

Thiết kế điều khiển cho bộ biến đổi cộng hưởng LLC 3 pha

Adaptive Control Design of Interleaved Three-Phase LLC Resonant Converter with Phase-Shedding Technique

Nguyễn Kiên Trung, Hoàng Trung Thông, Phạm Việt Phương*

Hanoi University of Science and Technology

*Corresponding author E-mail: phuong.phamviet@hust.edu.vn

Abstract

High efficiency and high power density are becoming increasingly popular in the design requirements of power supplies. In modern power electronics, resonant converters, especially LLC resonance structures are receiving much attention because of their ability to increase the working frequency to reduce the size of passive components while ensuring high efficiency. Currently, the multi-phase resonant LLC converter is being researched and developed to increase the power capacity and power density of DC/DC converters. In addition, the multi-phase configuration can also perform phase-shedding to improve efficiency under low-load operations. This paper presents a control method using model-based adaptive control (MRAC) to adjust the parameters of the PI controller to improve the dynamic response and quality of the output voltage of the converter in case of converter's parameter change and phase shedding. The adaptive controller responded well and obtained consistently standard results of a 48V voltage source with output voltage ripple is smaller than 200mV and overshoot is smaller than $\pm 1\%$ over the full operating range. An experimental model of a 3-phase LLC converter with the output power of 3600W is built to verify the design.

Keywords: LLC resonant converter, Model reference adaptive control, Multi-phase LLC converter

Tóm tắt

Hiệu suất cao và mật độ công suất lớn ngày càng trở nên phổ biến trong yêu cầu thiết kế các bộ nguồn. Trong điện tử công suất hiện đại, các bộ biến đổi cộng hưởng, đặc biệt là cấu trúc cộng hưởng LLC đang nhận được nhiều sự quan tâm bởi có khả năng tăng tần số làm việc để giảm kích thước mà vẫn đảm bảo được hiệu suất cao. Hiện nay, cấu trúc LLC cộng hưởng nhiều pha đang được nghiên cứu phát triển để tăng công suất cũng như mật độ công suất của các bộ biến đổi DC/DC. Hơn nữa cấu hình nhiều pha còn có thể thực hiện tắt pha nhằm cải thiện hiệu suất khi làm việc non tải. Bài báo này trình bày phương pháp điều khiển sử dụng điều khiển thích nghi dựa trên mô hình mẫu (MRAC) để điều chỉnh thông số bộ điều khiển PI nhằm cải thiện đáp ứng và nâng cao chất lượng điện áp đầu ra của bộ biến đổi khi có sự thay đổi trong thông số bộ biến đổi và khi tắt pha (cấu trúc bộ biến đổi thay đổi) mà vẫn đạt được tiêu chuẩn nguồn điện áp đầu ra. Bộ điều khiển thích nghi đã đáp ứng tốt và thu được kết quả luôn đạt tiêu chuẩn của nguồn 48V với độ đập mạch điện áp đầu ra $< 200\text{mV}$ và độ quá điều chỉnh $< \pm 1\%$ trong toàn dải. Một mô hình thực nghiệm bộ biến đổi LLC 3 pha, điện áp ra 48V, công suất đầu ra 3600W được xây dựng để kiểm chứng thiết kế.

1. Giới thiệu chung

Các bộ biến đổi cộng hưởng LLC đã và đang trở nên phổ biến với những ứng dụng quan trọng như trong các thiết bị nguồn

cho các trạm viễn thông, nguồn cho các hệ thống điều khiển công nghiệp, các hệ thống nguồn cho máy tính, các đèn led công suất lớn,... là những ứng dụng yêu cầu hiệu suất cao và mật độ công suất lớn. Bộ biến đổi cộng hưởng LLC có những đặc điểm là có thể đạt chuyển mạch mềm ZVS (chuyển mạch với điện áp bằng không) đối với các MOSFETS bên phía sơ cấp và ZCS (chuyển mạch với dòng điện bằng không) đối với các DIODE bên phía thứ cấp máy biến áp [1]. Chuyển mạch mềm cho phép bộ biến đổi làm việc ở tần số cao hơn, giảm đáng kể kích thước của các phần tử thụ động như máy biến áp, cuộn cảm, tụ lọc đầu ra, giúp tăng mật độ công suất.

Hiện nay, cấu trúc bộ biến đổi cộng hưởng LLC 3 pha đang được tập trung nghiên cứu và phát triển để mở rộng ứng dụng của các bộ biến đổi cộng hưởng. Bộ biến đổi cộng hưởng một pha truyền thống có hạn chế về công suất đầu ra và dòng đập mạch trên tụ đầu ra lớn [2]. Để giải quyết vấn đề này, cấu trúc ba pha có đặc điểm của hiệu ứng xen kênh giữa các pha giúp giảm sự đập mạch của dòng điện trên tụ đầu ra, từ đó giúp giảm dung lượng cần thiết của tụ lọc đầu ra. Hơn nữa, việc nâng số pha còn giúp mở rộng dải công suất và cải thiện hiệu suất của các bộ biến đổi cộng hưởng LLC [2]. Tuy nhiên việc thiết kế điều khiển cho bộ biến đổi cộng hưởng 3 pha còn gặp khó khăn do vấn đề mô hình hóa phức tạp khi có sự mất cân bằng giữa các pha [2].

Hiện nay, việc thiết kế điều khiển cho các bộ biến đổi cộng hưởng LLC 3 pha đang được thực hiện dựa trên mô hình toán học của bộ biến đổi 1 pha [2-3]. Nếu giả thiết 3 pha của bộ biến đổi LLC 3 pha hoàn toàn cân bằng, khi đó bộ biến đổi 3 pha sẽ tương đương với 3 bộ biến đổi 1 pha mắc song song.

Vì vậy mô hình toán học của bộ biến đổi LLC 3 pha hoàn toàn tương đương như mô hình 1 pha. Theo một cách làm khác, nghiên cứu [2] cũng đã chỉ ra sự tương đồng giữa đồ thị bode của đối tượng một pha và ba pha bằng phương pháp nhận dạng. Tuy nhiên, khi thông số của 3 pha có sự mất cân bằng, mô hình toán học của bộ biến đổi 3 pha sẽ có sai khác với mô hình của bộ biến đổi 1 pha, khi đó với phương pháp thiết kế điều khiển như hiện tại sẽ gặp nhiều khó khăn trong việc đáp ứng các chỉ tiêu kỹ thuật của các thiết bị nguồn ứng dụng cho các trạm viễn thông [3].

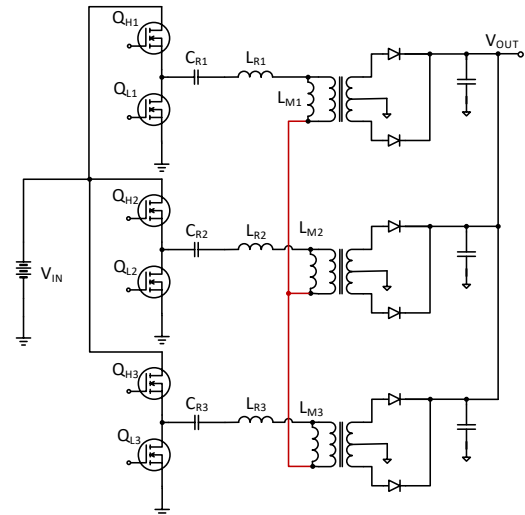
Để khắc phục vấn đề thay đổi tham số của đối tượng, các bộ điều khiển thích nghi đã được sử dụng trong nhiều ứng dụng và đều cho thấy đạt được kết quả tốt [4-10]. Trong các bộ biến đổi điện tử công suất, các bộ điều khiển thích nghi được sử dụng để đối phó với sự thay đổi tham số hoặc sự ảnh hưởng của một số thành phần được coi là nhiễu trong quá trình mô hình hóa như điện áp đầu vào hay sự thay đổi của tải [4-5]. Trong nghiên cứu này, bộ điều khiển thích nghi được ứng dụng để đối phó với sự sai lệch của mô hình đối tượng thực so với mô hình sử dụng để thiết kế bộ điều khiển, cũng như sự thay đổi của tham số hay sự ảnh hưởng của nhiễu (điện áp đầu vào thay đổi hoặc tải thay đổi) trong quá trình làm việc. Từ đó giúp nâng cao chất lượng đáp ứng của điện áp đầu ra bộ biến đổi.

Trong nghiên cứu này, bộ điều khiển PI được thiết kế để điều khiển điện áp đầu ra của bộ biến đổi LLC 3 pha dựa trên mô hình toán học của bộ biến đổi LLC một pha với tham số thiết kế bộ LLC 3 pha hoàn toàn cân bằng. Sau đó bộ điều khiển thích nghi theo mô hình mẫu (MRAC) được thiết kế theo luật thích nghi MIT để điều chỉnh thông số của bộ điều khiển PI nhằm nâng cao chất lượng đáp ứng của điện áp đầu ra khi có sự mất cân bằng giữa các pha và khi có sự thay đổi số pha trong quá trình làm việc. Các thiết kế được kiểm chứng trên phần mềm mô phỏng Matlab và thực nghiệm trên mô hình bộ biến đổi LLC 3 pha với công suất 3.6 KW. Kết quả mô phỏng cho thấy bộ điều khiển PI thích nghi cho đáp ứng điện áp đầu ra tốt hơn so với bộ điều khiển PI khi có sự biến động của tải, sự thay đổi số pha làm việc của bộ biến đổi. Điện áp đầu ra luôn đạt 48V với sai lệch tĩnh chỉ 0.4%, độ đập mạch của điện áp ra luôn <200mV, và độ quá điều chỉnh luôn <1% trong toàn dải điều chỉnh. Về cấu trúc bài báo, phần II sẽ trình bày về bộ biến đổi LLC 3 pha và việc mô hình hóa dựa trên sơ đồ tương đương là bộ biến đổi cộng hưởng LLC 1 pha. Phần III trình bày chi tiết cách thiết kế cấu trúc và thuật điều khiển thích nghi theo mô hình mẫu (MRAC) sử dụng luật MIT. Phần IV trình bày về việc kiểm chứng thiết kế thông qua mô phỏng và thực nghiệm. Phần V là kết luận.

2. Bộ biến đổi LLC 3 pha

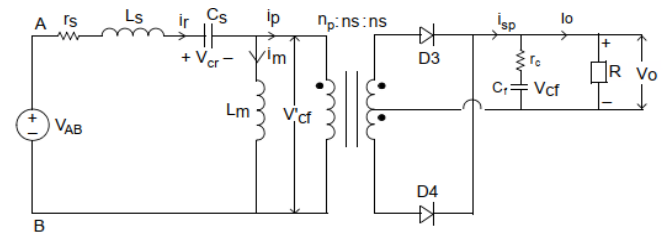
Sơ đồ bộ biến đổi cộng hưởng LLC 3 pha dạng nửa cầu được mô tả trong hình 1. Cấu trúc bộ biến đổi bao gồm 3 bộ biến đổi LLC 1 pha mắc song song và nối sao sơ cấp máy biến áp nhằm giảm sự mất cân bằng dòng giữa các pha khi có sự sai khác tham số của các mạch cộng hưởng [2-3]. Với mỗi mạch một pha, gồm ba thành phần chính, một là phần mạch đóng cắt dạng nửa cầu tạo ra điện áp dạng xung vuông ở đầu ra để cấp cho mạch cộng hưởng. Phần hai là mạch cộng hưởng gồm một tụ điện cộng hưởng (C_r) mắc nối tiếp với hai cuộn cảm, trong đó cuộn cảm cộng hưởng (L_r) và điện cảm từ hóa (L_m) có thể được tích hợp trong MBA. Cuộn dây bên phía thứ cấp

được cấu hình dạng center-tap (có điểm giữa), nối với các diode chỉnh lưu để tạo ra điện áp một chiều đầu ra.



Hình 1. Cấu trúc bộ biến đổi LLC 3 pha nối sao sơ cấp máy biến áp

Nếu coi 3 pha hoàn toàn cân bằng, khi đó bộ biến đổi LLC 3 pha hoàn toàn tương đương với 3 bộ biến đổi LLC 1 pha mắc song song. Khi cả 3 bộ biến đổi được điều khiển với cùng một tần số để đảm bảo hiệu ứng xen kênh ở đầu ra thì mối quan hệ giữa tần số chuyển mạch và điện áp đầu ra của bộ biến đổi LLC 3 pha chính là mối quan hệ giữa tần số và điện áp đầu ra của bộ biến đổi cộng hưởng LLC 1 pha. Sơ đồ mạch điện tương đương của bộ biến đổi LLC 1 pha được mô tả trên hình 2.



Hình 2. Sơ đồ mạch tương đương của bộ biến đổi cộng hưởng LLC 1 pha

Với sơ đồ tương đương trên hình 2, điện áp vào khối cộng hưởng được tính như (1):

$$v_{AB} = L_s \left(\frac{di_r}{dt} \right) + i_r r_s + v_{cr} + \text{sgn}(i_p) v'_{cf} \quad (1)$$

với:

$$\text{sgn}(i_p) = \{-1, \text{nếu } v'_{cf} < 0; +1, \text{nếu } v'_{cf} \geq 0\}$$

Dòng cộng hưởng:

$$i_r = C_s \frac{dv_{cr}}{dt} \quad (2)$$

Điện áp phía sơ cấp biến áp:

$$v'_{cf} = L_m \frac{di_m}{dt} \quad (3)$$

Dòng điện phía thứ cấp biến áp:

$$|i_{sp}| = \left(1 + \frac{r'_c}{R} \right) C_f \frac{dv_{cf}}{dt} + \frac{1}{R} v_{cf} \quad (4)$$

Điện áp đầu ra:

$$v_o = r'_c \cdot |i_{sp}| + \left(\frac{r'_c}{r_c} \right) \cdot v_{cf} \quad (5)$$

với: $r'_c = r_c || R$

Có thể thấy các biến có đạo hàm như $i_r(t)$, $v_{cr}(t)$, $i_m(t)$ là các biến chứa cả các thành phần sóng hài. Các biến này sẽ được viết dưới dạng chuỗi Fourier gồm tổng của thành phần một chiều và các thành phần sóng hài:

$$\begin{aligned} f(x) &= a_0 \pm \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin nx + b_n \cos nx) \\ &= (a_0 \pm a_1 \sin x \pm a_2 \sin 2x \pm a_3 \sin 3x \\ &\quad \pm b_1 \cos x \pm b_2 \cos 2x \\ &\quad \pm b_3 \cos 3x) \end{aligned}$$

Giả thiết mạch làm việc ở vùng tần số lân cận tần số cộng hưởng f_0 , thì các đại lượng xoay chiều được xấp xỉ bằng thành phần sóng hài cơ bản:

$$i_r(t) = i_s(t) \sin \omega_s t - i_c(t) \cos \omega_s t \quad (6)$$

$$v_{cr}(t) = v_s(t) \sin \omega_s t - v_c(t) \cos \omega_s t \quad (7)$$

$$i_m(t) = i_{ms}(t) \sin \omega_s t - i_{mc}(t) \cos \omega_s t \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_r}{dt} &= \left(\frac{di_s}{dt} + \omega_s i_c \right) \sin \omega_s t \\ &\quad - \left(\frac{di_c}{dt} - \omega_s i_s \right) \cos \omega_s t \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \frac{dv_{cr}}{dt} &= \left(\frac{dv_s}{dt} + \omega_s v_c \right) \sin \omega_s t \\ &\quad - \left(\frac{dv_c}{dt} - \omega_s v_s \right) \cos \omega_s t \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_m}{dt} &= \left(\frac{di_{ms}}{dt} + \omega_s i_{mc} \right) \sin \omega_s t \\ &\quad - \left(\frac{di_{mc}}{dt} - \omega_s i_{ms} \right) \cos \omega_s t \end{aligned} \quad (11)$$

với: ω_s là tần số đóng cắt, chọn bằng tần số cộng hưởng ω_0 . Còn lại các thành phần phi tuyến $\text{sgn}(ip)$, v'_{cf} , $|isp|$ sẽ được viết dưới dạng chuỗi Fourier nhưng với các hệ số f_i :

$$v_{AB}(t) = f_1(d, v_{in}) \sin \omega_s t \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \text{sgn}(i_{sp})v'_{cf} &= f_2(i_{ss}, i_{sp}, v'_{cf}) \sin \omega_s t \\ &\quad - f_3(i_{sc}, i_{sp}, v'_{cf}) \cos \omega_s t \end{aligned} \quad (13)$$

với:

$$\begin{aligned} f_1(d, v_{in}) &= \frac{2v_{in}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{2}d\right) = v_{es} \\ f_2(i_{ss}, i_{sp}, v'_{cf}) &= \frac{4}{\pi} \frac{i_{ss}}{i_{sp}} v'_{cf} = \frac{4}{\pi} \frac{i_{ps}}{i_{pp}} v'_{cf} \\ &= \frac{4n}{\pi} \frac{i_{ps}}{i_{pp}} v_{cf} = v_{ps} \\ f_3(i_{sc}, i_{sp}, v'_{cf}) &= \frac{4}{\pi} \frac{i_{sc}}{i_{sp}} v'_{cf} = \frac{4}{\pi} \frac{i_{pc}}{i_{pp}} v'_{cf} \\ &= \frac{4n}{\pi} \frac{i_{pc}}{i_{pp}} v_{cf} = v_{pc} \\ i_{pp} &= \sqrt{i_{ps}^2 + i_{pc}^2} \end{aligned}$$

Trong đó:

v_{ps}, v_{pc} là thành phần sin, cos của điện áp sơ cấp máy biến áp

i_{ps}, i_{pc} là thành phần sin, cos của dòng điện sơ cấp máy biến áp

i_{pp} là dòng điện sơ cấp máy biến áp

i_{ss}, i_{sc} thành phần sin, cos của dòng điện thứ cấp máy biến áp

i_{sp} dòng điện bên phía thứ cấp máy biến áp

$n = np/ns$ hệ số biến áp

d là độ dịch pha (0 – 0.5).

Thay thế các phương trình (6-13) vào các phương trình (1-5) ta thu được các phương trình mô tả thành phần sin, cos của điện áp vào mạch cộng hưởng:

$$v_{es} = L_s \left(\frac{di_s}{dt} + \omega_s i_c \right) + r_s i_s + v_s + v_{ps} \quad (14)$$

$$= L_s \left(\frac{di_s}{dt} + \omega_s i_c \right) + r_s i_s + v_s + \frac{4n}{\pi} \frac{i_{ps}}{i_{pp}} v_{cf}$$

$$v_{ec} = L_s \left(\frac{di_c}{dt} - \omega_s i_s \right) + r_s i_c + v_c + v_{pc} \quad (15)$$

$$= L_s \left(\frac{di_c}{dt} - \omega_s i_s \right) + r_s i_c + v_c + \frac{4n}{\pi} \frac{i_{pc}}{i_{pp}} v_{cf}$$

Phương trình mô tả thành phần sin, cos của dòng điện cộng hưởng:

$$i_s = C_s \left(\frac{dv_s}{dt} + \omega_s v_c \right) \quad (16)$$

$$i_c = C_s \left(\frac{dv_c}{dt} - \omega_s v_s \right) \quad (17)$$

Phương trình mô tả thành phần sin, cos của điện áp sơ cấp máy biến áp:

$$L_m \left(\frac{di_{ms}}{dt} + \omega_s i_{mc} \right) = \frac{4n}{\pi} \frac{i_{ps}}{i_{pp}} v_{cf} = v_{ps} \quad (18)$$

$$L_m \left(\frac{di_{mc}}{dt} - \omega_s i_{ms} \right) = \frac{4n}{\pi} \frac{i_{pc}}{i_{pp}} v_{cf} = v_{pc} \quad (19)$$

Phương trình mô tả điện áp trên tụ lọc đầu ra:

$$\left(1 + \frac{r_c}{R} \right) C_f \frac{dv_{cf}}{dt} + \frac{1}{R} v_{cf} = \frac{2}{\pi} i_{sp} \quad (20)$$

Phương trình mô tả điện áp ra:

$$v_o = \frac{2}{\pi} r'_c i_{sp} + \left(\frac{r'_c}{r_c} \right) v_{cf} \quad (21)$$

Sau khi tiến hành tuyến tính hóa xung quanh điểm làm việc, ta thu được mô hình tín hiệu nhỏ:

$$\begin{aligned} \frac{d\tilde{x}}{dt} &= A\tilde{x} + B\tilde{u} \\ \tilde{y} &= C\tilde{x} + D\tilde{u} \end{aligned} \quad (22)$$

Trong đó:

$\tilde{x} = (\tilde{i}_s \tilde{i}_c \tilde{v}_s \tilde{v}_c \tilde{i}_{ms} \tilde{i}_{mc} \tilde{v}_{cf})^T$ là biến trạng thái

$\tilde{u} = (\tilde{\omega}_{sn})$ là biến điều khiển

$\tilde{y} = (\tilde{v}_o)$ là biến cần điều khiển

Các biến trung gian:

$$H_{ip} = \frac{4nV_{cf} I_{pc}^2}{\pi I_{pp}^3}; \quad H_{ic} = -\frac{4nV_{cf} I_{ps} I_{pc}}{\pi I_{pp}^3}$$

$$H_{vcf} = \frac{4n I_{ps}}{\pi I_{pp}}; \quad G_{ip} = -\frac{4nV_{cf} I_{ps} I_{pc}}{\pi I_{pp}^3}$$

$$G_{ic} = \frac{4nV_{cf} I_{ps}^2}{\pi I_{pp}^3}; \quad G_{vcf} = \frac{4n I_{pc}}{\pi I_{pp}}$$

$$K_{is} = \frac{2n}{\pi} \frac{I_{ps}}{\sqrt{I_{ps}^2 + I_{pc}^2}}; \quad K_{ic} = \frac{2n}{\pi} \frac{I_{pc}}{\sqrt{I_{ps}^2 + I_{pc}^2}}$$

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (27)$$

Sau khi đưa bộ điều khiển PI vào đối tượng, cấu trúc vòng kín lúc này sẽ trở thành:

$$G_h(s) = \frac{y(s)}{u_c(s)} = \frac{(k_p s + k_i)G_p(s)}{(k_p s + k_i)G_p(s) + s}$$

$$y(s) = \frac{(k_p s + k_i)G_p(s)}{(k_p s + k_i)G_p(s) + s} u_c(s) \quad (28)$$

Với $G_p(s)$ được tính từ (26).

Luật MIT được áp dụng để xác định các thông số cho bộ điều khiển PI. Véc-tơ tham số bộ điều khiển là $u = [k_p, k_i]$; áp dụng luật MIT như tài liệu [10], ta thu được luật thích nghi như sau:

$$\frac{dk_p}{dt} = -\gamma_p \cdot e \cdot \frac{\partial e}{\partial k_p} = -\gamma_p \cdot e \cdot \frac{\partial e}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial k_p} = -\gamma_p \cdot e \cdot \frac{\partial y}{\partial k_p} \quad (29)$$

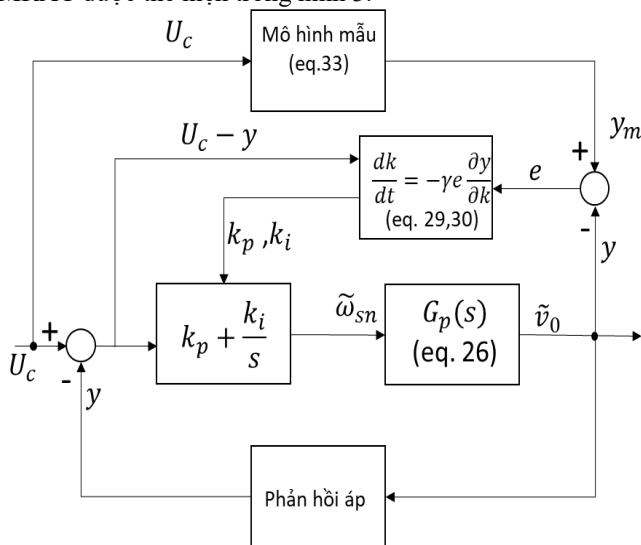
$$\frac{dk_i}{dt} = -\gamma_i \cdot e \cdot \frac{\partial e}{\partial k_i} = -\gamma_i \cdot e \cdot \frac{\partial e}{\partial y} \frac{\partial y}{\partial k_i} = -\gamma_i \cdot e \cdot \frac{\partial y}{\partial k_i} \quad (30)$$

Hàm truyền của hệ sau khi đã tuyến tính hóa là:

$$\frac{\tilde{v}_0}{\omega_{sn}} = C(SI - A)^{-1}B + D = G_p(s) \quad (26)$$

3. Cấu trúc & thuật toán điều khiển thích nghi (MRAC) trong bộ biến đổi LLC

Mô hình điều khiển thích nghi theo mô hình mẫu MRAC (Model reference adaptive control) thực hiện so sánh đầu ra của đối tượng và mô hình quy chiếu chuẩn từ đó thay đổi tham số của bộ điều khiển để sao cho mô hình vòng kín của hệ thống điều khiển có mô hình tương tự như mô hình mẫu khi thông số của đối tượng có sự thay đổi [8]. Sơ đồ khối của hệ thống MRAC được thể hiện trong hình 3.



Hình 3. Sơ đồ khối của bộ điều khiển PI thích nghi
Hàm truyền của bộ điều khiển PI được mô tả như (27):

với $e = y - y_m$ nên $\frac{\partial e}{\partial y} = 1$; $\frac{\partial y}{\partial k_p}$ và $\frac{\partial y}{\partial k_i}$ được tính từ (28)

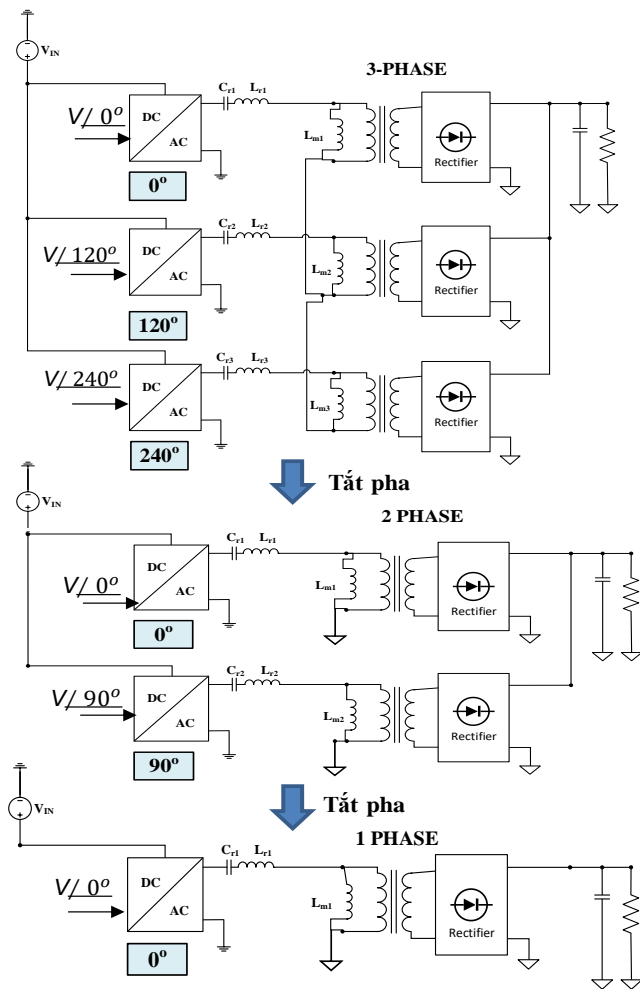
$$\frac{\partial y}{\partial k_p} = \frac{sG_p(s)}{(k_p s + k_i)G_p(s) + s} (u_c - y) \quad (31)$$

$$\frac{\partial y}{\partial k_i} = \frac{G_p(s)}{(k_p s + k_i)G_p(s) + s} (u_c - y) \quad (32)$$

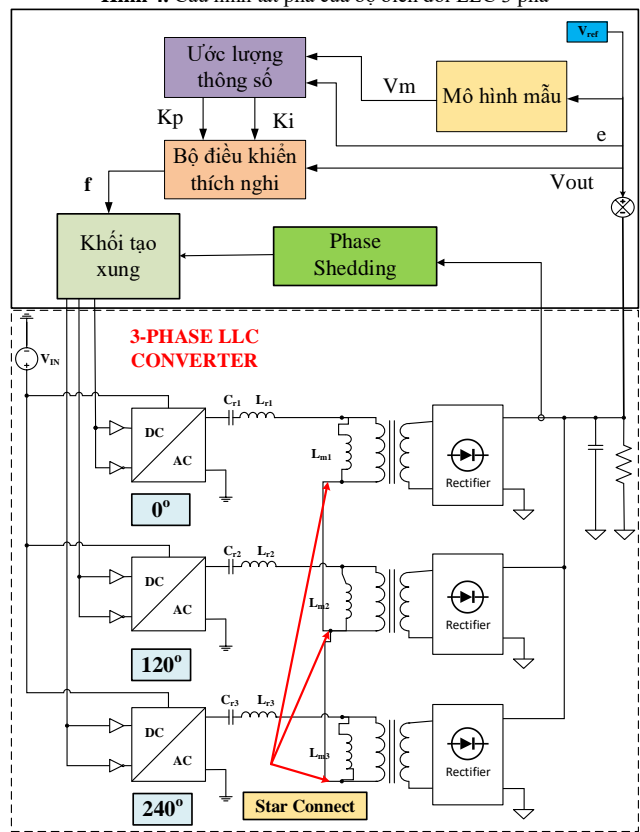
Do đầu ra hệ thống đang được quan tâm là điện áp một chiều và dễ thấy trong luật điều khiển thích nghi $y_m = u_m * G_m$, chính vì vậy có thể chọn G_m là hàm dao động bậc 2 với $\omega = 10000$.

$$G_m = \frac{s + 10e8}{s^2 + 20000s + 10e8} \quad (31)$$

Việc chọn giá trị hệ số thích nghi sẽ phụ thuộc vào quy tắc sau: Nếu giá trị hệ số thích nghi lớn, hệ thống thích nghi nhanh tuy nhiên nếu quá lớn hệ thống sẽ mất ổn định và ngược lại



Hình 4. Cấu hình tắt pha của bộ biến đổi LLC 3 pha



Hình 5. Cấu trúc điều khiển thích nghi và tắt pha bộ biến đổi LLC 3 pha nối sao sơ cấp MBA

Để nâng cao hiệu suất của bộ biến đổi ở vùng tải thấp, một số pha được ngắt hoạt động để giảm tổn hao dẫn trên một số phần tử. Khi đó các cấu hình tương ứng khi tắt pha được mô tả trên hình 4.

Kết hợp bộ điều khiển thích nghi và bộ điều khiển thích nghi, cấu trúc điều khiển cho bộ biến đổi LLC 3 pha được đề xuất như trên hình 5. Bộ điều khiển thích nghi sẽ điều chỉnh tần số làm việc của bộ biến đổi để điều chỉnh điện áp đầu ra, bộ điều khiển tắt pha (Phase shedding) sẽ tác động trực tiếp vào khối tạo xung để quyết định số pha làm việc của bộ biến đổi tùy thuộc vào công suất tải cải thiện hiệu suất và đập mạch dòng điện trên tụ đầu ra của bộ biến đổi.

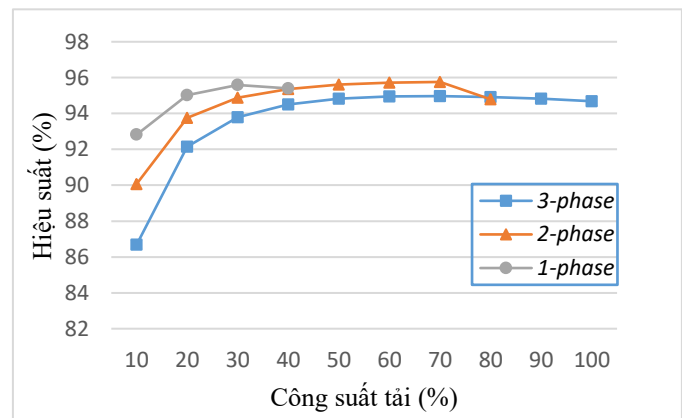
4. Kết quả mô phỏng và thực nghiệm

Để kiểm chứng các thiết kế bộ biến đổi và hệ thống điều khiển. Mô hình mô phỏng được thực hiện trên matlab và Ltpspice. Thông số mô phỏng được liệt kê trong bảng 1.

Bảng 1: Bảng thông số bộ biến đổi

Điện áp đầu vào	$V_{IN} = 400 V$
Điện áp ra	$V_{OUT} = 48 V$
Công suất tải đầu ra/pha	$P_{OUT} = 1200 W$
Tần số cộng hưởng	$f_s = 185 kHz$
Tỷ số máy biến áp	$n = 4$
Tụ điện Cr	$C_r = 150 nF$
Điện cảm Lr	$L_r = 5 \mu H$
Điện cảm từ hóa Lm	$L_m = 30 \mu H$
Tụ lọc đầu ra	$C_{OUT} = 9400 \mu F$
Số pha	3

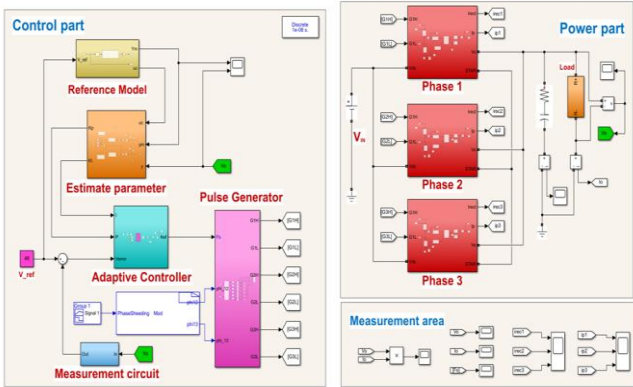
Trước tiên, bộ biến đổi LLC 3 pha được mô phỏng trên phần mềm LTspice để đánh giá hiệu suất của bộ biến đổi khi làm việc với số pha khác nhau tương ứng với các điều kiện tải khác nhau. Kết quả mô phỏng được thể hiện trên hình 6.



Hình 6. Hiệu suất của bộ biến đổi 1, 2 và 3pha trên toàn dải làm việc của tải.

Kết quả mô phỏng cho thấy, khi công suất tải nhỏ hơn tương ứng 70% và 30% tải định mức, các cấu hình 2 pha và 1 pha sẽ cho hiệu suất cao hơn so với cấu hình 3 pha. Điều này hoàn toàn phù hợp với lý thuyết vì khi ở điều kiện non tải, việc tắt bớt số pha sẽ giúp giảm tổn hao dẫn so với công suất đầu ra của bộ biến đổi nên hiệu suất sẽ được cải thiện. Trên cơ sở đó, bộ điều khiển tắt pha sẽ được điều khiển theo công suất đầu ra tương ứng với các mức công suất 70% và 30% tải định mức.

Để kiểm chứng hiệu quả của bộ điều khiển thích nghi, mô hình bộ biến đổi 3 pha và hệ thống điều khiển được xây dựng trên Matlab như thể hiện trên hình 7 và thực hiện mô phỏng trong 2 trường hợp: Bộ điều khiển PI được thiết kế dựa trên mô hình đối tượng được xây dựng trên mô hình 1 pha như thể hiện ở (26). Sau đó bộ điều khiển thích nghi được thiết kế để chỉnh định tham số bộ điều khiển PI đã thiết kế. Kết quả mô phỏng được so sánh với nhau để đánh giá hiệu quả của bộ điều khiển thích nghi.

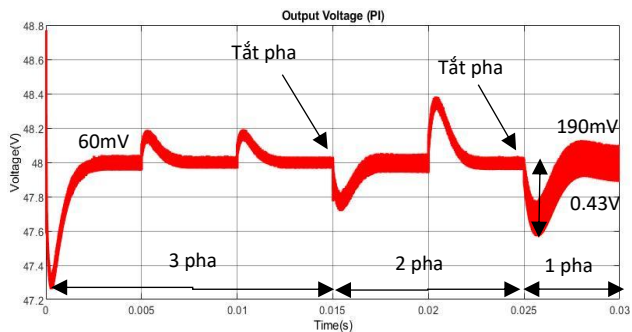


Hình 7. Sơ đồ mô phỏng trên Matlab

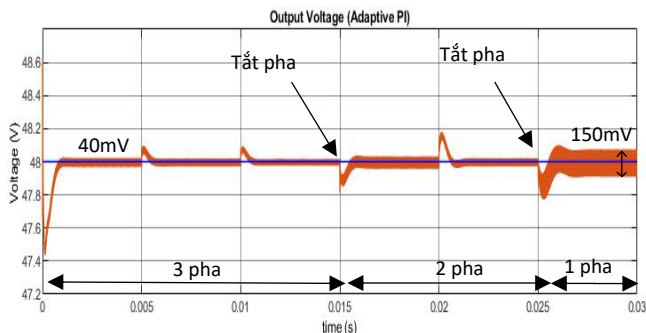
Kịch bản mô phỏng:

- Tại 0.005s tải giảm từ 100% về 80% định mức
- Tại 0.01s tiếp tục giảm tải về 60% định mức
- Tại 0.015s tắt từ 3 pha về 2 pha
- Tại 0.02s giảm tải về 30% định mức
- Tại 0.025s tắt từ 2 pha về 1 pha

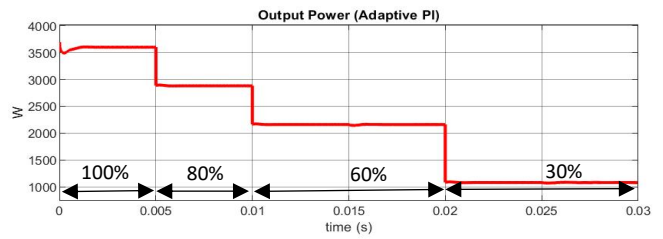
A. Kết quả mô phỏng tắt pha, 3 pha có thông số giống nhau



Hình 8.a. Hình ảnh điện áp đầu ra khi sử dụng bộ PI thông thường



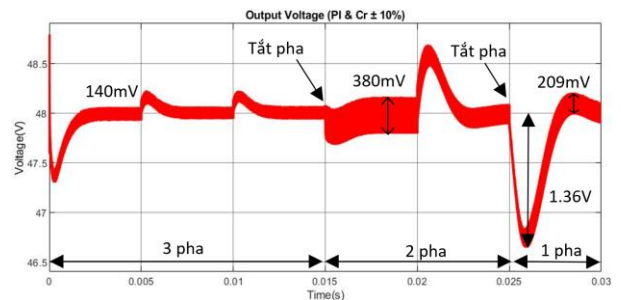
Hình 8.b. Hình ảnh điện áp đầu ra khi sử dụng BDK thích nghi



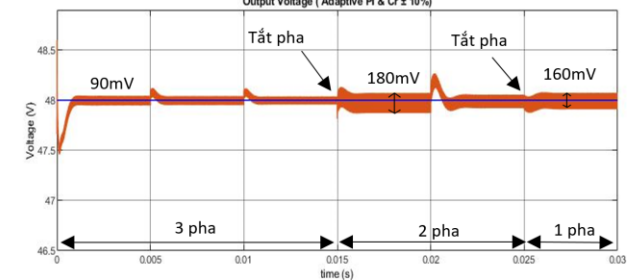
Hình 8.c. Công suất đầu ra

Hình 8.a & hình 8.b lần lượt là hình ảnh đáp ứng của điện áp đầu ra khi sử dụng bộ PI thường và bộ điều khiển thích nghi. Hình 8.c là công suất đầu ra tương ứng. Trong trường hợp thông số 3 pha hoàn toàn cân bằng, ta thấy khi có sự thay đổi của tải và tắt pha, đáp ứng của bộ điều khiển PI thường đều đáp ứng tốt các tiêu chuẩn đặt ra. Tuy nhiên, bộ điều khiển thích nghi làm việc trên cơ sở điều chỉnh tham số bộ điều khiển PI để tối thiểu hóa sai lệch của điện áp đầu ra bộ biến đổi với đầu ra của mô hình mẫu nên bộ điều khiển thích nghi vẫn có đáp ứng nhanh hơn và độ đập mạch điện áp đầu ra nhỏ hơn. Trong trường hợp tắt pha từ 2 pha về 1 pha tại thời điểm 0.025s, độ quá điều chỉnh của bộ PI thường là 0.88%, thời gian xác lập là 5ms và độ đập mạch điện áp đầu ra là 190mV. Trong khi đó bộ điều khiển thích nghi cho độ quá điều chỉnh là 0.43%, thời gian xác lập là 0.8ms và độ đập mạch điện áp đầu ra là 150mV. Điều này có thể giải thích do mô hình dùng để thiết kế bộ điều khiển PI được xây dựng trên cơ sở nhiều phép gần đúng và bỏ qua ảnh hưởng của nhiễu tải, vì vậy đáp ứng trong trường hợp tải thay đổi sẽ không được tốt.

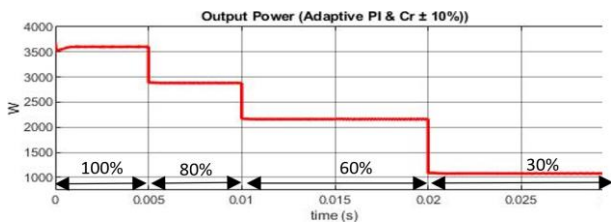
Khi thông số của các phần tử trên 3 pha có sai số trong quá trình sản xuất, mô hình bộ biến đổi 3 pha sẽ có sự khác biệt với mô hình của bộ biến đổi 1 pha, khi đó chất lượng của bộ điều khiển PI thiết kế trên cơ sở mô hình toán học của bộ biến đổi 1 pha sẽ bị giảm. Các đập mạch điện áp đầu ra sẽ tăng do đập mạch dòng trên tụ đầu ra tăng lên. Để kiểm chứng hiệu quả của bộ điều khiển thích nghi trong trường hợp này, kết quả mô phỏng được mô tả trên hình 9 với sai số của các tụ cộng hưởng được giả thiết là 10% so với thiết kế.



Hình 9.a. Điện áp đầu ra khi sử dụng bộ PI thông thường ($C_r \pm 10\%$)



Hình 9.b. Điện áp đầu ra khi sử dụng BDK thích nghi ($C_r \pm 10\%$)



9.c. Công suất đầu ra ($C_r \pm 10\%$)

Hình

Hình 9.a & 9.b lần lượt là hình ảnh đáp ứng của điện áp đầu ra khi sử dụng bộ PI và bộ điều khiển thích nghi, hình 9.c là công suất đầu ra tương ứng.

Tại thời điểm 0.15s tải 60% định mức và tắt pha về 2 pha. Bộ PI thông thường có độ quá điều chỉnh là 0.67%, thời gian xác lập là 2.5ms và độ đập mạch điện áp đầu ra lên tới 380mV (>200mV). Bộ điều khiển thích nghi đạt được độ quá điều chỉnh 0.25%, thời gian xác lập là 0.7ms và độ đập mạch điện áp đầu ra chỉ 180mV (<200mV).

Tại 0.02s, 2 pha giảm tải từ 60% xuống 30% , bộ PI thông thường có độ quá điều chỉnh rất lớn là 2.83% (>1%), thời gian xác lập là 4ms và độ đập mạch điện áp đầu ra là 205mV (>200mV). Bộ điều khiển thích nghi đạt được độ quá điều chỉnh 0.52%, thời gian xác lập là 1.5ms và độ đập mạch điện áp đầu ra chỉ 130mV (<200mV).

Tại 0.025s, 30% tải tắt pha từ 2 pha về 1 pha. Bộ PI thông thường có độ quá điều chỉnh rất lớn là 2.83% (>1%), thời gian xác lập là 5ms và độ đập mạch điện áp đầu ra là 209mV (>200mV). Bộ điều khiển thích nghi đạt được độ quá điều chỉnh 0.52%, thời gian xác lập là 0.8ms và độ đập mạch điện áp đầu ra chỉ 160mV (<200mV). Các kết quả được liệt kê và so sánh trong bảng 2 và bảng 3.

Bảng 2: So sánh chất lượng điều khiển khi tắt từ 3 pha về 2 pha

Thông số	Adaptive PI	PI
Thời gian xác lập (us)	700	2500
Độ quá điều chỉnh (%)	0.25	0.67
Đập mạch điện áp đầu ra (mV)	180	380

Bảng 3: So sánh chất lượng điều khiển khi tắt từ 2 pha về 1 pha

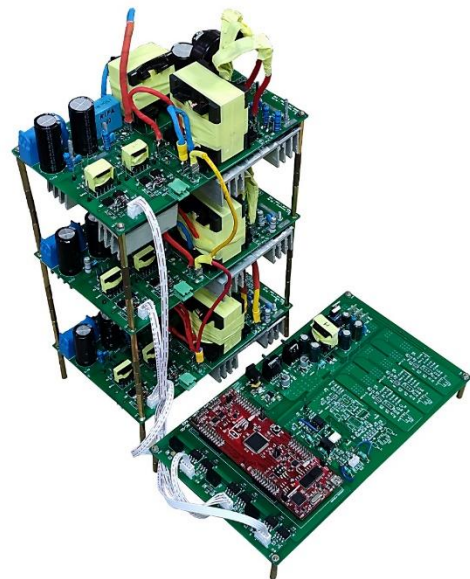
Thông số	Adaptive PI	PI
Thời gian xác lập (us)	800	5000
Độ quá điều chỉnh (%)	0.52	2.83
Đập mạch điện áp đầu ra (mV)	160	209

Các kết quả mô phỏng cho thấy, việc sử dụng bộ điều khiển thích nghi là một giải pháp phù hợp giúp cho bộ biến đổi LLC 3 pha dễ dàng đáp ứng được yêu cầu kỹ thuật của các bộ nguồn viễn thông trong các chế độ làm việc khác nhau (Độ đập mạch điện áp đầu ra < 200mV và độ quá điều chỉnh < ± 1%).

B. Kết quả thực nghiệm

Để kiểm chứng bằng thực nghiệm, nhóm xây dựng mô hình bộ biến đổi 3 pha với công suất 3.6kW như được mô tả trên hình 10. Hệ thống điều khiển được triển khai trên nền tảng điều khiển số sử dụng DSP TMS320F28379.

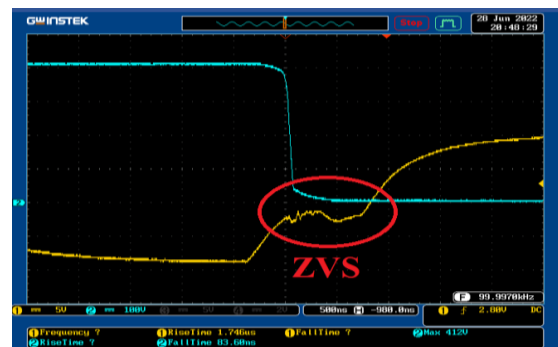
Hình 10 thể hiện dạng dòng điện cộng hưởng trên 3 pha của bộ biến đổi. Dòng điện có sự mất cân bằng đáng kể do các tham số của mạch cộng hưởng trên 3 pha có sự sai lệch. Kết quả thực nghiệm ở hình 12 cho thấy các van MOSFET bên phía sơ cấp đã đạt được chuyển mạch ZVS đúng như thiết kế. Quá trình khởi động và điện áp ra của bộ biến đổi được thể hiện ở hình 13. Bộ điều khiển đã có khả năng ổn định điện áp ra ở 48V với sai lệch tĩnh < 0.2V (0.4%).



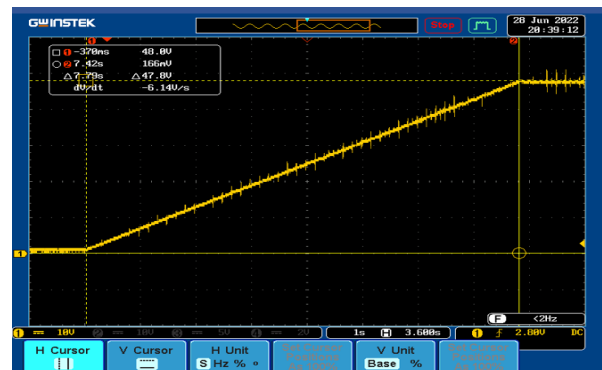
Hình10. Mô hình thực nghiệm mạch LLC 3pha – 3.6kW



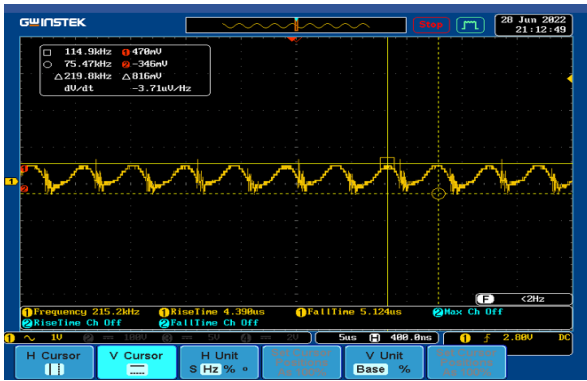
Hình 11. Dòng cộng hưởng trên 3 pha



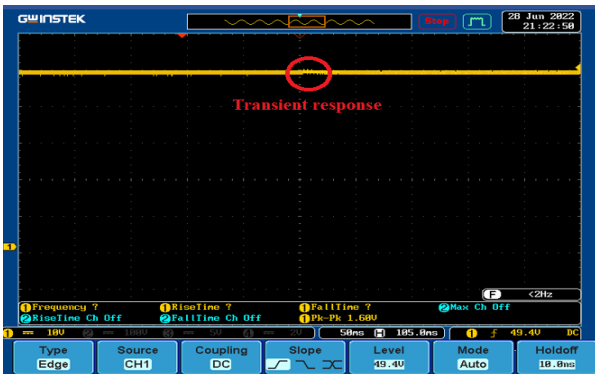
Hình 12. Van chuyển mạch mềm ZVS



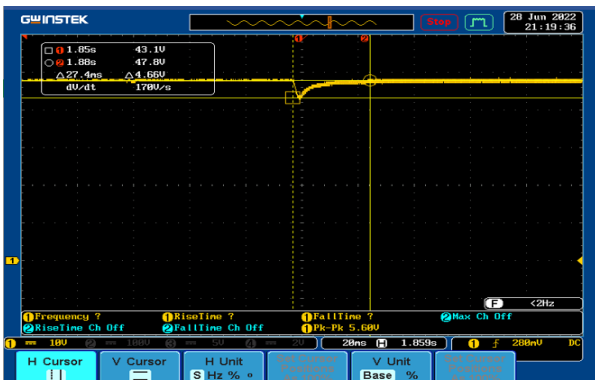
Hình 13. Quá trình khởi động và Điện áp đầu ra 48V, công suất 3.6 kW



Hình 14. Độ đập mạch điện áp đầu ra



Hình 15. Dạng điện áp đầu ra khi chuyển từ 3 pha xuống 2 pha



Hình 16. Dạng điện áp đầu ra khi chuyển từ 2 pha xuống 1 pha

Kết quả thực nghiệm ở hình 14 cho thấy đập mạch điện áp đầu ra là 816 mV cao hơn so với mô phỏng là 160 mV. Điều này có thể lý giải do hai nguyên nhân: Thứ nhất, các thông số của mạch cộng hưởng được chế tạo thủ công nên có sự mất cân bằng giữa 3 pha, dẫn đến dòng điện cộng hưởng giữa 3 pha lệch nhau như thể hiện trên hình 11, và đập mạch điện áp đầu ra sẽ tăng. Thứ 2, Các tụ điện đầu ra có nội trở lớn hơn so với mô phỏng vì vậy đập mạch điện áp đầu ra cũng lớn hơn. Các kết quả thực nghiệm ở hình 15 và 16 là điện áp đầu ra khi có tắt pha từ 3 pha xuống 2 pha ở hình 15 và từ 2 pha xuống 1 pha ở hình 16. Kết quả thực nghiệm có xu hướng tương tự như kết quả mô phỏng khi quá trình chuyển từ 2 pha xuống 1 pha điện áp biến động nhiều hơn khi chuyển từ 3 pha xuống 2 pha. Tuy nhiên khi chuyển từ 2 pha xuống 1 pha, độ quá điều chỉnh lớn hơn nhiều so với mô phỏng. Điều này lý giải được do sự mất cân bằng và nội trở của các tụ đầu ra lớn hơn so với

thiết kế. Hơn nữa kỹ thuật đo trong thực nghiệm cũng gây ra sai số giữa kết quả mô phỏng và kết quả thực nghiệm.

5. Kết luận

Trong bài báo, cấu trúc và thuật toán bộ điều khiển thích nghi MRAC sử dụng luật MIT đã được phân tích và áp dụng trong cấu trúc bộ biến đổi cộng hưởng LLC (3 pha, tắt pha và dung sai của linh kiện giữa các pha không cân bằng). Các kết quả mô phỏng cho thấy, việc sử dụng bộ điều khiển mới cho chất lượng điều khiển tốt hơn bộ điều khiển PI thông thường giúp việc thiết kế bộ biến đổi 3 pha dễ dàng đáp ứng được các tiêu chuẩn của bộ nguồn viễn thông hơn trong các trường hợp tắt pha hoặc có sự thay đổi tham số so với thiết kế. Kết quả thực nghiệm mặc dù chưa thực sự tốt những cũng cho kết quả có xu hướng tương tự như mô phỏng, giúp chứng minh tính hiệu quả của phương pháp điều khiển đề xuất.

Lời cảm ơn

Nghiên cứu này được tài trợ bởi Trường Đại học Bách khoa Hà Nội (HUST) trong đề tài mã số T2020-SAHEP-006.

Tài liệu tham khảo

- [1] Hong Huang, "Designing an LLC Resonant Half-Bridge Power Converter", 2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar SEM1900, Topic 3 TI Literature Number: SLUP263
- [2] E. Orietti, P. Mattavelli, G. Spiazzi, C. Adragna, G. Gattavari – Dept. of Technology and Management of Industrial Systems, "Analysis of multi-phase LLC resonant converter". 2009 Brazilian Power Electronics Conference,
- [3] S. A. Arshadi, M. Ordonez, W. Eberle, M. A. Saket, M. Craciun, and C. Botting, "Unbalanced Three-Phase LLC Resonant Converters: Analysis and Trigonometric Current Balancing," IEEE Trans. Power Electron., vol. 34, no. 3, pp. 2025–2038, 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2846526.
- [4] S. Geng, Y. Zhao, S. Sun, X. Wu, Y. Zheng and J. Liu (2016), "Sliding mode control of LLC resonant DC-DC converters", 2016 IEEE 25th Int. Sympo. on Ind. Electro.
- [5] Negasa Cherena, Abu Feyeo1, Amruth Ramesh Thelkar, "Variable Structure Adaptive Control of LLC Resonant Converter". Journal of Alternative and Renewable Energy Sources. Volume-7, Issue-1 (January-April, 2021)
- [6] Meeravali Shaik and Ramesh Kankanala - Microchip Technology Inc. "Digital Compensator Design for LLC Resonant Converter", 2012 Microchip Technology Inc – AN1477
- [7] Amritash Shekhar, Abhijeet Sharma - Dept. of EEE, SRMIST, Chennai, India, "Review of Model Reference Adaptive Control". 2018 International Conference on Information, Communication, Engineering and Technology (ICICET)
- [8] Astrom, K.J., and B. Wittenmark, "Adaptive control", 2nd Edition: Prentice-Hall, 1994
- [9] Narendra, K.S. and A.M. Annaswamy, "Stable Adaptive System", Dover Publication, 2005.
- [10] Suparoek Kangwanrat, Vittaya Tipsuwannaporn1 and Arjin Numsonran, "Design of PI Controller Using MRAC Techniques for Coupled-Tanks Process", International Conference on Control, Automation and Systems 2010 Oct. 27-30, 2010 in KINTEX, Gyeonggi-do, Korea