC, một mô hình hệ thống được dùng để dự đoán các giá trị tương lai của các biến [5]. Vì vậy, hệ thống cần được biểu thị dưới dạng mô hình không gian trạng thái trong miền thời gian rời rạc lấy ra từ mẫu thời gian liên tục dựa trên chu kỳ mẫu không đổi T_s . Sau đó, hàm tính phí được xác định từ các tham số và các giá trị dự đoán của các biến trong tổ hợp của một số liên kết đầu vào, đầu ra và chế độ. Do đó, hàm tính phí được dùng để thể hiện các trạng thái mong muốn của hệ thống. Cuối cùng, một quy trình tối ưu hóa được thực hiện để chọn ra chế độ chuyển đổi tối ưu mang lại giá trị tối thiểu trong hàm tính phí.

Dựa vào độ dài của các mặt cắt ngang dự đoán, MPC được phân loại ra làm hai loại: mặt cắt ngang dài và mặt cắt ngang ngắn. MPVC sẽ được nghiên cứu ở phần sau.

3. Xây dựng mô hình toán học

Trong phần này, để thiết kế bộ điều khiển bằng phương pháp điện áp dự đoán mẫu, trước hết một mô hình chuyển đổi của bộ đổi điện buck-boost DC được lấy ra trong miền thời gian liên tục. Sau đó, một mô hình thời gian rời rạc được lấy để dự đoán các giá trị biến.

Bộ đổi điện buck-boost trong bài báo này là bộ đổi điện hai chiều bán cầu DC-DC như được minh họa trong hình 2. Ở phía điện áp thấp của bộ đổi điện, nguồn điện áp v_B thể hiện bộ nguồn pin có trở kháng bên trong không đáng kể. Cuộn cảm có điện cảm L_B với trở kháng nối tiếp ký sinh là R_B . Phía điện áp cao, tụ lọc điện C_f được nối song song với mạng điện DC. Bộ đổi điện DC-DC được vận hành dựa trên chuyển mạch bổ sung của S_1 và \bar{S}_1 .



Hình 2. Các bộ đổi điện buck-boost DC-DC.

3.1. Trạng thái không gian trong miền thời gian liên tục

Các trạng thái chuyển mạch của S_1 và \bar{S}_1 được sử dụng để quyết định xem bộ đổi điện vận hành ở chế độ buck hay boost dựa trên tín hiệu từ bộ điều khiển. Ngoài ra, do các đặc tính bộ chuyển đổi, chỉ có chế độ dẫn điện liên tục được xem xét để tạo hiệu suất của các phương trình toán học.

Trạng thái không gian miền thời gian liên tục của bộ đổi điện được biểu thị như [6]

$$x(t) = A_1 x(t) + Bu(t) \quad (S_1 = 1) \quad (1)$$

$$x(t) = A_2 x(t) + Bu(t) \quad (S_1 = 0) \quad (2)$$

$$y(t) = Cx(t) \quad (3)$$

Trong đó, $x(t) = [i_B(t) \ v_{dc}(t)]^T$ là vector trạng thái bao gồm cường độ dòng pin, i_B và điện áp đầu ra tụ điện v_{dc} . Vector đầu vào $u(t) = [v_B(t) \ i_{con}(t)]^T$ gồm điện áp pin và cường độ dòng pin của bộ đổi điện. Đầu ra của hệ thống là điện áp liên kết DC, $y(t) = v_{dc}(t)$. Các ma trận hệ thống được cho bởi:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_B}{L_B} & \frac{1}{L_B} \\ -\frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_B}{L_B} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_B} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_f} \end{bmatrix}, \quad C = [0 \quad 1]$$

3.2. Trạng thái không gian trong miền thời gian rời rạc

Bằng cách áp dụng công thức Euler, mẫu trạng thái không gian miền thời gian rời rạc của bộ đổi điện được lấy ra từ mẫu thời gian liên tục như sau:

$$x(kT_s + T_s) = \Phi_1 x(kT_s) + \Gamma_1 u(kT_s) \quad (S_1 = 1) \quad (4)$$

$$x(kT_s + T_s) = \Phi_2 x(kT_s) + \Gamma_2 u(kT_s) \quad (S_1 = 0) \quad (5)$$

$$y(k) = Hx(k) \quad (6)$$

Trong đó T_s là khoảng thời gian lấy mẫu và ma trận hệ thống được tách ra bởi:

$$F_1 = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_B T_s}{L_B} & \frac{T_s}{L_B} \\ -\frac{T_s}{C_f} & 1 \end{bmatrix}, \quad \Phi_2 = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_B T_s}{L_B} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \Gamma_1 = \Gamma_2 = \begin{bmatrix} -\frac{T_s}{L_B} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{C_f} \end{bmatrix}, \quad H = [0 \quad 1]$$

4. Đề xuất mô hình điều khiển điện áp thông qua dự đoán giá trị mẫu

4.1. Phân tích trạng thái pha không tối thiểu

Bộ đổi điện buck-boost DC-DC trong hình 2 được sử dụng cho việc chuyển đổi điện năng đưa

vào mạng điện DC. Điện trở R được xem như một tải kết nối song song với tụ điện đầu ra C_f . Bộ đổi điện được mô hình hóa dựa trên phương pháp mô hình trung bình tín hiệu lớn như được thể hiện trong (7).

$$\begin{aligned} i_B &= \frac{1}{L_B} (v_B - \alpha v_{dc} - R_B i_B) \\ \dot{v}_{dc} &= \frac{1}{C_f} (\alpha i_B - \frac{v_{dc}}{R} - i_s) \end{aligned} \quad (7)$$

Trong đó α là tốc độ chu kỳ và $i_s = i_{con} - \frac{v_{dc}}{R}$

Tính tuyến tính của mẫu trung bình tín hiệu lớn cho kết quả là mẫu tín hiệu nhỏ như sau:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_B &= \frac{1}{L_B} (\tilde{v}_B - \alpha_e \tilde{v}_{dc} - v_{dce} \tilde{\alpha} - R_B \tilde{i}_B) \\ \dot{\tilde{v}}_{dc} &= \frac{1}{C_f} (\alpha_e \tilde{i}_B - \tilde{\alpha} i_{Be} - \frac{\tilde{v}_{dc}}{R} - \tilde{i}_s) \end{aligned} \quad (8)$$

$$K = -\frac{R(\alpha_e v_{dce} - i_{Be} R_B)}{\alpha_e^2 R + R_B}, \quad T = \frac{i_{Be} L_B}{\alpha_e v_{dce} - i_{Be} R_B}, \quad T = \sqrt{\frac{C_f \cdot R \cdot L_B}{\alpha_e^2 R + R_B}} \text{ and } \zeta = \frac{1}{2} \cdot \frac{C_f \cdot R \cdot R_B + L_B}{\sqrt{C_f \cdot R \cdot L_B} \cdot \sqrt{\alpha_e^2 R + R_B}}$$

Tại một điểm trạng thái ổn định, $\alpha_e v_{dce} - i_{Be} R_B$ là giá trị dương làm cho T dương. Từ đó chỉ ra phần tử $(1-Ts)$ bằng 0 trên nửa mặt phải. Kết quả này thể hiện trạng thái pha không tối ưu của bộ đổi điện khi kết hợp với bước đầu vào. Đồng nghĩa với đầu ra bước đầu tiến theo chiều dương tới

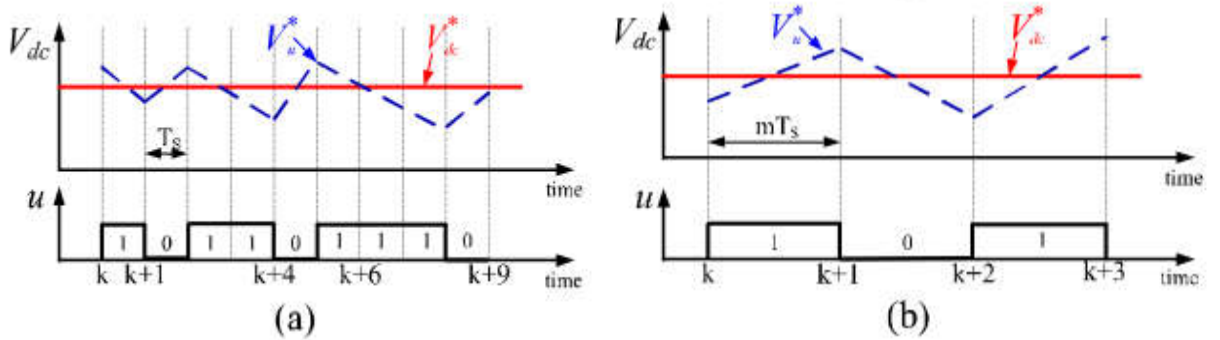
Trong đó phần chỉ số dưới “e” biểu thị các biến trạng thái ổn định của bộ đổi điện và ký hiệu “~” biểu thị các biến số tín hiệu nhỏ.

Bằng việc đặt \tilde{v}_B và \tilde{i}_s bằng 0 thì hàm chuyển đổi của bộ đổi điện $H_{v\alpha}(s)$ từ điều khiển đầu vào (tốc độ chu kỳ) $\tilde{\alpha}$ đến điện áp \tilde{v}_{dc} (đầu ra) được thể hiện như

$$H_{v\alpha}(s) = \frac{\tilde{v}_{dc}(s)}{\tilde{\alpha}(s)} = K \frac{1-Ts}{T_1^2 s^2 + 2\zeta T_1 s + 1} \quad (9)$$

Trong đó K là hệ số khuếch đại hàm chuyển đổi, T là hằng số thời gian 0 trên mặt phẳng nửa bên phải, T_1 là hằng số thời gian thứ 2 và ζ là hệ số tắt dần. Trong công thức (9), các tham số được cho bởi

giá trị cuối cùng liên quan đến bước đầu vào. Để giải quyết vấn đề này, một MPVC với các mặt cắt ngang dài được chú ý đến, $N_1 T_s$, được áp dụng để dự đoán giá trị sau cùng của đầu ra và lựa chọn trạng thái chuyển mạch phù hợp để đảm bảo độ ổn định của hệ thống.



Hình 3. Các mặt cắt ngang dự đoán. (a) không có khóa di chuyển, (b) có khóa di chuyển.

4.2. Kỹ thuật lấy mẫu

Việc dự đoán cho các khoảng cách dài thì $N_1 T_s$ chiếm nhiều thời gian tính toán. Ví dụ, trong hình 3(a) thì khoảng dự đoán mất 9 bước ($N_1 T_s = 9T_s$), vì thế số lượng các chuỗi chuyển mạch như $u = [u(k+1), \dots, u(k+N_1)]$, được kiểm tra trong bộ điều khiển là $2^9 = 512$. Để giảm bớt gánh nặng này, trước đây đã có một số chiến lược bao gồm kỹ thuật khóa di chuyển như minh họa trong hình 3(b). Thay vì sử dụng khoảng lấy mẫu T_s , kỹ thuật khóa dịch chuyển

sử dụng mT_s như một khoảng lấy mẫu cho việc dự đoán trong bộ điều khiển. Lấy ví dụ, nếu $m=3$ thì bộ điều khiển sẽ dự đoán chu kỳ là $3T_s$. Sau đó, để đạt được các khoảng dự đoán dài giống nhau như trên ($9T_s$) thì số các bước trong khóa dịch chuyển là 3 ($N_2=3$). Điều đó có nghĩa là $N_2 \cdot mT_s = N_1 T_s$ ($3 \times 3T_s = 9T_s$) không có kỹ thuật khóa dịch chuyển và số các chuỗi chuyển mạch $u = [u(k+1), \dots, u(k+N_2)]$ là $2^3 = 8$. Do đó, thời gian tính toán sẽ giảm xuống đáng kể.

4.3. Xác định hàm tổn hao

Dựa trên yêu cầu của pin và mạng điện DC, bộ đổi điện phải duy trì điện áp mạng điện DC tốt như điện áp và dòng điện trong các giới hạn được xác định trước. Do đó, hai hàm tính phí được giới thiệu cho điện áp mạng điện DC và tình trạng pin [8].

Nếu điện áp mạng điện DC cao hơn giá trị tham chiếu thì hàm tính phí trong công thức (10) được chọn để sạc pin dựa vào trạng thái sạc (SOC):

$$J = \sum_{j=k}^{k+N_2-1} f \left(\left| i_{CC/CV}^* - i_B(j+1) \right| - \lambda_1 \left| u^* - u(0) \right|, u(j+1) \right) \quad (10)$$

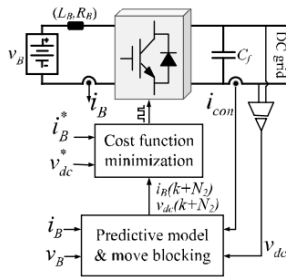
Nếu điện áp mạng điện DC thấp hơn giá trị tham chiếu thì pin được phóng điện để cấp điện áp cho mạng điện DC. Trong trường hợp này, hàm tính phí trong công thức (11) được áp dụng để điều chỉnh điện áp mạng điện DC:

$$J = \sum_{j=k}^{k+N_2-1} g \left(\left| v_{dc}^* - v_{dc}(j+1) \right| - \lambda_2 \left| u^* - u(0) \right|, u(j+1) \right) \quad (11)$$

Trong hai hàm tính phí (10) và (11) thì hệ số trọng số được sử dụng để điều chỉnh tần số chuyển đổi của bộ đổi điện.

Tiếp theo, quy trình tối ưu hóa được thực hiện tại bước thời gian thứ k để tối thiểu hàm tính phí dựa trên chuỗi chuyển mạch, $u = [u(k+1), \dots, u(k+N_2)]$. Hàm tính phí tối thiểu J sẽ tạo ra một chuỗi chuyển mạch tối ưu hóa u^* và phần tử đầu tiên $u^*(k+1)$ được áp dụng để cấp nguồn chuyển mạch S_1 .

4.4. Thuật toán MPVC



Hình 4. Sơ đồ khối của bộ điều khiển MPVC.

Hình 4 mô tả sơ đồ khối của mô hình MPVC và hình 5 cho thấy lưu đồ của thuật toán MPVC. Có 5 bước chính như sau:

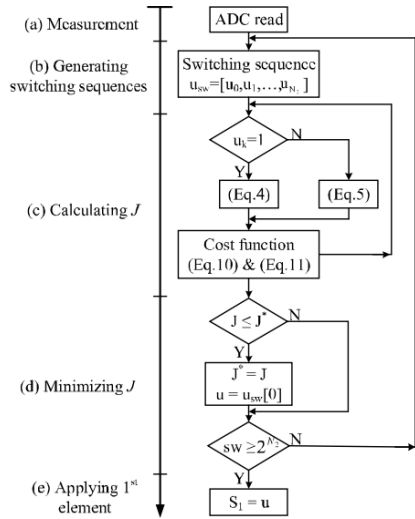
Đo các giá trị v_B , i_B , v_{dc} và i_{con} .

Tạo ra các chuỗi khả thi của trạng thái chuyển mạch cho các bước dự đoán N_2 .

Tính toán hàm tính phí J của mỗi chuỗi trạng thái chuyển mạch.

Chọn ra chuỗi tối ưu của các trạng thái chuyển mạch làm tối ưu hàm tính phí.

Áp dụng phần tử đầu tiên trong chuỗi tối ưu của các trạng thái chuyển mạch.



Hình 5. Lưu đồ của thuật toán MPVC.

5. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

5.1. Mô hình và các tham số

Trong phần này, thuật toán đề xuất được kiểm chứng bằng việc sử dụng các mô phỏng PSIM và HIL. Trong mô phỏng HIL, thiết lập của hãng National Instrument là các bộ điều khiển HIL PXIe-1078 và DSP-FPGA đã được xây dựng như trong hình 6.



Hình 6. Mô phỏng phần cứng trong mạch.

Các tham số của hệ thống mạng điện DC và bộ điều khiển được liệt kê trong bảng 1 và bảng 2. So sánh giữa bộ điều khiển MPVC và PI xếp tầng thông thường được trình bày dưới đây.

Bảng 1. Các tham số hệ thống.

Bộ chuyển đổi DC-DC		Pin	
R_B	1 Ω	Dung lượng	10,8 Ah
L_B	5 mH	v_B	192~251 V
C_f	1500 μ F	Điện áp danh định	222 V

Bảng 2. Các tham số của bộ điều khiển trong mô phỏng HIL

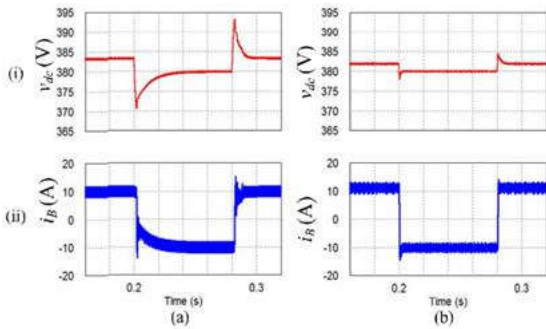
MPVC		Bộ điều khiển PI	
v_{dc}^*	380 V	v_{dc}^*	380 V
T_s	25 μ s	T_s	100 μ s
N_2	3	$K_{p\ cc}$	0,05
M	4	$K_{i\ cc}$	0,2
λ_1	0,1	$K_{p\ vc}$	0,75
λ_2	0,1	$K_{i\ vc}$	120

5.3. Thực nghiệm theo kỹ thuật HIL

Đ
ề

kiểm tra tính hợp lệ của phương pháp đã đề xuất, thuật toán điều khiển đã được thực hiện trong bảng mạch DSP-FPGA và hệ thống mạng điện DC cũng được thiết lập trong HIL. Mô hình tổng thể bao gồm bộ đổi điện buck-boost DC-DC, pin và chỉnh lưu đi-ốt 3 pha. Bước thời gian của mô phỏng HIL là 5 μ s.

5.2. Kết quả mô phỏng khi sử dụng phần mềm PSIM



Hình 7. Cường độ dòng pin và điện áp mạng điện.

(a) Bộ điều khiển PI, (b) Bộ điều khiển MPVC.

Hình 7 cho thấy các phản hồi từ các bộ điều khiển MPVC và PI xếp tầng thông thường khi tải thay đổi từng bước từ 0 kW đến 2 kW và trở về 0 kW tại thời điểm lần lượt là $t = 0,2s$ và $t = 0,28s$.

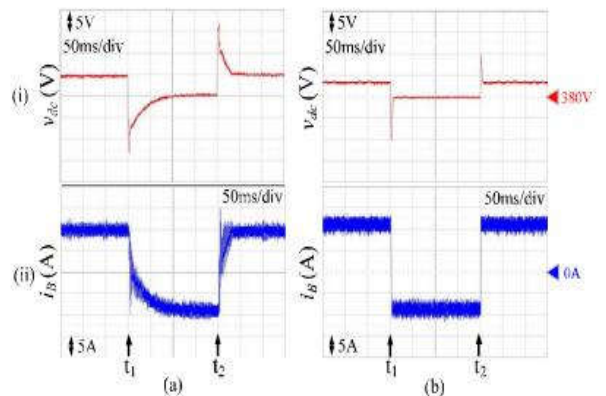
Thứ nhất, pin được sạc từ mạng điện DC trong đó dòng điện của pin có giá trị dương. Khi tải được áp dụng ở thời điểm $t = 0,2s$, chế độ điều khiển bị thay đổi đến khi pin phóng điện để điều chỉnh điện áp mạng điện DC là v_{dc}^* . Cho thấy MPVC đem lại điện áp thấp hơn dưới mức chuẩn cũng như là thời gian ổn định ngắn hơn so với phương pháp điều khiển thông thường.

Thứ hai, nếu tải thay đổi từ 2 kW đến 0 kW thì pin được nạp bằng nguồn năng lượng từ mạng điện DC. Tại thời điểm $t = 0,28s$ thì qua mô hình đã đề xuất cho thấy quá trình chuyển đổi chế độ điều khiển từ phóng sang nạp điện nhanh hơn và việc quá tải thấp hơn so với bộ điều khiển PI.

6. Kết luận

Nghiên cứu này đã tập trung vào việc điều khiển điện áp bằng phương pháp dự đoán mẫu của bộ đổi điện buck-boost DC-DC cho các ứng dụng ESS để điều chỉnh trực tiếp điện áp đầu ra không có mạch điện điều khiển dòng bên trong. Điều này cho phép phản hồi nhanh của quá trình chuyển đổi chế

Hình 8 minh họa các kết quả mô phỏng HIL của bộ điều khiển MPVC và PI xếp tầng với các bước thay đổi của tải tại thời điểm t_1 và t_2 . Hình 8(a) cho thấy kết quả của bộ điều khiển PI, trong đó mức dưới chuẩn và quá tải trong mạng điện DC lần lượt là 12V và 14V. Tuy nhiên, mức dưới chuẩn và quá tải của MPVC tương ứng lần lượt là 10V và 7V như trong hình 8(b). Điều đó cho thấy MPVC cung cấp hiệu suất tốt hơn trong suốt quá trình chuyển đổi giữa chế độ phóng và nạp điện với mức điện áp dưới chuẩn và quá tải. Cũng vì vậy mà độ gợn dòng trong phương pháp điều khiển đã đề xuất được giữ ở mức thấp như trong các phương pháp điều khiển thông thường.



Hình 8. Dòng điện và điện áp mạng điện DC.

(a) Bộ điều khiển PI, (b) Bộ điều khiển MPVC.

độ điều khiển vận hành từ nạp điện sang phóng điện. Cũng vì thế mà MPVC đạt được dưới mức chuẩn và quá tải thấp hơn điện áp mạng điện DC so với phương pháp điều khiển thông thường. Ngoài ra, các kết quả mô phỏng HIL đã kiểm chứng được hiệu quả của phương pháp điều khiển đã đề xuất.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. M. Kwon, J. Park, and S. Choi, “A seamless transfer method of bidirectional DC-DC converter for ESS in DC micro-grids,” *The Trans. of the Korean Institute of Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 194–200, 2014.
2. R. Dhaouadi, Y. Hori, and H. Xiaoliang, “Robust control of an ultracapacitor-based hybrid energy storage system for electric vehicles,” *2014 IEEE 13th Int. Work. Adv. Motion Control*, 2014, pp. 161–166.
3. W. Na, P. Chen, and H. Lee, “Multi-phase sliding mode control power converter for electrical vehicle applications,” in *proc. of ICPE 2015-ECCE Asia*, 2015, pp. 1650–1654.
4. P. Karamanakos, S. Member, T. Geyer, and S. Member, “Direct voltage control of DC – DC boost converters using enumeration-based model predictive control,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 968–978, 2014.
5. J. Rodriguez and P. Cortés, *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, 1st ed. Chichester, U.K.: IEEE Wiley Press, Mar. 2012.
6. S. Bacha, I. Munteanu, and A. I. Bratcu, *Power Electronic Converters Modeling and Control: With Case Studies*. New York, NY, USA: Springer, 2014.
7. R. Cagienard, P. Grieder, E. C. Kerrigan, and M. Morari, “Move blocking strategies in receding horizon control,” *J. Process Control*, vol. 17, no. 6, pp. 563–570, 2007.
8. D. D. Le and D.-C. Lee, “Model predictive voltage control for seamless transfer of DC-DC converters in ESS applications,” in *proc. of KIPE Conf.*, 2017, pp. 369–370.

MODEL PREDICTIVE VOLTAGE CONTROL OF DC-DC CONVERTERS FOR BATTERY ENERGY STORAGE SYSTEMS

Phan Thanh Minh¹, Le Đình Mạnh¹, Tran Van Khich¹

¹*Telecommunications University*

Abstract: *This paper presents a design approach of a model predictive voltage control (MPVC) for bidirectional DC-DC buck-boost converters. The MPVC gives a fast seamless control performance for battery DC-DC converter systems to maintain the DC grid voltage as well as the battery voltage and current within the predefined limits. In addition, the performance of the MPVC in transient states is also improved. The proposed control method has been verified by a hardware-in-the-loop (HIL) simulation.*

Keywords: *Model predictive control, DC-DC buck-boost converters, battery energy storage system, HILS.*