

ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI



BÁO CÁO ĐỒ ÁN 2

ĐIỀU KHIỂN CÁC BỘ NGHỊCH LƯU MỘT PHA HOẠT ĐỘNG SONG SONG TRONG MẠNG ĐIỆN ĐỘC LẬP CHUNG BUS AC (AC MICROGRID)

Đỗ Công Hiếu

Hieu.dc202620@sis.hust.edu.vn

Lại Thành Trung

Trung.lt202537@sis.hust.edu.vn

Trần Tuấn Anh

Anh.tt202302@sis.hust.edu.vn

Ngành KT Điều khiển & Tự động hóa

Giảng viên hướng dẫn: PGS. TS. Vũ Hoàng Phương

Chữ ký của GVHD

Khoa: Tự động hóa

Trường: Điện – Điện tử

HÀ NỘI, 10/2023

Lời cảm ơn

Dưới sự phân công của trường Điện – Điện tử theo đúng nguyện vọng của bản thân, trong thời gian hơn 1 tháng em đã hoàn thành đề tài “Điều khiển các bộ nghịch lưu một pha hoạt động song song trong mạng điện độc lập chung bus AC (AC microgrid)”.

Để hoàn thành tốt nhiệm vụ đề án được giao, thầy giáo **PGS. TS. Vũ Hoàng Phương** đã luôn tận tình giúp đỡ, và cho em những nhận xét thiết thực trong suốt quá trình thực hiện đề án. Em xin gửi lời cảm ơn chân thành đến thầy.

Tóm tắt nội dung đề án

Đề án với yêu cầu đề ra là “Điều khiển các bộ nghịch lưu một pha hoạt động song song trong mạng điện độc lập chung bus AC (AC microgrid)”. Nội dung nghiên cứu bao gồm tìm hiểu về cách hoạt động chia sẻ công suất của các bộ nghịch lưu được kết nối song song. Tiếp theo, đưa ra các đặc tính điều khiển được dùng cho điều khiển mạch nghịch lưu là đặc tính dao động ảo (VOC). Từ đó, đưa ra cách thiết kế điều khiển cho từng đặc tính. Bộ điều khiển được thiết kế cho bộ nghịch lưu có công suất 750W, hệ thống có khả năng mở rộng bằng cách nối song song.

Tất cả các tính toán, thiết kế được kiểm chứng bằng các mô phỏng. Phần thực nghiệm được xây dựng và tiến hành để kiểm tra khả năng chia sẻ công suất của bộ điều khiển nhưng có điểm làm việc được giảm xuống so với yêu cầu đặt ra. Các kết quả từ mô phỏng cho thấy chất lượng bộ điều khiển phù hợp với các tiêu chuẩn thiết kế và đảm bảo có thể sử dụng được. Kết quả thực nghiệm kiểm chứng phương pháp thiết kế bộ điều khiển và cho thấy thiết kế đạt yêu cầu đề ra.

MỤC LỤC

MỤC LỤC	2
DANH MỤC HÌNH ẢNH	4
DANH MỤC BẢNG BIỂU	5
DANH MỤC CÁC TỪ VIẾT TẮT	5
CHƯƠNG 1. GIỚI THIỆU CHUNG.....	6
1.1 Tổng quan về hệ thống lưới điện nhỏ.....	6
1.2 Ưu nhược điểm của lưới điện siêu nhỏ AC.....	8
1.3 Lựa chọn cấu trúc nghiên cứu	8
CHƯƠNG 2: CƠ SỞ LÝ THUYẾT VOC VÀ ỨNG DỤNG TRONG ĐIỀU KHIỂN CHIA SẺ CÔNG SUẤT	11
2.1 Cơ sở lý thuyết.....	11
2.2 Ứng dụng trong điều khiển chia sẻ công suất.....	14
2.2.1. Mô hình trung bình của bộ VOC	14
2.2.2 Các phương trình đặc tính.....	18
CHƯƠNG 3: THIẾT KẾ ĐIỀU KHIỂN VÀ SO SÁNH VỚI PHƯƠNG PHÁP DROP CONTROL.....	21
3.1 Cấu trúc điều khiển.....	21
3.2 Tính toán hệ số tỉ lệ kv và ki	21
3.3 Tính toán thời gian đáp ứng của hệ thống $trise$	22
3.4. Tính toán hệ số σ và α	22
3.5 Tính toán hệ số bộ cộng hưởng L, C	24
3.6 So sánh cách tính hệ số với phương pháp rút ra đặc tính nghiêng	25
CHƯƠNG 4 :MÔ PHỎNG KIỂM CHỨNG.....	28
4.1 Tính toán tham số	28
4.1.1 Mạch lọc L, C phía đầu ra nghịch lưu.....	28
4.1.2 Tham số bộ VOC	29
4.2 Kết quả mô phỏng.....	31
4.2.1 Trường hợp 1: Một bộ Inverter với tải tuyến tính công suất 750(W).....	31
4.2.2 Trường hợp 2: Ba bộ Inverter với tải tuyến tính công suất 750(W)	33

4.2.3 Trường hợp 3: Ba bộ Inverter với tải phi tuyến công suất 750(W)	36
KẾT LUẬN:	39

DANH MỤC HÌNH ẢNH

Hình1. 1: Cấu trúc của Microgrid ở chế độ độc lập	7
Hình1. 2 :Sơ đồ mắc song song các bộ nghịch lưu.....	9
Hình1. 3 :Sơ đồ các bộ inverter song song 1 pha sử dụng bộ VOC để chia sẻ công suất.....	10
Hình 2. 1: Sơ đồ phương pháp trung bình để thiết kế bộ VOC chia sẻ công suất...	11
Hình 2. 2: Mạch điện dao động có thành phần điện trở.....	12
Hình 2. 3:Đồ thị pha của dao động Val der Pol	13
Hình 2. 4:Bộ dao động ảo	14
Hình3. 1 Mỗi quan hệ giữa điện áp đầu ra V_{eq} và công suất tác dụng P_{eq}	23
Hình3. 2: Đặc tính nghiêng trong trường hợp đường dây thuần trở.....	26
Hình4. 1:Cấu trúc điều khiển VOC chỉ sử dụng 1 bộ inverter	31
Hình4. 2: Hình ảnh kết quả mô phỏng dạng dòng điện, điện áp và công suất khi sử dụng 1 bộ inverter.....	32
Hình4. 3: Mô phỏng bộ giao động ảo	33
Hình4. 4: Sơ đồ mạch lực	34
Hình4. 5: Cấu trúc điều khiển VOC với tải tuyến tính	34
Hình4. 6: Hình ảnh chia sẻ công suất của các bộ inverter.....	35
Hình4. 7: Hình ảnh điện áp của các bộ inverter.....	35
Hình4. 8: Cấu trúc điều khiển VOC với tải phi tuyến	36
Hình4. 9: Mô hình tải phi tuyến chỉnh lưu.....	37
Hình4. 10: Hình ảnh chia sẻ công suất của các bộ inverter	37
Hình4. 11: Hình ảnh điện áp của các bộ inverter.....	38

DANH MỤC BẢNG BIỂU

Bảng 1: Tham số bộ inverter.....	28
Bảng 2: Tham số bộ VOC.....	30
Bảng 3 So sánh giá trị bộ VOC giữa phương pháp trung bình và Droop control ...	31
Bảng 4: So sánh kết quả mô phỏng và giá trị lý thuyết (TH1).....	33
Bảng 5: So sánh kết quả mô phỏng và giá trị lý thuyết (TH2).....	36
Bảng 6: So sánh kết quả mô phỏng và giá trị lý thuyết (TH3).....	38

DANH MỤC CÁC TỪ VIẾT TẮT

STT	Kí hiệu chữ viết tắt	Ý nghĩa chữ viết tắt	Ghi chú tiếng Anh
1	DG	Nguồn điện phân tán	Distributed Generation
2	MG	Lưới điện siêu nhỏ	Microgrid
3	RES	Các nguồn năng lượng tái tạo	Renewable energy source
4	DC	Nguồn điện một chiều	Direct current
5	AC	Nguồn điện xoay chiều	Alternating current
6	VOC	Điều khiển dao động ảo	Virtual oscillator control
7	RMS	Giá trị hiệu dụng	Root mean square
8	THD	Tổng độ méo hài	Total harmonic distortion

CHƯƠNG 1. GIỚI THIỆU CHUNG

1.1 Tổng quan về hệ thống lưới điện nhỏ

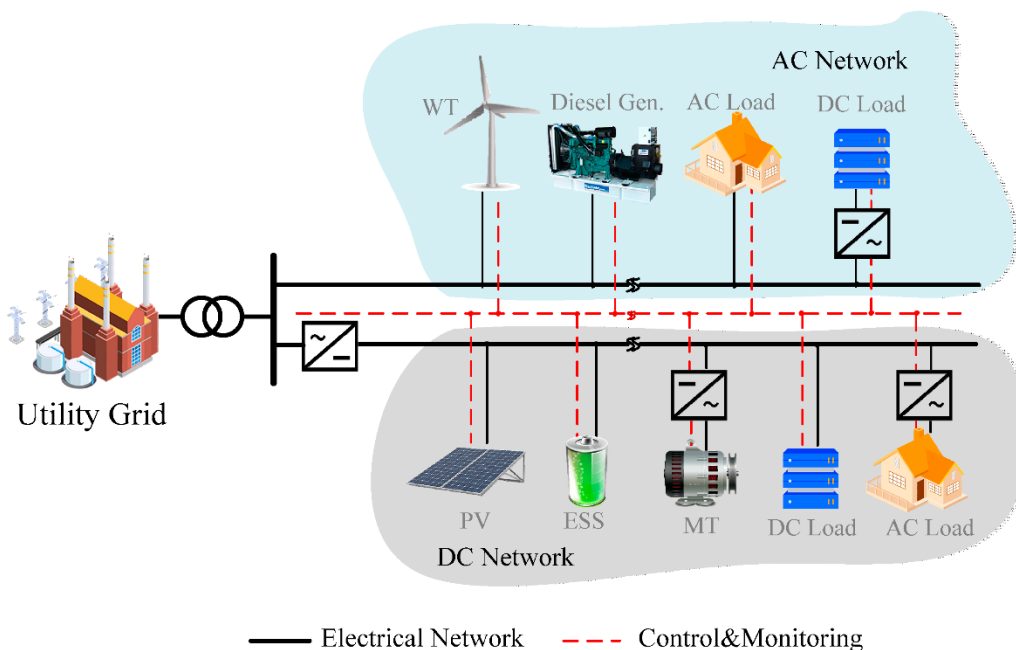
Nguồn phát điện phân tán (DG - Distributed Generation) sẽ ngày càng đóng một vai trò chủ đạo trong sản xuất và cung cấp điện. Hiện nay, các DG được chú ý rất nhiều trong các lĩnh vực công nghiệp và trở thành một trong các hướng nghiên cứu đang được quan tâm nhất trong lĩnh vực năng lượng. Mặc dù nguồn phát điện phân tán sử dụng năng lượng gió, năng lượng mặt trời hay diesel, Pin, ắc quy... là những nguồn năng lượng có thể sản xuất điện quy mô nhỏ, nhưng tương lai nó có thể được coi như một nguồn thay thế hoặc bổ sung cho nguồn điện truyền thống như nhiệt điện hay thủy điện, giúp giải quyết sự gia tăng của hiện tượng ấm lên toàn cầu gây ra bởi năng lượng hóa thạch. Microgrid (MG) là lưới điện siêu nhỏ bao gồm nhiều nguồn phát điện phân tán (DG)

Nguồn phát điện phân tán DG cho phép tích hợp các dạng năng lượng khác nhau như: Mặt trời, gió, diesel, ... vào hệ thống điện. Với việc mở rộng lưới điện, hệ thống điện thông thường khó đáp ứng các yêu cầu về độ tin cậy và các nhu cầu đa dạng của người sử dụng điện. Hơn nữa nguồn phát điện phân tán (DG) có lợi thế của việc giảm ô nhiễm, vị trí lắp đặt linh hoạt, và giảm tổn thất truyền tải điện năng. Chúng ta có thể điều khiển các DG và độ tin cậy cao hơn so với các máy phát điện thông thường, điều này cho phép Microgrid đóng một vai trò quan trọng trong việc duy trì sự ổn định của lưới điện. Vì vậy, Microgrid sẽ dần dần hỗ trợ mạnh mẽ và hiệu quả cho lưới điện chính, và trở thành một trong những xu hướng tương lai của hệ thống điện.

Lưới điện nhỏ là một ý tưởng mới cho hệ thống phân phối năng lượng trong tương lai cho phép tích hợp năng lượng tái tạo. Hệ thống này thường bao gồm nhiều nguồn phân tán (DG) thường được kết nối với lưới điện thông qua các bộ nghịch lưu. Đối

với chế độ độc lập của lưới điện nhỏ, hai nhiệm vụ quan trọng là chia sẻ công suất giữa các bộ nghịch lưu được kết nối song song theo tỷ lệ và duy trì ổn định điện áp và tần số.

Hình 1.1 cho thấy cấu trúc của một MG. Các MG có thể bị ngắt kết nối khỏi lưới điện và hoạt động độc lập trong trường hợp hỏng lưới hoặc các nhiễu loạn bên ngoài khác, điều này làm cho nguồn cung cấp điện đáng tin cậy và bền vững hơn. Tính linh hoạt của hệ thống hoàn toàn có thể được thành lập nhờ các thuật toán điều khiển DG. MG thân thiện với môi trường vì sử dụng các nguồn năng lượng tái tạo (RES). Ngoài ra, hệ thống này cũng mang lại lợi ích cho lưới điện chính và cho khách hàng. Khả năng kiểm soát và tính linh hoạt của MG cho phép dễ dàng tuân thủ các quy định về lưới điện mà không ảnh hưởng tiêu cực đến tiện ích ổn định lưới điện, từ đó cải thiện độ tin cậy của nguồn cung cấp điện. Để đáp ứng nhu cầu của người tiêu dùng về năng lượng điện, lưới điện siêu nhỏ dần được sử dụng để hỗ trợ lưới điện chính và thậm chí là xu hướng trong tương lai cho các hệ thống điện.



Hình 1. 1: Cấu trúc của Microgrid ở chế độ độc lập

1.2. Ưu nhược điểm của lưới điện siêu nhỏ AC

Ưu điểm của lưới điện siêu nhỏ AC

- Khả năng tích hợp với lưới tiện ích thông thường hoặc ở chế độ đảo khiến chúng trở nên linh hoạt
- Khả năng tương thích với các thiết bị AC như tải dựa trên AC như động cơ. Thiết bị này có thể được cấp nguồn dễ dàng bằng nguồn AC được cung cấp từ lưới điện siêu nhỏ
- Không có yêu cầu biến tần cho tải AC
- Hiệu quả chi phí trong các hệ thống bảo vệ nguồn điện
- Khả năng tải cao hơn cho tải AC

Nhược điểm của lưới điện siêu nhỏ AC

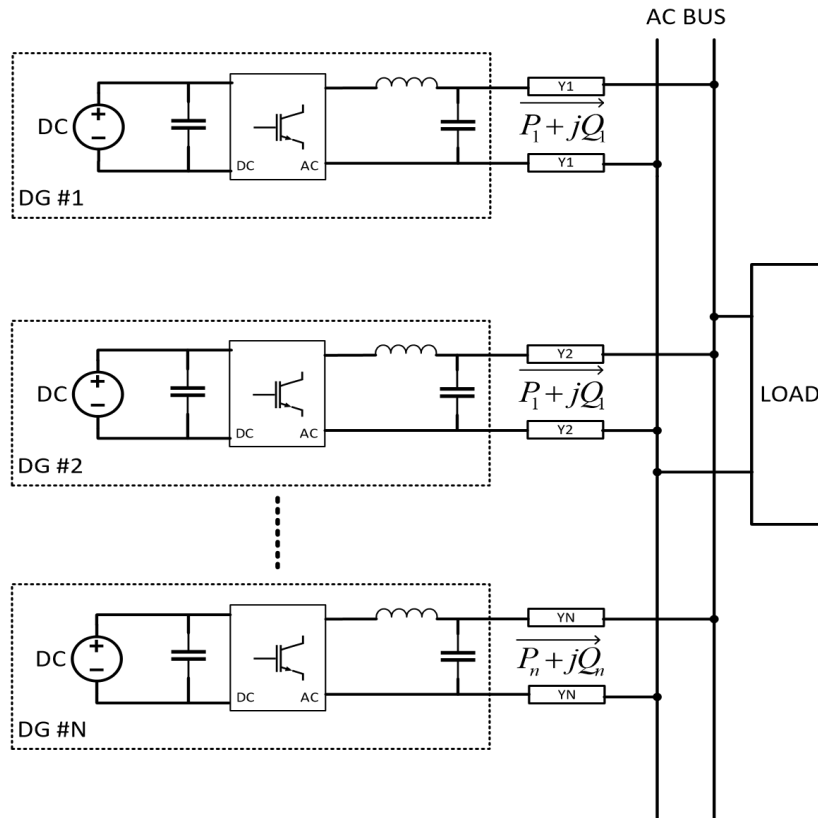
- Hiệu suất chuyển đổi thấp hơn
- Bộ chuyển đổi đắt tiền (chẳng hạn như bộ chuyển đổi DC-AC)
- Khó điều khiển do yếu tố tần số, điều chỉnh điện áp, bù mất cân bằng
- Độ tin cậy cung cấp điện thấp hơn có thể cản trở hiệu suất của thiết bị cần nguồn điện đầy đủ cho nhu cầu hiệu suất cao
- Hiệu suất truyền tải thấp hơn so với các đối tác DC của chúng

1.3 Lựa chọn cấu trúc nghiên cứu

Trong MG có 2 chế độ điển hình là nối lưới và chế độ độc lập. Ở chế độ độc lập, các bộ nghịch lưu có nhiệm vụ tạo ra lưới điện có tính chất là ổn định điện áp và tần số trên lưới điện AC chung và độc lập với lưới điện bên ngoài.

Việc lựa chọn cấu trúc mắc giữa các DG trong mạng lưới điện siêu nhỏ là vô cùng cần thiết. Có 3 cấu trúc mắc đó là: Song song, nối tiếp, và hỗn hợp. Với các ứng dụng điện áp thấp thì việc sử dụng cấu trúc song song có ưu điểm vượt trội được chỉ ra trong. Khi mắc song song, các inverters được điều khiển một cách độc lập, năng lượng hoàn toàn được chia sẻ một cách có hiệu quả, làm cho hệ thống mang tính linh

hoạt cao do có tính “*kháng lỗi*”. Ở đây cả hệ thống vẫn hoạt động nếu có lỗi xảy ra ở một DG. Vì thế đồ án lựa chọn cấu trúc này làm cấu trúc nghiên cứu và được thể hiện ở Hình 1.2.

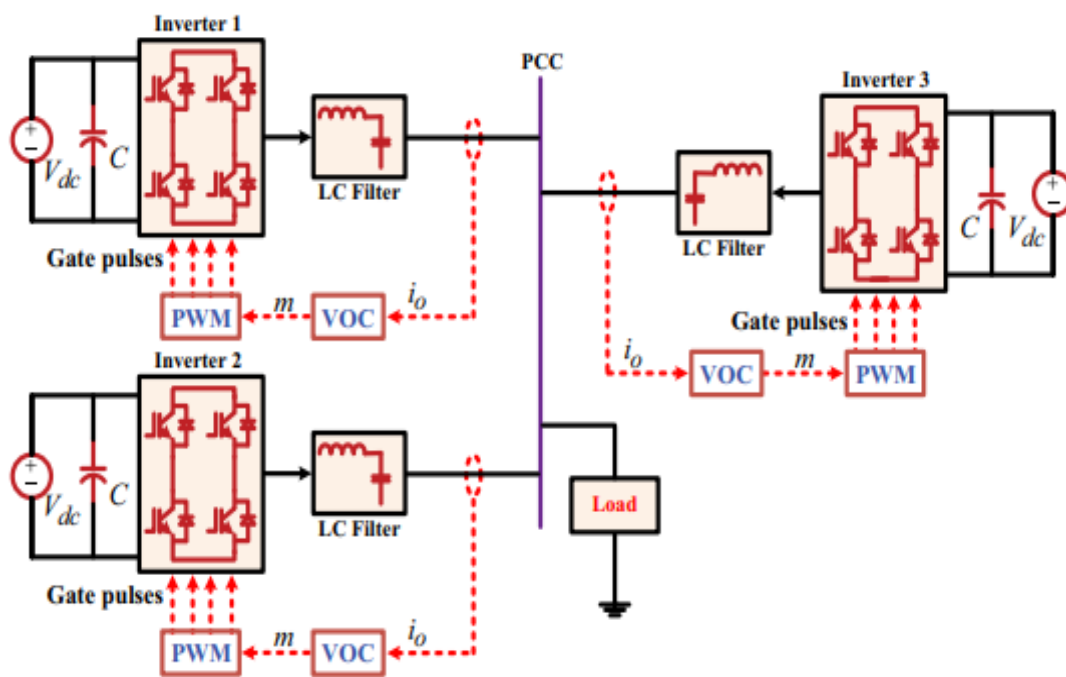


Hình 1. 2 Sơ đồ mắc song song các bộ nghịch lưu

Việc kết nối song song các các bộ nghịch lưu bus AC là vấn đề khó khăn và phức tạp hơn nhiều so với việc kết nối song song các nguồn DC, vì mỗi bộ nghịch lưu phải đảm bảo chia sẻ công suất đồng thời đảm bảo đồng bộ trong hệ thống. Về lý thuyết, nếu điện áp đầu ra của mỗi nghịch lưu có cùng một biên độ, tần số và độ lệch pha thì dòng điện tải được phân phối đồng đều. Tuy nhiên, do sự khác biệt về thông số giữa các bộ nghịch lưu cũng như sự khác biệt trở kháng đường dây kết nối dẫn đến dòng tải đầu ra của các bộ nghịch lưu không bằng nhau, thực tế này sẽ dẫn đến việc xuất hiện dòng điện vòng chạy giữa các bộ nghịch lưu có thể gây quá tải hoặc thậm chí gây hư hỏng mạch điện. Vấn đề đặt ra trong việc kết nối song song các bộ

ngược lại là làm thế nào để chia sẻ công suất và đảm bảo chúng được kết nối hay ngắt một cách linh hoạt không ảnh hưởng đến độ tin cậy của hệ thống. Ngoài ra vấn đề trở kháng đầu ra của bộ nghịch lưu cũng được giải quyết. Nội dung đề án này trình bày cấu trúc điều khiển đó là:

Điều khiển chia sẻ công suất theo đặc tính dao động ảo: Là một cách tiếp cận trong miền thời gian để điều khiển các bộ nghịch lưu làm việc song song và tự đồng bộ hóa. Bộ điều khiển này chỉ yêu cầu đo dòng điện, trong khi điều khiển theo đặc tính nghiêng truyền thống yêu cầu bộ lọc thông thấp để tính toán công suất tác dụng và phản kháng.



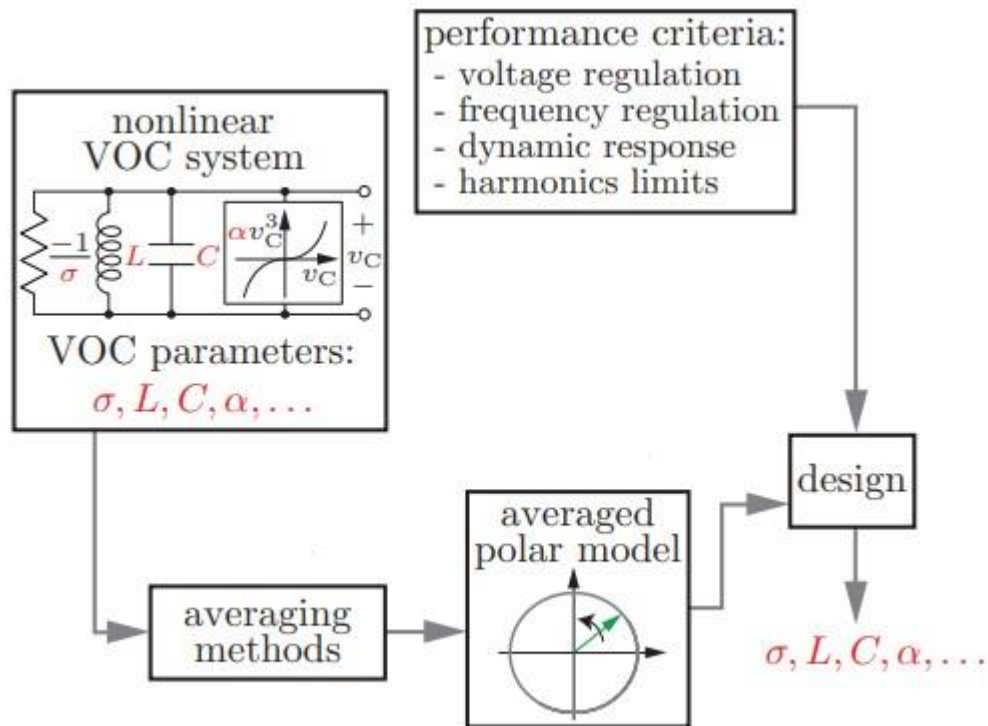
Hình 1. 3 : Sơ đồ các bộ inverter song song 1 pha sử dụng bộ VOC để chia sẻ công suất

Bộ điều khiển đảm bảo đồng bộ hóa và chia sẻ công suất giữa các bộ nghịch lưu trong hệ thống, điều này giúp duy trì tần số, điện áp và ổn định tổng quát của hệ thống. Phương pháp trên có khả năng phản ứng nhanh chóng với biến đổi của tải và điện áp, đảm bảo rằng hệ thống có thể thích ứng và điều chỉnh một cách hiệu quả.

CHƯƠNG 2: CƠ SỞ LÝ THUYẾT VOC VÀ ỨNG DỤNG TRONG ĐIỀU KHIỂN CHIA SẺ CÔNG SUẤT

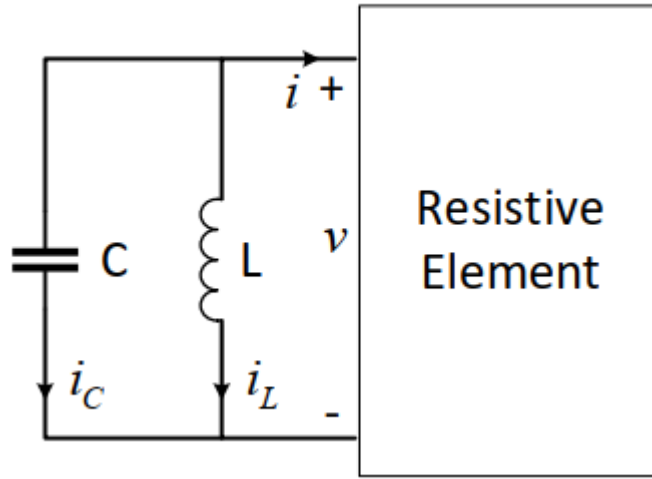
2.1 Cơ sở lý thuyết

Điều khiển dao động ảo (VOC) là một chiến lược điều khiển phân tán dành cho các lưới điện siêu nhỏ chế độ đảo, nơi các biến tần được điều chỉnh để mô phỏng động lực học của các bộ dao động phi tuyến yếu. Đây là bộ điều khiển miền thời gian hoạt động trên dòng điện hình *sin* thời gian thực do biến tần cung cấp, sao cho nó phản ứng gần như tức thời với các nhiễu hệ thống mà không cần thêm bộ lọc.



Hình 2. 1: Sơ đồ phương pháp trung bình để thiết kế bộ VOC chia sẻ công suất

Bộ VOC được sử dụng trong hình trên có sơ đồ cụ thể như sau:



Hình 2. 2: Mạch điện dao động có thành phần điện trở

Trong đó các thành phần L , C được coi là hằng số, bất biến theo thời gian và thụ động, có nghĩa là $L > 0$, $C > 0$. Còn thành phần điện trở được đặc tính hóa theo đặc tính $i=h(v)$.

Áp dụng định luật Kirchhoff về cân bằng dòng điện trong mạch điện trên Ta có:

$$i_C + i_L + i = 0 \quad (1)$$

Trong đó: i_C là dòng điện qua tụ C , i_L là dòng điện qua cuộn cảm L

Do đó

$$C \frac{dv}{dt} + \frac{1}{L} \int_{-\infty}^t v(s) ds + h(v) = 0 \quad (2)$$

Đạo hàm 2 về theo t sau đó nhân với L ta được:

$$CL \frac{d^2v}{dt^2} + v + Lh'(v) \frac{dv}{dt} = 0 \quad (3)$$

Thay t bằng $\tau = \frac{t}{\sqrt{LC}}$ ta thu được phương trình:

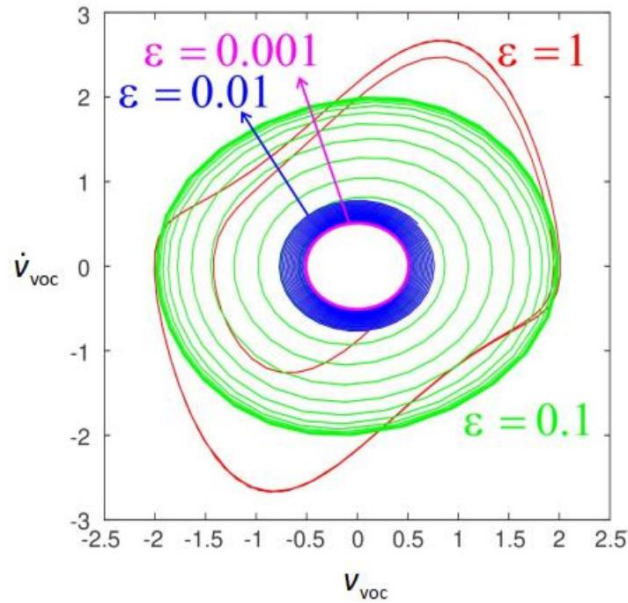
$$\ddot{v} - \varepsilon h'(v) \dot{v} + v = 0 \quad (4)$$

Trong đó $\varepsilon = \sqrt{\frac{L}{C}}$

Mặt khác, khi $h(v) = -v + \frac{1}{3}v^3$, phương trình trên được biến đổi thành dạng của phương trình Van der Pol:

$$\ddot{v} - \varepsilon(1 - v^2)\dot{v} + v = 0 \quad (5)$$

Từ đó ta có đồ thị pha của bộ dao động Van der Pol:

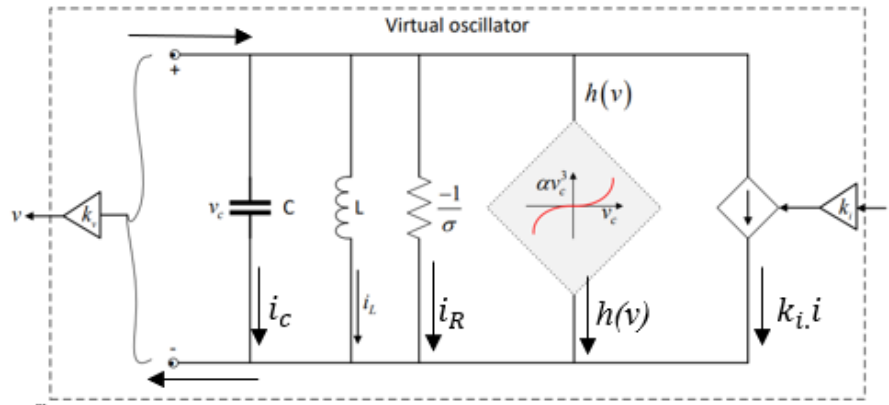


Hình 2. 3: Đồ thị pha của dao động Van der Pol

Từ đồ thị ta thấy hình dạng của điện áp ra càng sin khi giá trị ε càng gần 0^+ . Do đó đặc điểm này là mấu chốt để đưa tín hiệu điều khiển về giá trị xác lập bất kì điều kiện ban đầu nào, chính vì thế mà độ ổn định của hệ thống rất cao.

2.2 Ứng dụng trong điều khiển chia sẻ công suất

2.2.1. Mô hình trung bình của bộ VOC



Hình 2. 4: Bộ dao động ảo

Sơ đồ mạch trên được chia thành các khối như sau:

- Khối tạo tần số dao động xác lập của hệ: L, C
- Khối điều chỉnh điện áp: $h(v_c)$, và $R = -\frac{1}{\sigma}$
- Khối giá trị phản hồi: $k_i i$

Điện áp tụ của bộ dao động ảo được ký hiệu là v_c và dòng điện qua cuộn cảm ký hiệu là i_L . Dòng điện tiêu thụ bởi khối nguồn dòng phụ thuộc điện áp được cho bởi αv_c^3 , trong đó α là một hằng số dương. Bộ dao động ảo được kết nối với các tín hiệu điện thông qua hệ số điện áp và dòng điện, k_v và k_i .

Các phương trình động cho biên độ của điện áp đầu ra biến tần và góc pha sẽ được xây dựng trong phần này. Kết quả sẽ là một hệ phương trình vi phân mô tả các đặc tính của bộ dao động ảo.

Áp dụng định luật Kirchhoff cho dòng điện và điện áp cho mạch điện trong hình 2.4 mối quan hệ giữa các đại lượng dòng, áp được thành lập như sau:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_c}{L} \\ \frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C}(\sigma v_c - i_L - \alpha v_c^3 - k_i i) \end{cases} \quad (6)$$

Việc chuẩn hóa các đại lượng trong (6) được đưa ra để đưa về dạng chuẩn của phương trình Van der Pol.

$$\begin{cases} \varepsilon = \sqrt{\frac{L}{C}} \\ \omega^* = \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ \tau = \frac{t}{\sqrt{LC}} = \omega^* \cdot t \end{cases} \quad (7)$$

Khi đó, hệ phương trình (6) được biến đổi thành:

$$\begin{cases} \frac{di_L}{d\tau} = \sqrt{LC} \frac{di_L}{dt} = \frac{v_c}{\varepsilon} \\ \frac{dv_c}{d\tau} = \sqrt{LC} \frac{dv_c}{dt} = \varepsilon(\sigma v_c - i_L - \alpha v_c^3 - k_i i) \end{cases} \quad (8)$$

Tiếp đó, tiến hành đặt biến để đưa về dạng chuẩn:

$$\begin{cases} x \equiv k_v \varepsilon i_L \\ y \equiv k_v v_c \end{cases} \quad (9)$$

Khi đó, ta đưa được hệ phương trình về dạng chuẩn:

$$\begin{cases} \dot{x} = \frac{dx}{d\tau} = y \\ \dot{y} = \frac{dy}{d\tau} = \varepsilon \left(\sigma y - \frac{\alpha y^3}{k_v^2} - k_v k_i i \right) - x \end{cases} \quad (10)$$

Nghiệm của phương trình (10) thu được có dạng:

$$k_v v_c = \sqrt{2}V(t) \cdot \cos[\omega t + \theta(t)] \quad (11)$$

Ở đây ω là tần số điện của điện áp đầu cuối và θ là độ lệch pha. Có thể biểu diễn gọn hơn với góc pha tức thời $\phi(t) = \omega t + \theta(t)$. Do tần số của điện áp đầu cực

có thể hơi lệch so với tần số danh định ω^* , nên điện áp cũng có thể được biểu thị bằng độ lệch so với tần số danh định dưới dạng $\omega^*t + \theta^*(t) = \phi$ trong đó θ^* là độ lệch pha đối với ω^*t .

Giả thiết các đại lượng x và y là các đại lượng hình sin. Trong hệ tọa độ cực, các đại lượng biên độ, góc pha được biểu diễn là:

$$\begin{cases} \sqrt{2}V = \sqrt{x^2 + y^2} \\ \phi = \tan^{-1}\left(\frac{x}{y}\right) \end{cases} \quad (12)$$

Vi phân theo τ hệ phương trình trên và thay các đại lượng x và y từ (10), khi đó thu được đại lượng vi phân của giá trị hiệu dụng của điện áp V và góc pha ϕ được biểu diễn ở (13).

$$\begin{cases} \dot{V} = \varepsilon \left(\sigma V \cos(\phi) - \frac{2\alpha}{k_v^2} V^3 \cos(\phi)^3 - \frac{k_v k_i l}{\sqrt{2}} \right) \cdot \cos(\phi) \\ \dot{\phi} = 1 - \frac{\varepsilon}{V} \left(\sigma V \cos(\phi) - \frac{2\alpha}{k_v^2} V^3 \cos(\phi)^3 - \frac{k_v k_i l}{\sqrt{2}} \right) \cdot \sin(\phi) \end{cases} \quad (13)$$

Mô hình dao động cuối cùng được viết trong hệ tọa độ thời gian gốc và tần số dao động danh định được suy ra bằng cách đổi biến $\frac{dV}{dt} = \omega^* \dot{V}$ và $\frac{d\phi}{dt} = \omega^* \dot{\phi}$ cũng như áp dụng mối quan hệ: $\frac{d\phi}{dt} = \omega^* + \frac{d\theta^*}{dt}$ khi đó bộ dao động được biểu diễn trên miền thời gian như sau:

$$\begin{cases} \frac{dV}{dt} = \frac{1}{c} \left(\sigma V \cos(\omega^*t + \theta^*) - \frac{2\alpha}{k_v^2} V^3 \cos^3(\omega^*t + \theta^*) - \frac{k_v k_i l}{\sqrt{2}} \right) \cdot \cos(\omega^*t + \theta^*) \\ \frac{d\theta^*}{dt} = -\frac{1}{cV} \left(\sigma V \cos(\omega^*t + \theta^*) - \frac{2\alpha}{k_v^2} V^3 \cos^3(\omega^*t + \theta^*) - \frac{k_v k_i l}{\sqrt{2}} \right) \cdot \sin(\omega^*t + \theta^*) \end{cases} \quad (14)$$

Mô hình trong (14) là mô hình phi tuyến do có tích của các thành phần biến trạng thái là V và θ^* . Một trong những cách phổ biến để tiếp cận các hệ thống phi tuyến đó là xấp xỉ hệ thống. Một kĩ thuật trong đó là phương pháp trung bình chu kì (*periodic averaging method*), phương pháp này xấp xỉ nghiệm của hệ bằng nghiệm của hệ thống trung bình, được thành lập bằng cách trung bình $f(t, x, \varepsilon)$ tại $\varepsilon = 0$. Phương pháp này được thể hiện:

$$\dot{x} = \varepsilon f_{av}(x) = \frac{\varepsilon}{T} \int_0^T f(\tau, x, \varepsilon) d\tau \quad (15)$$

Phương pháp này chấp nhận sai số $O(\varepsilon)$ trên hệ số thời gian $t \sim 1/\varepsilon$. Điều này có nghĩa là phép tính gần đúng trở nên đáng tin cậy hơn khi giảm ε . Vì thế phương pháp này rất phù hợp với chiến lược điều khiển dựa trên đặc tính dao động ảo là cung cấp điện áp đặt hình sin cho bộ nghịch lưu.

Động học của bộ tạo dao động ảo (14) bao gồm các dao động nhanh (sóng hài bậc 3) đến từ thành phần $\cos^3 \varphi$. Là một phương tiện để giải quyết các dao động nhanh, phương pháp trung bình chu kì được áp dụng cho (13). Trong giới hạn gần như điều hòa $\varepsilon \rightarrow 0^+$, động học của (13) được tính gần đúng bằng cách lấy trung bình quỹ đạo trong một chu kỳ. Trong miền thời gian τ , một chu kỳ bằng 2π . Đặt \bar{V} và $\bar{\theta}^*$ là giá trị trung bình của V và θ , áp dụng (15) cho (14), hệ phương trình xấp xỉ được biểu diễn là:

$$\begin{cases} \dot{\bar{V}} = \frac{\varepsilon}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left(\sigma \bar{V} \cos(\tau + \bar{\theta}^*) - \frac{2\alpha}{k_v^2} \bar{V}^3 \cos^3(\tau + \bar{\theta}^*) - \frac{k_v k_i l}{\sqrt{2}} \right) \cdot \cos(\tau + \bar{\theta}^*) d\tau \\ \dot{\bar{\theta}^*} = -\frac{\varepsilon}{2\pi \bar{V}} \int_0^{2\pi} \left(\sigma \bar{V} \cos(\tau + \bar{\theta}^*) - \frac{2\alpha}{k_v^2} \bar{V}^3 \cos^3(\tau + \bar{\theta}^*) - \frac{k_v k_i l}{\sqrt{2}} \right) \cdot \sin(\tau + \bar{\theta}^*) d\tau \end{cases} \quad (16)$$

Từ (16), suy ra được :

$$\begin{cases} \dot{\bar{V}} = \frac{\varepsilon}{2\pi} \left(\sigma \bar{V} \Pi - \frac{2\alpha}{k_v^2} \bar{V}^3 \frac{3\pi}{4} - \int_0^{2\pi} \frac{k_v k_i}{\sqrt{2}} i(\tau) \cos(\tau + \bar{\theta}^*) d\tau \right) \\ \dot{\bar{\theta}}^* = -\frac{\varepsilon}{2\pi \bar{V}} \left(0 - 0 - \int_0^{2\pi} \frac{k_v k_i}{\sqrt{2}} i(\tau) \sin(\tau + \bar{\theta}^*) d\tau \right) \end{cases} \quad (17)$$

Rút gọn biểu thức (17), ta được:

$$\begin{cases} \dot{\bar{V}} = \varepsilon \left(\frac{\sigma \bar{V}}{2} - \frac{3\alpha}{4k_v^2} \bar{V}^3 - \frac{k_v k_i}{2\pi \sqrt{2}} \int_0^{2\pi} i(\tau) \cos(\tau + \bar{\theta}^*) d\tau \right) \\ \dot{\bar{\theta}}^* = -\frac{k_v k_i}{2\pi \sqrt{2} \bar{V}} \left(\int_0^{2\pi} i(\tau) \sin(\tau + \bar{\theta}^*) d\tau \right) \end{cases} \quad (18)$$

2.2.2 Các phương trình đặc tính

Từ phương trình (18), đổi biến τ thành t :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \bar{V} = \varepsilon \omega \left(\frac{\sigma \bar{V}}{2} - \frac{3\alpha}{4k_v^2} \bar{V}^3 \right) - \frac{k_v k_i (\omega^*)^2}{2\pi \sqrt{2}} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega^*}} \frac{\sqrt{2} \bar{V}}{\sqrt{2} \bar{V}} i(t) \cos(\omega^* t + \bar{\theta}^*) dt \\ \frac{d}{dt} \bar{\theta}^* = \frac{k_v k_i (\omega^*)^2}{2\pi \sqrt{2} \bar{V}} \left(\int_0^{\frac{2\pi}{\omega^*}} \frac{\sqrt{2} \bar{V}}{\sqrt{2} \bar{V}} i(t) \sin(\omega^* t + \bar{\theta}^*) dt \right) \end{cases} \quad (19)$$

Ta có công thức tính công suất tác dụng và công suất phản kháng tức thời:

$$\begin{cases} p(t) = v(t)i(t) = \sqrt{2} \bar{V}(t) \cdot \cos(\omega^* t + \bar{\theta}^*) \cdot i(t) \\ q(t) = v\left(t - \frac{\pi}{2}\right) i(t) = \sqrt{2} \bar{V}(t) \cdot \sin(\omega^* t + \bar{\theta}^*) \cdot i(t) \end{cases} \quad (20)$$

Thay vào phương trình (19), ta được:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \bar{V} = \varepsilon \omega \left(\frac{\sigma \bar{V}}{2} - \frac{3\alpha}{4k_v^2} \bar{V}^3 \right) - \frac{k_v k_i (\omega^*)^2}{4\pi \bar{V}} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega^*}} p(t) dt \\ \frac{d}{dt} \bar{\theta}^* = \frac{k_v k_i (\omega^*)^2}{4\pi \bar{V}^2} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega^*}} q(t) dt \end{cases} \quad (21)$$

Bên cạnh đó, công suất tác dụng và công suất phản kháng trung bình được biểu diễn:

$$\begin{cases} \bar{P} = \frac{\omega^*}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega^*}} p(t) dt \\ \bar{Q} = \frac{\omega^*}{2\pi} \int_0^{\frac{2\pi}{\omega^*}} q(t) dt \end{cases} \quad (22)$$

Thay vào phương trình (21), kết hợp với việc tải là thuần trở $\phi=0$, lấy tích phân từng phần, ta được:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \bar{V} \approx \frac{1}{C} \left(\frac{\sigma \bar{V}}{2} - \frac{3\alpha}{4k_v^2} \bar{V}^3 \right) - \frac{k_v k_i}{2C\bar{V}} \bar{P} \\ \frac{d}{dt} \bar{\theta}^* \approx \frac{k_v k_i}{2C\bar{V}^2} \bar{Q} \end{cases} \quad (23)$$

2.2.2.1 Đặc tính điện áp

Ở trạng thái ổn định, bộ điều khiển tạo dao động ảo hoạt động tương tự như bộ điều khiển Droop. Trong trạng thái cân bằng, điện áp sẽ ở trạng thái cân bằng $\bar{V} = \bar{V}_{eq}$. Trong tất cả các phần sau tất cả các biến ở trạng thái cân bằng sẽ được ký hiệu là $(.)_{eq}$.

Điều làm việc cân bằng:

$$\frac{d\bar{V}}{dt} = 0 \quad (24)$$

Khi đó:

$$\frac{1}{C} \left(\frac{\sigma \bar{V}}{2} - \frac{3\alpha}{4k_v^2} \bar{V}^3 \right) - \frac{k_v k_i}{2C\bar{V}} \bar{P} = 0 \quad (25)$$

Ta thu được 2 nghiệm dương của V_{eq} :

$$\bar{V}_{eq} = k_v \sqrt{\frac{\sigma + \sqrt{\sigma^2 - 6\alpha \frac{k_i}{k_v} \bar{P}_{eq}}}{3\alpha}} \quad (26)$$

Điều kiện tồn tại nghiệm:

$$0 < \bar{P}_{eq} < \frac{\sigma^2 k_v}{6\alpha k_i} \quad (27)$$

Với giá trị \bar{P}_{eq} thu được từ (27) giá trị điện áp \bar{V}_{eq} khi giải (26) tương ứng:

$$k_v \sqrt{\frac{\sigma}{3\alpha}} < \bar{V}_{eq} < k_v \sqrt{\frac{2\sigma}{3\alpha}} \quad (28)$$

Hai giá trị biên vừa thu được từ (29) được định nghĩa là điện áp tới hạn:

$$\bar{V}_{min} = k_v \sqrt{\frac{\sigma}{3\alpha}} \quad (29)$$

Và điện áp không tải (hở mạch):

$$\bar{V}_{oc} = k_v \sqrt{\frac{2\sigma}{3\alpha}} \quad (30)$$

2.2.2.2 Đặc tính tần số

Giả sử giá trị tần số mong muốn bằng giá trị đặt, có thể suy ra:

$$\theta(t) + \omega t = \theta^*(t) + \omega^* t \quad (31)$$

Đạo hàm 2 vế (31) theo t:

$$\frac{d\theta(t)}{dt} + \omega = \frac{d\theta^*(t)}{dt} + \omega^* \quad (32)$$

Khi đạt được trạng thái xác lập giá trị $d\theta/dt = 0$ và giá trị $\bar{\theta}^* \approx \theta^*$ do đó phương trình (32) trở thành:

$$\omega_{eq} = \omega^* + \frac{k_v k_i}{2C\bar{V}^2} \bar{Q}_{eq} \quad (33)$$

CHƯƠNG 3: THIẾT KẾ ĐIỀU KHIỂN VÀ SO SÁNH VỚI PHƯƠNG PHÁP DROP CONTROL

3.1 Cấu trúc điều khiển

Trong phần này, tiến hành xác định các thông số của bộ điều khiển dao động ảo nhằm đáp ứng một số yêu cầu nhất định về hiệu suất xoay chiều. Các thông số kỹ thuật mà các tham số được thiết kế để đáp ứng bao gồm:

Điện áp hở mạch : \bar{V}_{oc}

Công suất định mức và điện áp tương ứng: $\bar{P}_{rate} - \bar{V}_{min}$

Công suất phản kháng định mức: \bar{Q}_{rate}

Độ lệch tần số tối đa cho phép: $|\Delta\omega|_{max}$

Thời gian đáp ứng điện áp từ $0.1\bar{V} \rightarrow 0.9\bar{V} : t_{rise}^{max}$

Tỉ lệ sóng hài bậc ba với bậc nhất: $\delta_{3:1}^{max}$

3.2 Tính toán hệ số tỉ lệ k_v và k_i

Tham số k_v xác định tỉ lệ giữa điện áp đặt của biến tần và điện áp ra của bộ dao động ảo. Tương tự như vậy, tham số k_i xác định tỉ lệ giữa dòng điện đầu ra của biến tần và dòng điện phản hồi về bộ dao động VOC. Để chuẩn hóa thiết kế:

Hệ số căn chỉnh điện áp được chọn sao cho điện áp 1V (*RMS*) trong bộ tạo dao động tương ứng với giá trị điện áp hở mạch cho phép.

$$k_v = \bar{V}_{oc} \quad (34)$$

Điều này giúp giảm sự phức tạp trong việc cài đặt và điều chỉnh bộ điều khiển.

Hệ số căn chỉnh dòng điện được chọn sao cho dòng điện của bộ dao động là 1A (*RMS*) khi đầy tải:

$$k_i = \frac{\bar{V}_{min}}{\bar{P}_{rate}} \quad (35)$$

Khi đó, các biến tần có công suất khác nhau được mắc song song sẽ chia sẻ công suất tải tương ứng nếu chúng ta chọn hệ số k_i như trên. Khi đó, $\frac{\bar{P}_{eq}}{\bar{P}_{rate}}$ của các inverter sẽ giống nhau.

3.3 Tính toán thời gian đáp ứng của hệ thống t_{rise}

Trong phần này, thời gian đáp ứng của hệ thống sử dụng bộ điều khiển dao động ảo được phân tích. Việc phân tích sẽ chỉ ra được thời gian mà bộ dao động đáp ứng. Tiến hành phân tích

$$\frac{d}{dt} \bar{V} \approx \frac{1}{C} \left(\frac{\sigma \bar{V}}{2} - \frac{3\alpha}{4k_v^2} \bar{V}^3 \right) - \frac{k_v k_i}{2C\bar{V}} \bar{P} \quad (36)$$

Với giá trị $\bar{P} = 0$, ta được:

$$\frac{d}{dt} \bar{V} \approx \frac{1}{C} \left(\frac{\sigma \bar{V}}{2} - \frac{3\alpha}{4k_v^2} \bar{V}^3 \right) \quad (37)$$

Lấy tích phân 2 vế của phương trình (37), với giá trị thời gian để biên độ điện áp \bar{V} thay đổi từ $0.1\bar{V}$ đến giá trị $0.9\bar{V}$, thời gian này được định nghĩa là t_{rise} :

$$t_{rise} = \frac{2}{\varepsilon\sigma} \left[\log \bar{V} - \frac{1}{2} \log \left| 1 - \frac{3\alpha}{4k_v^2} \bar{V}^2 \right| \right]_{0.1\bar{V}}^{0.9\bar{V}} \approx \frac{6}{\omega^* \varepsilon \sigma} \quad (38)$$

Tại giá trị tải định mức, khi đó:

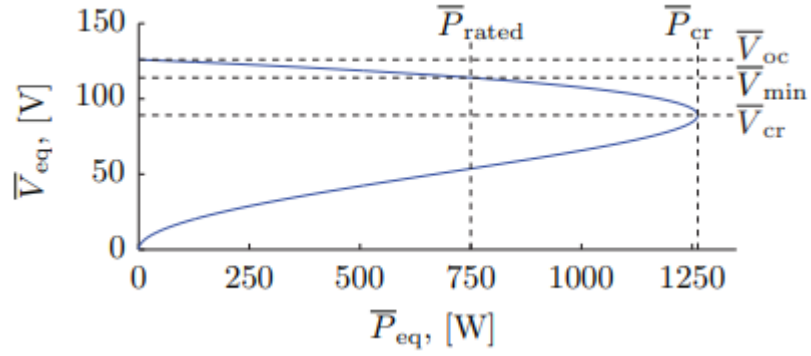
$$t_{rise} = \frac{6}{\omega^* \varepsilon \sigma} \quad (39)$$

Với giá trị:

$$\sigma' = \sigma - \frac{k_v k_i}{R_{rate}} \quad (40)$$

3.4. Tính toán hệ số σ và α

Để đảm bảo rằng điện áp hiệu dụng cân bằng đầu cực inverter \bar{V}_{eq} được giới hạn trong khoảng $\bar{V}_{min} \leq \bar{V}_{eq} \leq \bar{V}_{oc}$ đồng thời công suất đầu ra trung bình \bar{P}_{eq} được giới hạn trong khoảng $0 \leq \bar{P}_{eq} \leq \bar{P}_{rate}$.



Hình3. 1 Mối quan hệ giữa điện áp đầu ra \bar{V}_{eq} và công suất tác dụng P_{eq}

Từ hình cùng với công thức (30) ta thấy khi điện áp đầu ra đạt cực đại thì:

$$\begin{cases} \bar{V}_{eq} = \bar{V}_{oc} = k_v \sqrt{\frac{2\sigma}{3\alpha}} \\ \bar{P}_{eq} = 0 \end{cases} \quad (41)$$

Kết hợp với (34) nên suy ra:

$$\alpha = \frac{2\sigma}{3} \quad (42)$$

Xét trường hợp:

$$\begin{cases} \bar{V}_{eq} = \bar{V}_{min} \\ \bar{P}_{eq} = \bar{P}_{rate} \end{cases} \quad (43)$$

Kết hợp với (26) cùng với (34), (35) ta có được công thức của điện áp \bar{V}_{min} :

$$\bar{V}_{min} = \bar{V}_{oc} \left(\frac{\sigma + \sqrt{\sigma^2 - 4\sigma(\bar{V}_{min}/\bar{V}_{oc})}}{2\sigma} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (44)$$

Rút gọn (44) ta thu được:

$$\sigma = \frac{\bar{V}_{oc}}{\bar{V}_{min}} \frac{\bar{V}_{oc}^2}{\bar{V}_{oc}^2 - \bar{V}_{min}^2} \quad (45)$$

3.5 Tính toán hệ số bộ cộng hưởng L, C

Chúng ta thấy rằng tỷ số giữa biên độ của sóng hài bậc ba và sóng hài cơ bản, đại lượng mà chúng ta ký hiệu là $\delta_{3\div 1}$, được cho bởi:

$$\delta_{3\div 1} = \frac{\varepsilon \cdot \sigma}{8} \quad (46)$$

Ở đây, từ các biểu thức đặc tính điều chỉnh tần số (33), biểu thức thời gian tăng (39) và tỷ số biên độ của sóng hài bậc ba với sóng hài cơ bản (46) từ đó ta thu được các điều kiện thiết kế cho các tham số của bộ dao động điều hòa là điện dung C và độ tự cảm L

Từ phần phân tích đặc tính điều chỉnh tần số góc và điểm làm việc cân bằng ở biểu thức (33). Độ lệch tần số góc tối đa cho phép, ký hiệu là $|\Delta\omega|_{max}$, là đầu vào thiết kế. Thay thế k_v từ (34) và k_i từ (35) và xem xét điều kiện trong trường hợp xấu nhất đối với điện áp đầu ra chúng ta thu được giới hạn dưới của điện dung C :

$$C \geq \frac{1}{2 \cdot |\Delta\omega|_{max}} \frac{\bar{V}_{oc}}{\bar{V}_{min}} \frac{|\bar{Q}_{rated}|}{\bar{P}_{rated}} = C_{|\Delta\omega|_{max}}^{min} \quad (47)$$

Trong đó \bar{Q}_{rated} là công suất phản kháng trung bình tối đa có thể được cung cấp hoặc tiêu thụ bởi bộ nghịch lưu.

Xem xét phân tích sóng hài và biểu thức tỷ số giữa biên độ của sóng hài bậc ba và sóng cơ bản trong (46). Với tỷ lệ tối đa cho phép $\delta_{3\div 1}^{max}$, đóng vai trò là đầu vào thiết kế, từ (45) và (39) chúng ta có thêm giới hạn dưới của điện dung C :

$$C \geq \frac{1}{8\omega^* \cdot \delta_{3\div 1}^{max}} \frac{\bar{V}_{oc}}{\bar{V}_{min}} \frac{\bar{V}_{oc}^2}{\bar{V}_{oc}^2 - \bar{V}_{min}^2} = C_{\delta_{3\div 1}}^{min} \quad (48)$$

Tiếp theo, hãy xem xét việc phân tích động học biên độ điện áp (hở mạch) và biểu thức về thời gian tăng t_{rise} (39). Với thời gian tăng tối đa cho phép, t_{rise}

tăng tối đa, đóng vai trò là đầu vào thiết kế, từ (39) và (45), chúng ta tìm được giới hạn trên cho điện dung C:

$$C \leq \frac{t_{rise}^{max}}{6} \frac{\bar{V}_{oc}}{\bar{V}_{min}} \frac{\bar{V}_{oc}^2}{\bar{V}_{oc}^2 - \bar{V}_{min}^2} = C_{t_{rise}}^{max} \quad (49)$$

Kết hợp (47), (48) và (49), chúng ta có được phạm vi sau trong đó C phải được chọn để đáp ứng các thông số hiệu suất về điều chỉnh tần số, t_{rise} và $\delta_{3\div 1}$:

$$\max\{C_{|\Delta\omega|_{max}}^{min}, C_{\delta_{3\div 1}}^{min}\} \leq C \leq C_{t_{rise}}^{max} \quad (50)$$

Nếu $C_{t_{rise}}^{max} \leq \max\{C_{|\Delta\omega|_{max}}^{min}, C_{\delta_{3\div 1}}^{min}\}$, Khi đó không thể đáp ứng đồng thời các thông số kỹ thuật về điều chỉnh tần số, t_{rise} và $\delta_{3\div 1}$. Do đó, (50) cho thấy sự cân bằng trong việc xác định các yêu cầu về hiệu suất và thiết kế bộ biến tần điều khiển VOC

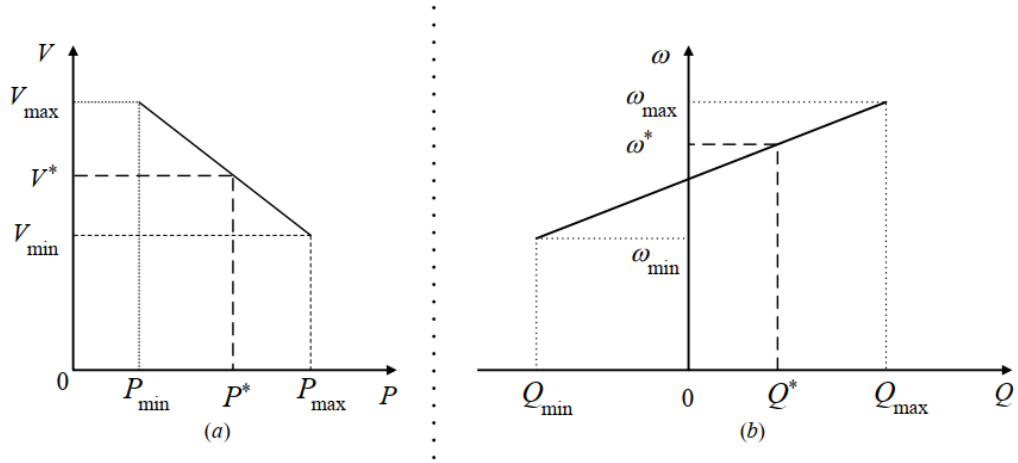
Khi giá trị của điện dung thỏa mãn (50) được chọn, độ tự cảm L sẽ được tính theo công thức (7):

$$L = \frac{1}{C(\omega^*)^2} \quad (51)$$

3.6 So sánh cách tính hệ số với phương pháp rút ra đặc tính nghiêng

Phương trình đặc tính nghiêng trong trường hợp đường dây thuần trở:

$$\begin{cases} \bar{V}_{eq} = \bar{V}_{oc} + m_p \bar{P}_{eq} \\ \bar{w}_{eq} = w^* + m_q \bar{Q}_{eq} \end{cases} \quad (52)$$



Hình3. 2: Đặc tính nghiêng trong trường hợp đường dây thuần trở

Các hệ số m_p và m_q được xác định dựa trên công suất định mức và sai lệch tối đa cho phép của tần số và biên độ điện áp đầu ra, trong trường hợp trở kháng đường dây là thuần trở, hệ số đó được biểu diễn dưới dạng:

$$\begin{cases} m_p = \frac{\bar{V}_{oc} - \bar{V}_{min}}{\bar{P}_{rate}} = \frac{\Delta \bar{V}_{oc}}{\bar{P}_{rate}} \\ m_q = \frac{\bar{\omega}_{max} - \bar{\omega}_{min}}{\bar{Q}_{rate}} = \frac{\Delta \bar{\omega}_{max}}{\bar{Q}_{rate}} \end{cases} \quad (53)$$

Trong đó \bar{P}_{rate} và \bar{Q}_{rate} là công suất định mức tương ứng của bộ biến đổi, $\Delta \bar{V}_{max}$ và $\Delta \bar{\omega}_{max}$ là độ lệch biên độ và tần số tối đa cho phép.

Ngoài ra các hệ số m_p và m_q còn được định nghĩa là đạo hàm bậc nhất của \bar{V}_{eq} và ω_{eq} theo \bar{P}_{eq} và \bar{Q}_{eq} xung quanh điểm làm việc \bar{V}_{max} .

Khi đó các hệ số được tính bằng công thức:

$$\begin{cases} m_p = - \left. \frac{d\bar{V}_{eq}}{d\bar{P}_{eq}} \right|_{\bar{V}_{eq}=\bar{V}_{oc}} \\ m_q = - \left. \frac{d\bar{\omega}_{eq}}{d\bar{Q}_{eq}} \right|_{\bar{V}_{eq}=\bar{V}_{oc}} \end{cases} \quad (54)$$

Từ phương trình đặc tính tần số ta có thể thấy tại giá trị $\bar{V}_{eq} = \bar{V}_{oc}$ hệ số sai lệch tần số thu được:

$$m_q = \frac{k_i k_v}{2C\bar{V}_{oc}^2} \quad (55)$$

Với hệ số sai lệch điện áp và công suất tác dụng m_p , tiến hành đạo hàm 2 vế (25) theo $d\bar{P}_{eq}$ thu được:

$$\frac{3\alpha}{2k_v^2} 4\bar{V}_{eq}^3 \frac{d\bar{V}_{eq}}{d\bar{P}_{eq}} - 2\sigma\bar{V}_{eq} \frac{d\bar{V}_{eq}}{d\bar{P}_{eq}} + k_i k_v = 0 \quad (56)$$

Từ đó ta rút ra được giá trị $\frac{d\bar{V}_{eq}}{d\bar{P}_{eq}}$ tại điểm làm việc $\bar{V}_{eq} = \bar{V}_{oc}$:

$$m_p = \frac{k_i k_v}{\frac{6\alpha}{k_v^2} \bar{V}_{oc}^3 - 2\sigma\bar{V}_{oc}} \quad (57)$$

Do đó ta có:

$$\sigma = -\frac{k_i}{2m_p} \quad (58)$$

Và:

$$C = \frac{k_i}{2\bar{V}_{oc} m_q} \quad (59)$$

CHƯƠNG 4 :MÔ PHỎNG KIỂM CHỨNG

4.1 Tính toán tham số

Kí hiệu	Tham số	Giá trị
\bar{V}_{oc}	Điện áp hở mạch	126V
\bar{P}_{rate}	Công suất tác dụng định mức	750W
\bar{V}_{min}	Điện áp tại công suất định mức	114V
\bar{Q}_{rate}	Công suất phản kháng định mức	750W
ω^*	Tần số góc đặt	120π rad/s
$ \Delta\omega _{max}$	Độ lệch tần số tối đa	π rad/s
t_{rise}^{max}	Thời gian đáp ứng	0.2s
$\delta_{3:1}^{max}$	Tỉ lệ song hài bậc ba với bậc nhất	2%

Bảng 1: Tham số bộ inverter

4.1.1 Mạch lọc L, C phía đầu ra nghịch lưu

Với hệ số công suất $\cos\varphi$ được chọn là 1 và công suất định mức \bar{P}_{rate} được lấy là 750W, giá trị dòng điện hiệu dụng đầu ra trên tải là:

$$I_{RMS} = \frac{\bar{P}_{rate}}{\bar{V}_{min}} = \frac{750}{126} = 5.95 \text{ (A)}$$

Tụ điện được thiết kế dựa trên công suất phản kháng được hấp thụ ở điều kiện định mức. Công suất phản kháng Q được hấp thụ bởi tụ điện giới hạn ở 5% công suất định mức \bar{P}_{rate}

Mà:

$$Q = \frac{\bar{V}_{oc}^2}{(1/(\omega^* * C))}$$

Nên ta có:

$$C = \frac{0.05 * \bar{P}_{rate}}{\bar{V}_{oc}^2 * \omega^*} = \frac{0.05 * 750}{126^2 * 120\pi} = 6.27(\mu F)$$

Giá trị của cuộn cảm phía đầu ra inverter (L) được chọn dựa trên độ đập mạch tối đa cho phép. Ở đây ta giới hạn độ gợn tối đa là 20% I_{peak} :

$$L = \frac{V_{DC}}{4f_{sw} * 0.2 I_{load}\sqrt{2}}$$

Với $V_{DC} = 200V$ là điện áp đầu vào bộ nghịch lưu, $f_{sw} = 100k (Hz)$ là tần số chuyển mạch của bộ nghịch lưu. Nên ta có:

$$L = \frac{200}{4 * 100000 * 0.2 * 5.95\sqrt{2}} = 0.3(mH)$$

4.1.2 Tham số bộ VOC

Tiến hành tính toán:

Hệ số căn chỉnh điện áp:

$$k_v = \bar{V}_{oc} = 126$$

Hệ số căn chỉnh dòng điện:

$$k_i = \frac{\bar{V}_{min}}{\bar{P}_{rate}} = \frac{114}{750} = 0,152$$

Điện dẫn bộ dao động ảo:

$$\sigma = \frac{\bar{V}_{oc}}{\bar{V}_{min}} \frac{\bar{V}_{oc}^2}{\bar{V}_{oc}^2 - \bar{V}_{min}^2} = \frac{126}{114} \cdot \frac{126^2}{126^2 - 114^2} = 6,09(\Omega^{-1})$$

Hệ số nguồn dòng phụ thuộc:

$$\alpha = \frac{2\sigma}{3} = \frac{2 \cdot 6,09}{3} = 4,06$$

Tụ điện bộ dao động ảo:

$$C_{|\Delta\omega|_{max}}^{min} = \frac{1}{2 \cdot |\Delta\omega|_{max}} \frac{\bar{V}_{oc}}{\bar{V}_{min}} \frac{|\bar{Q}_{rated}|}{\bar{P}_{rated}} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \frac{126}{114} \cdot \frac{750}{750} = 0,18(F)$$

$$C_{\delta_{3\div 1}}^{min} = \frac{1}{8\omega^*.\delta_{3\div 1}^{max}} \frac{\bar{V}_{oc}}{\bar{V}_{min}} \frac{\bar{V}_{oc}^2}{\bar{V}_{oc}^2 - \bar{V}_{min}^2} = \frac{1}{8.120\pi.0.02} \frac{126}{114} \frac{126^2}{126^2 - 114^2} = 0,1(F)$$

$$C_{trise}^{max} = \frac{t_{trise}^{max}}{6} \frac{\bar{V}_{oc}}{\bar{V}_{min}} \frac{\bar{V}_{oc}^2}{\bar{V}_{oc}^2 - \bar{V}_{min}^2} = \frac{0,2}{6} \frac{126}{114} \frac{126^2}{126^2 - 114^2} = 0,2(F)$$

$$\max\{C_{|\Delta\omega|_{max}}^{min}, C_{\delta_{3\div 1}}^{min}\} \leq C \leq C_{trise}^{max}$$

$$0,18 \leq C \leq 0,2$$

Chọn $C=0,18(F)$

Điện cảm bộ dao động ảo:

$$L = \frac{1}{C(\omega^*)^2} = \frac{1}{0,18(120\pi)^2} = 3,9.10^{-5} (H)$$

Kí hiệu	Tham số	VOC
k_v	Hệ số căn chỉnh điện áp	126
k_i	Hệ số căn chỉnh dòng điện	0,152
α	Hệ số nguồn dòng phụ thuộc	4,06
σ	Điện dẫn bộ dao động ảo	$6,09(\Omega^{-1})$
L	Điện cảm bộ dao động ảo	$3,9.10^{-5} (H)$
C	Tụ điện bộ dao động ảo	0,18(F)

Bảng 2: Tham số bộ VOC tính theo phương pháp trung bình

Kí hiệu	Tham số	VOC tính theo phương pháp trung bình	VOC Tính theo đặc tính nghiệm
k_v	Hệ số căn chỉnh điện áp	126	126
k_i	Hệ số căn chỉnh dòng điện	0,152	0,152
α	Hệ số nguồn dòng phụ thuộc	4,06	4,086
σ	Điện dẫn bộ dao động ảo	$6,09(\Omega^{-1})$	$6,129(\Omega^{-1})$
L	Điện cảm bộ dao động ảo	$3,9.10^{-5} (H)$	$4,32.10^{-5} (H)$
C	Tụ điện bộ dao động ảo	0,18(F)	0,163(F)

Bảng 3 So sánh giá trị bộ VOC giữa phương pháp trung bình và Droop control

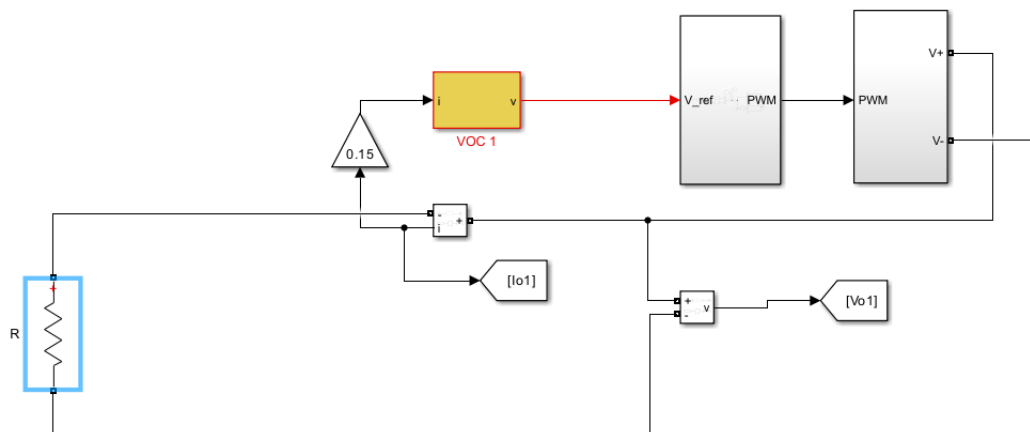
4.2 Kết quả mô phỏng

Kịch bản mô phỏng: TH1 :Một bộ Inverter với tải tuyến tính công suất 750(W)

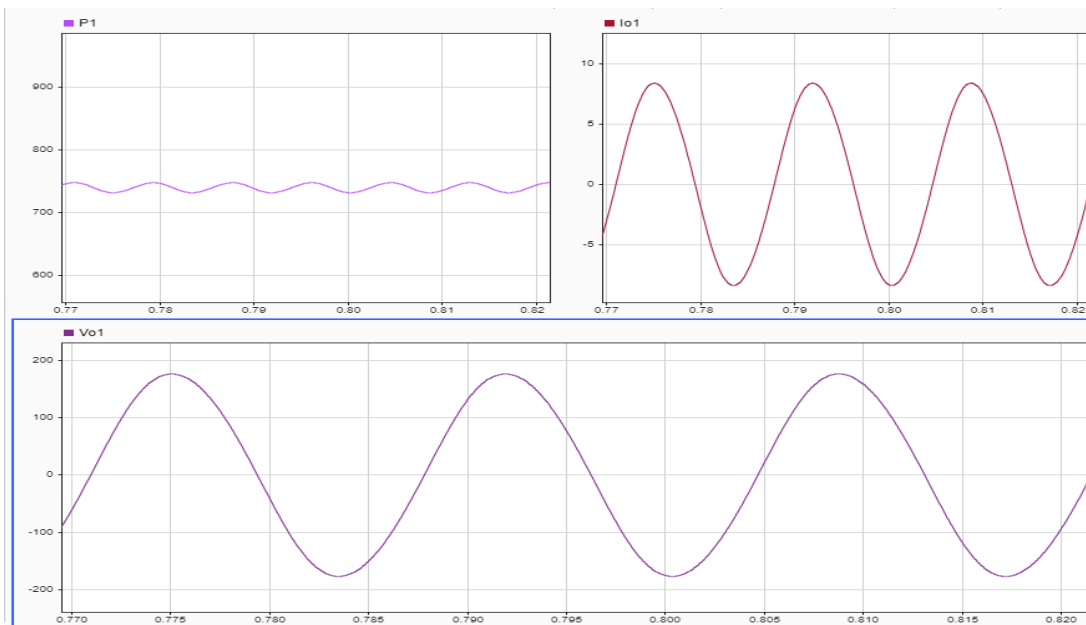
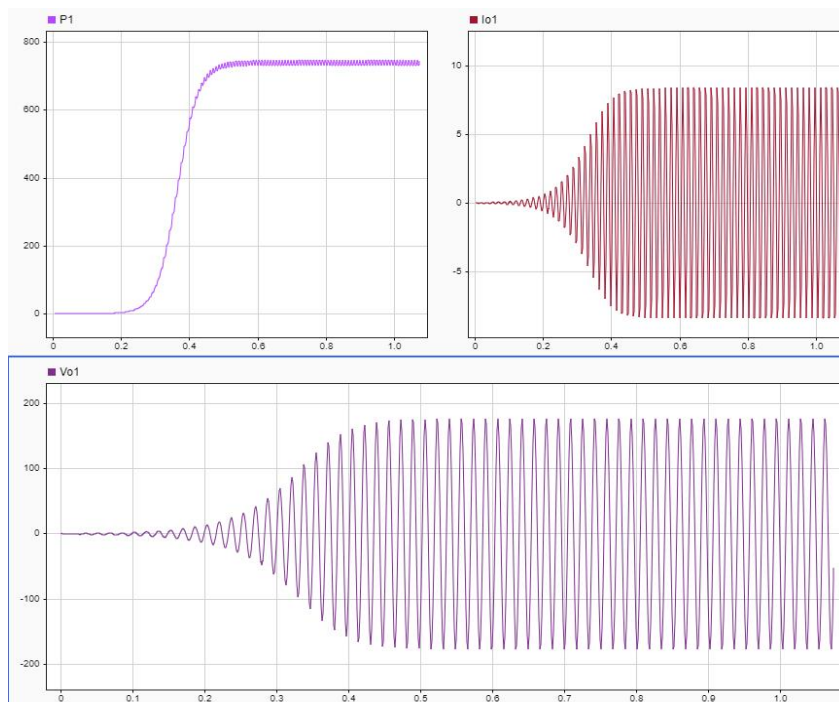
TH2 :Ba bộ Inverter với tải tuyến tính công suất 750(W)

TH3 :Ba bộ inverter với tải phi tuyến công suất 750 (W)

4.2.1 Trường hợp 1: Một bộ Inverter với tải tuyến tính công suất 750(W)



Hình4. 1:Cấu trúc điều khiển VOC chỉ sử dụng 1 bộ inverter

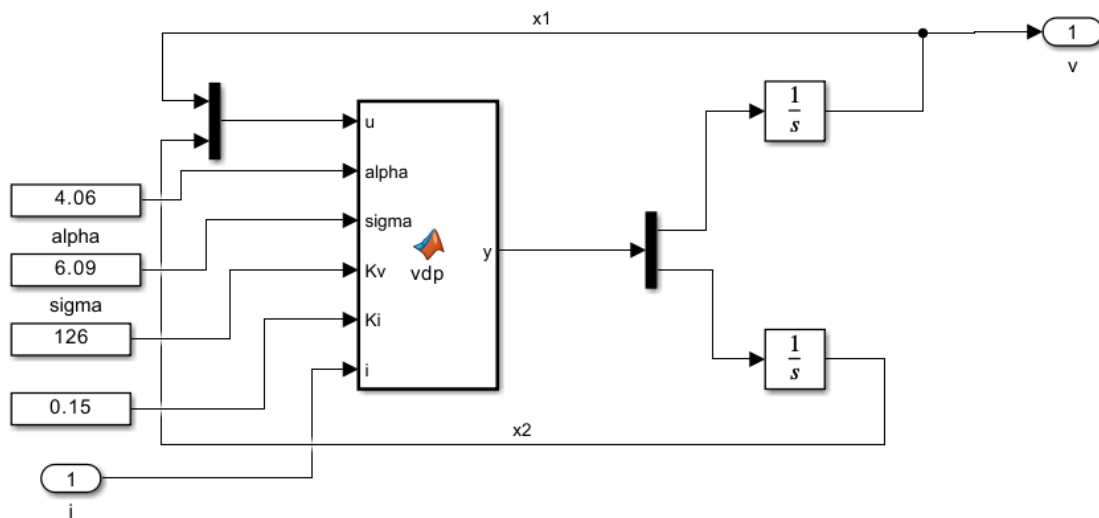


Hình4. 2: Hình ảnh kết quả mô phỏng dạng dòng điện, điện áp và công suất khi sử dụng 1 bộ inverter

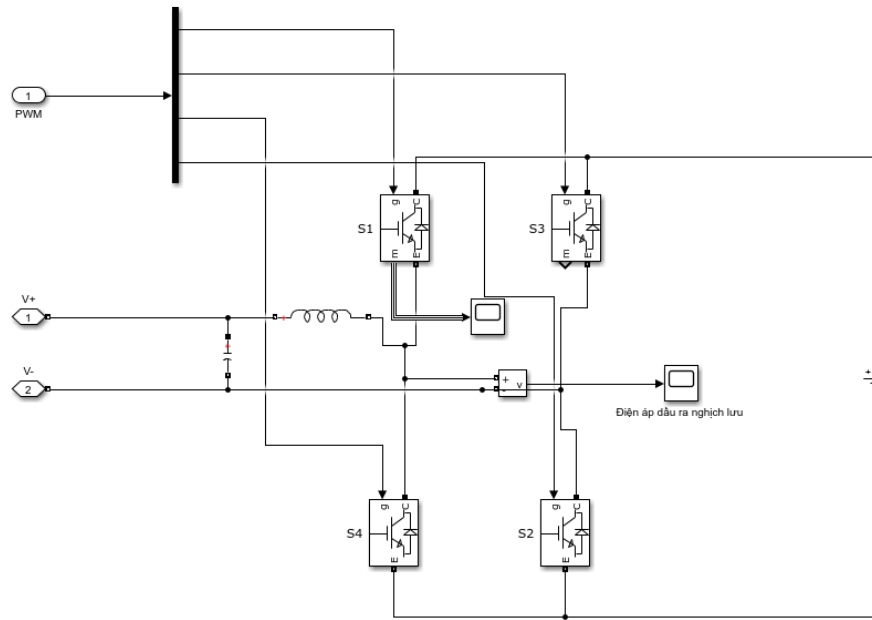
Kí hiệu	Tham số	Giá trị lý thuyết	Giá trị mô phỏng	Sai số so với lý thuyết
\bar{V}_{oc}	Điện áp hở mạch	126V	124.6 (V)	1.1%
\bar{P}_{rate}	Công suất tác dụng định mức	750W	745W	0.67%
\bar{V}_{min}	Điện áp tại công suất định mức	114V	122.4(V)	7.3%
ω	Tần số góc	120π rad/s	119.04π rad/s	0.8%
$ \Delta\omega _{max}$	Độ lệch tần số góc tối đa	$ \Delta\omega _{max} < \pi$ rad/s	0.96π	0
t_{rise}^{max}	Thời gian đáp ứng	$t_{rise}^{max} < 0.2s$	0.11s	0
$\delta_{3:1}^{max}$	Tỉ lệ sóng hài bậc ba với bậc nhất	2%	0.98%	0

Bảng 4: So sánh kết quả mô phỏng và giá trị lý thuyết (TH1)

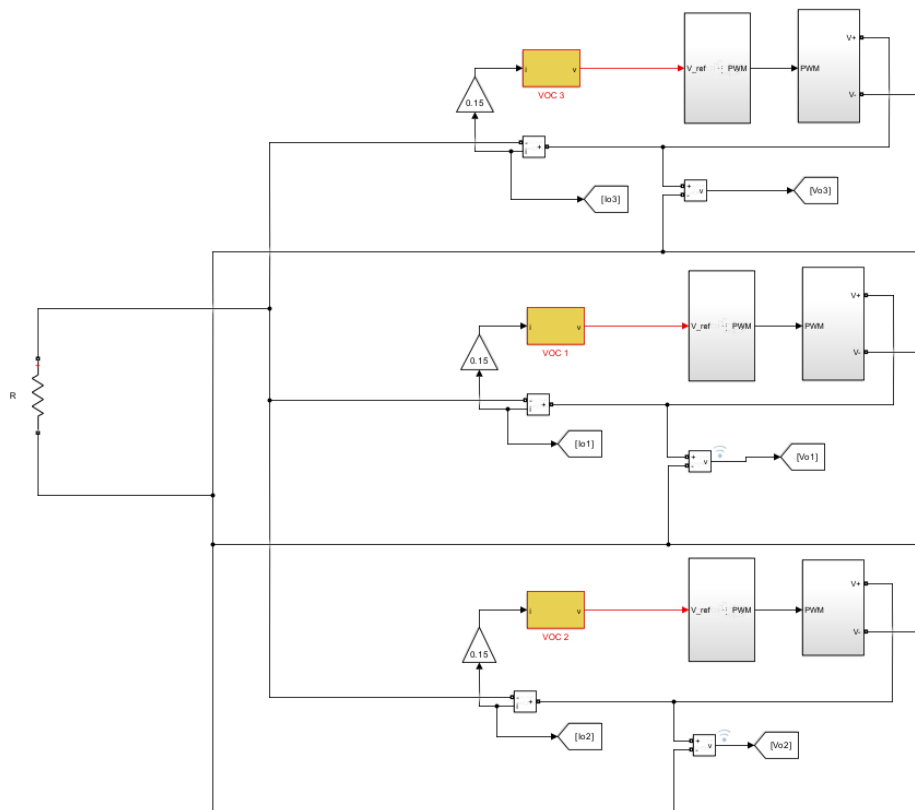
4.2.2 Trường hợp 2: Ba bộ Inverter với tải tuyến tính công suất 750(W)



Hình4. 3: Mô phỏng bộ giao động ảo

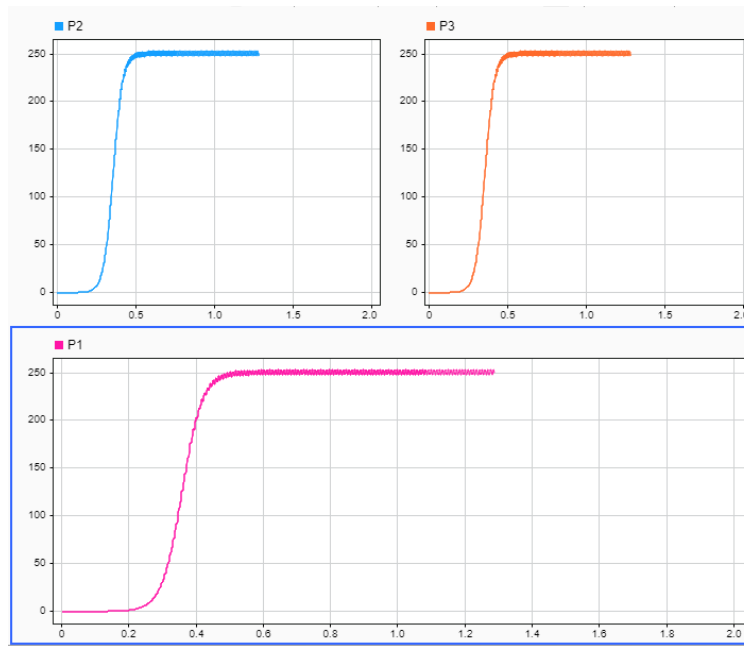


Hình4. 4: Sơ đồ mạch lực

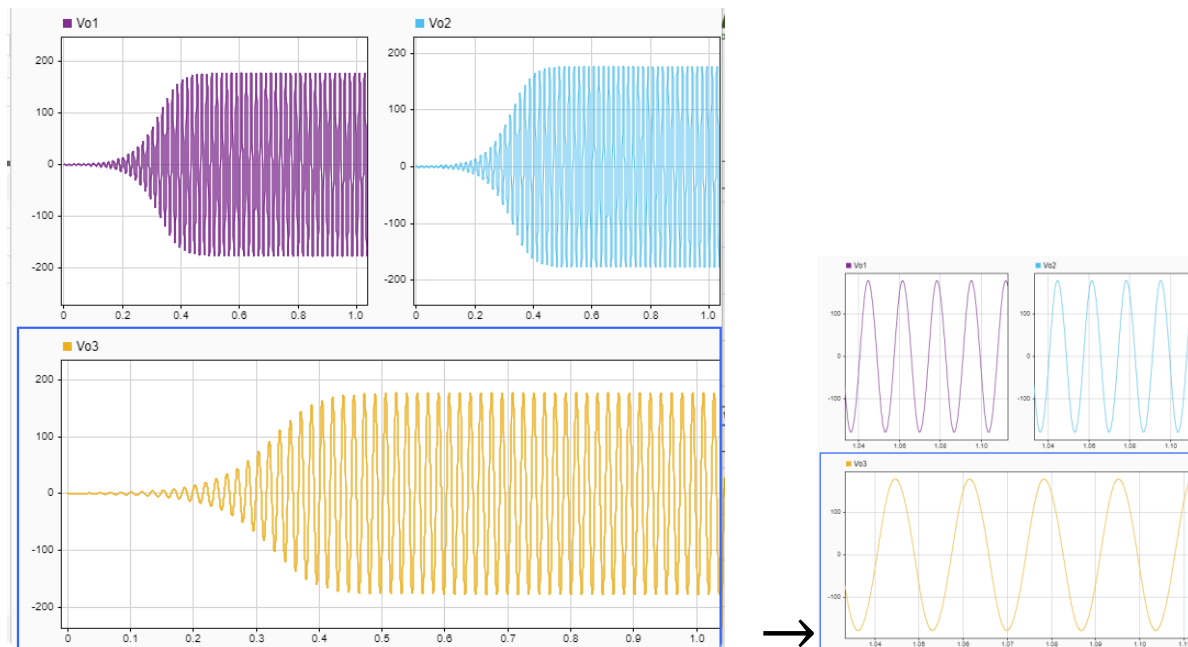


Hình4. 5: Cấu trúc điều khiển VOC với tải tuyến tính

Kết quả hình ảnh mô phỏng trên matlab simulink



Hình4. 6: Hình ảnh chia sẻ công suất của các bộ inverter

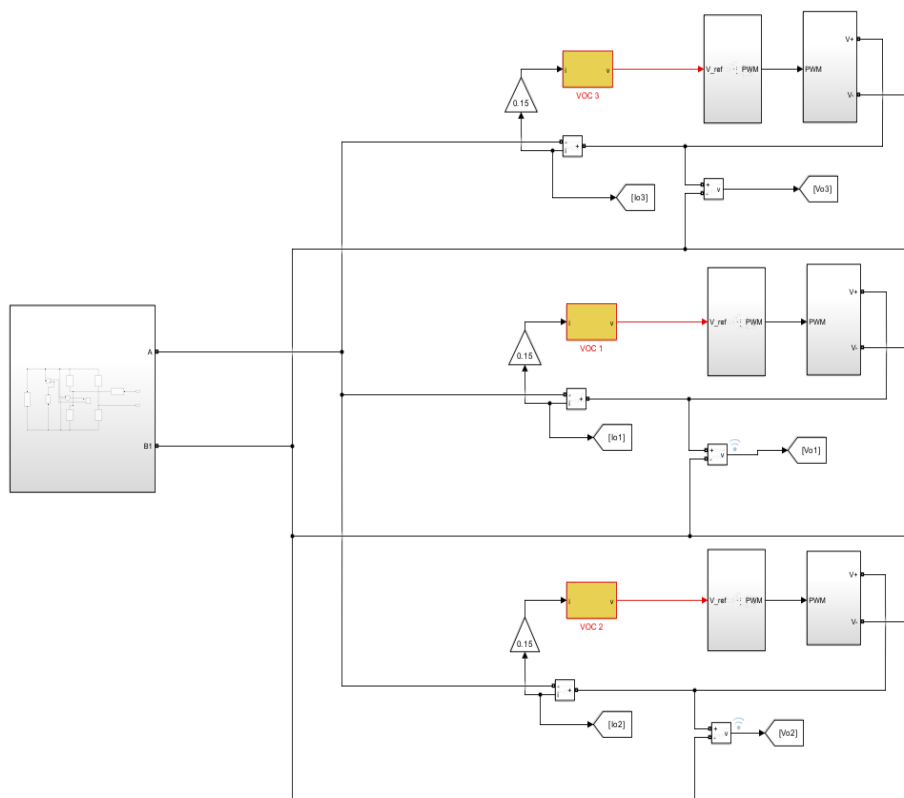


Hình4. 7: Hình ảnh điện áp của các bộ inverter

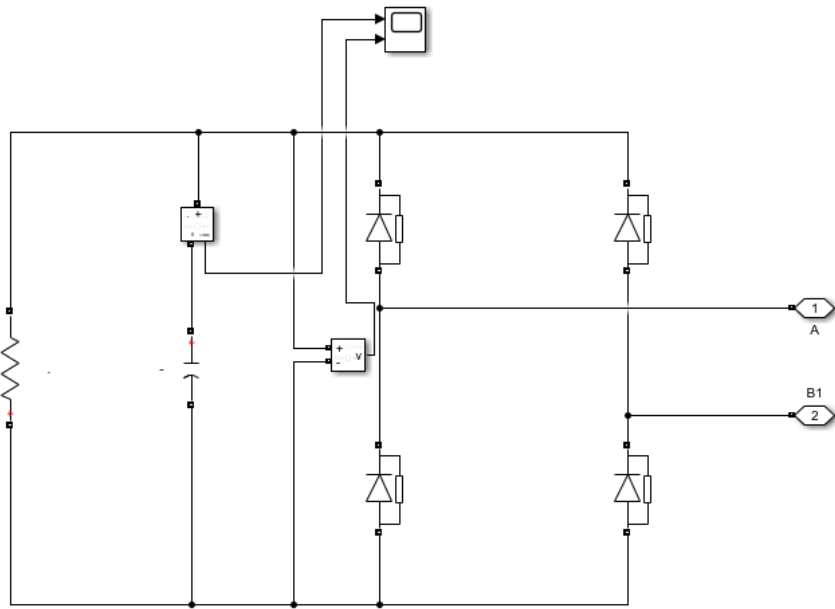
Kí hiệu	Tham số	Giá trị lý thuyết	Giá trị mô phỏng	Sai số
\bar{V}_{oc}	Điện áp hở mạch	126V	125.58(V)	0.3335%
\bar{P}_{rate}	Công suất tác dụng định mức	750W	247.56W/1 bộ inverter	0.97%
\bar{V}_{min}	Điện áp tại công suất định mức	114V	120.2	5.4%
ω	Tần số góc	120π rad/s	119.21π rad/s	0.66%
$ \Delta\omega _{max}$	Độ lệch tần số góc tối đa	π rad/s	0.79π rad/s	0
t_{rise}^{max}	Thời gian đáp ứng	$t_{rise}^{max} < 0.2s$	0.13s	0
$\delta_{3:1}^{max}$	Tỉ lệ sóng hài bậc ba với bậc nhất	2%	1.09%	0

Bảng 5: So sánh kết quả mô phỏng và giá trị lý thuyết (TH2)

4.2.3 Trường hợp 3: Ba bộ Inverter với tải phi tuyến công suất 750(W)

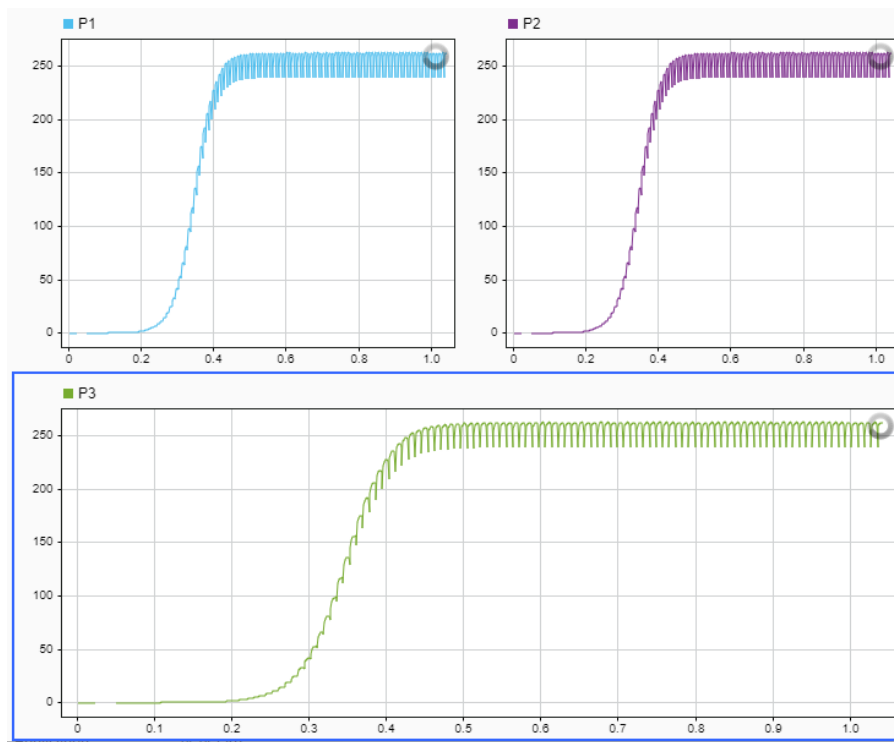


Hình4. 8: Cấu trúc điều khiển VOC với tải phi tuyến

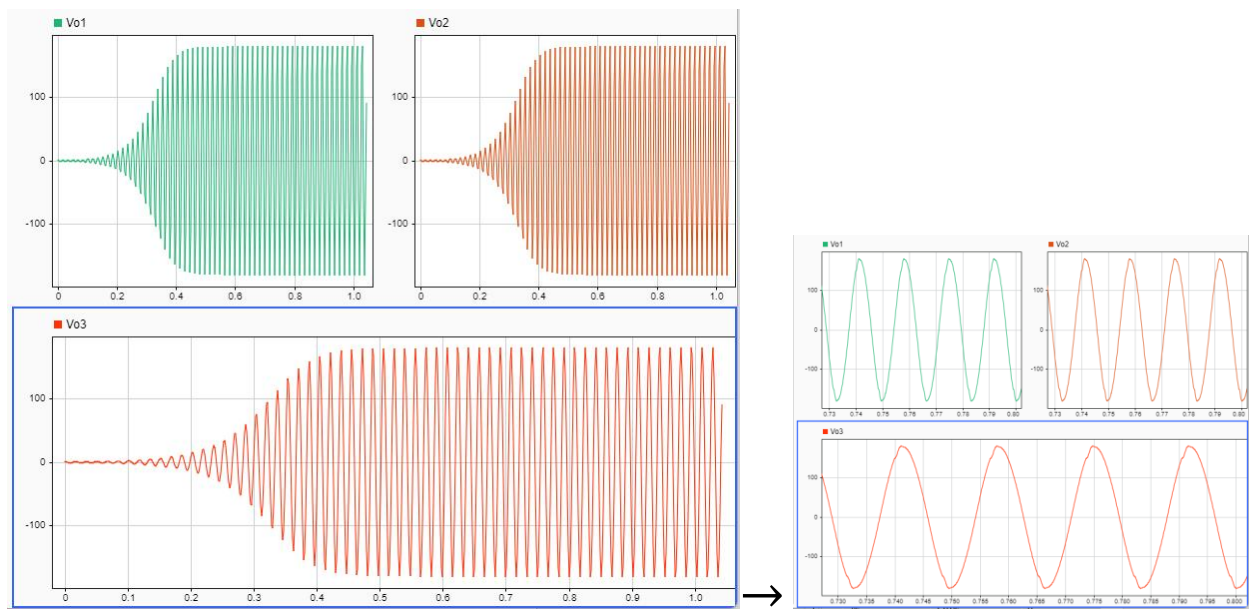


Hình4. 9: Mô hình tải phi tuyến chỉnh lưu

Kết quả mô phỏng



Hình4. 10: Hình ảnh chia sẻ công suất của các bộ inverter



Hình4. 11: Hình ảnh điện áp của các bộ inverter

Kí hiệu	Tham số	Giá trị lý thuyết	Giá trị mô phỏng	Sai số
\bar{V}_{oc}	Điện áp hở mạch	126V	127.13(V)	0.896%
\bar{P}_{rate}	Công suất tác dụng định mức	750W	246.2W/ 1 bộ inverter	1.52%
\bar{V}_{min}	Điện áp tại công suất định mức	114V	117.73(V)	3.27%
ω	Tần số góc	120π rad/s	119.08π rad/s	0.76%
$ \Delta\omega _{max}$	Độ lệch tần số góc tối đa	$ \Delta\omega _{max} < \pi$ rad/s	0.92π rad/s	0
t_{rise}^{max}	Thời gian đáp ứng	$t_{rise}^{max} < 0.2s$	0.14s	0
$\delta_{3:1}^{max}$	Tỉ lệ sóng hài bậc ba với bậc nhất	2%	1.91%	0

Bảng 6: So sánh kết quả mô phỏng và giá trị lý thuyết (TH3)

KẾT LUẬN:

- Đồ án này đã trình bày quá trình thiết kế bộ điều khiển chia sẻ công suất theo đặc tính dao động ảo, giải quyết được vấn đề chia sẻ tải phi tuyến giữa các bộ nghịch lưu. Thuật toán VOC được áp dụng để giải quyết các vấn đề trên. Các kết luận được kiểm chứng bằng việc mô phỏng trên phần mềm Matlab_simulink đạt được kết quả gần giống tính toán. Đối với bộ điều khiển dựa trên đặc tính dao động ảo thì chỉ dựa trên tính hiệu đồng bộ là dòng điện, vì thế không cần phải có khối tính toán công suất. Do đó, việc đáp ứng với các thay đổi sẽ nhanh hơn, đặc biệt là đối với trường hợp tải phi tuyến. Các tham số của đặc tính dao động ảo được tính toán thiết kế và kiểm chứng bằng mô phỏng.
- ***Trong điều kiện tải tuyến tính:*** Kết quả đầu ra của các bộ điều khiển có sự sai lệch nhỏ, đáp ứng tiêu chuẩn thiết kế. Biên độ dòng điện vòng của bộ điều khiển dao động ảo là thấp nhất với là 1.08A. Chỉ số THD nằm trong tiêu chuẩn cho phép.
- ***Trong điều kiện tải phi tuyến:*** Đặc tính đáp ứng chia sẻ công suất bộ điều khiển bộ điều khiển dao động ảo rất tốt, THD của phương pháp chia sẻ công suất bộ điều khiển dao động ảo trong ngưỡng cho phép.
- Từ kết quả đưa ra ở trên, có thể kết luận rằng bộ điều khiển VOC bản chất có đặc tính nghiêng ở chế độ xác lập. Chất lượng điều khiển tốt hơn so với bộ điều khiển chia sẻ công suất truyền thống theo đặc tính nghiêng. Ngày nay, khi tiến bộ của kỹ thuật số việc triển khai thuật toán dao động ảo vào trong vi điều khiển là vô cùng dễ dàng. Vì thế bộ điều khiển chia sẻ công suất theo đặc tính dao động ảo sẽ được phát triển trong tương lai nhờ những ưu điểm của nó.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- X. H. J. L. Z. L. M. S. J. M. G. Yao Sun, Series-Parallel Converter-Based Microgrids System-Level Control and Stability, Switzerland: Springer Nature, 2022.
- X. H. J. Y. J. W. M. S. a. J. M. G. H. Han, "Review of Power Sharing Control Strategies for Islanding Operation of AC Microgrids," in IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 7, no. 1, pp. 200-215, Jan. 2016.
- MN. H. K. S. Stavros Papathanassiou, "A benchmark low voltage microgrid network," Proceedings of the CIGRE symposium: power systems with dispersed generation, pp. 1-8, 2005.
- M. R. M. S. S. D. Brian Johnson, "Comparison of Virtual Oscillator and Droop Control," 2017 IEEE 18th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), pp. 1-6, 2017.
- M. S. N. G. A. F. D. S. V. D. Brian B. Johnson, "Synthesizing Virtual Oscillators to Control Islanded," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 8, pp. 6002-6015, 2016.
- B. B. J. V. d. K. A. W. J. D. a. R. B. K. De Brabandere, "A Voltage and Frequency Droop Control Method for Parallel Inverters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 4, pp. 1107-1115, 2007.
- A new virtual oscillator control for synchronization of singlephase parallel inverters in islanded microgrid.pdf

