

TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI

VIỆN ĐIỆN

BỘ MÔN TỰ ĐỘNG HOÁ CÔNG NGHIỆP

====o0o====



ĐỒ ÁN II

Hà nội, 1-2019

TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA HÀ NỘI
VIỆN ĐIỆN
BỘ MÔN TỰ ĐỘNG HOÁ CÔNG NGHIỆP

====oOo====



ĐỒ ÁN II

ĐỀ TÀI:

**TÌM HIỂU VỀ BỘ BIẾN ĐỔI CURRENT – FED DUAL ACTIVE BRIDGE
ỨNG DỤNG CHO HỆ THỐNG NĂNG LƯỢNG MẶT TRỜI**

Trưởng bộ môn : PGS.TS. Trần Trọng Minh
Giáo viên hướng dẫn : TS. Vũ Hoàng Phương
Sinh viên thực hiện : Lê Xuân Khôi
Lớp : TĐH 02 – K60
MSSV : 20152027
Giáo viên duyệt :

Hà nội, 1-2019

MỤC LỤC

DANH MỤC HÌNH ẢNH.....	5
DANH MỤC BẢNG SỐ LIỆU.....	7
DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT.....	8
LỜI MỞ ĐẦU	9
CHƯƠNG 1. GIỚI THIỆU MỘT SỐ BỘ BIẾN ĐỔI DC/DC CÁCH LY ỨNG DỤNG CHO PV	10
1.1. Các bộ biến đổi cách ly ứng dụng cho PV	10
1.2. Giới thiệu bộ biến đổi cách ly cho PV của hãng Texas Instrument	12
1.3. Bộ biến đổi Current – fed dual active bridge.....	13
1.3.1. Cấu trúc của bộ biến đổi Current – fed dual active bridge	13
1.3.2. Phân tích chuyển mạch dịch pha.....	14
CHƯƠNG 2. TÍNH CHỌN MẠCH LỰC CHO BỘ BIẾN ĐỔI CURRENT-FED DUAL ACTIVE BRIDGE	20
2.1. Xác định phương hướng thiết kế	20
2.1.1. Biến áp làm nhiệm vụ cách ly cho bộ biến đổi	20
2.1.2. Điện cảm rò	22
2.1.3. Điện cảm rò trong bộ DAB	22
2.1.4. Điều chỉnh giá trị điện cảm rò.....	23
2.2. Yêu cầu đặt ra của bài toán.....	23
2.3. Phân tích chế độ xác lập của bộ biến đổi Current-fed Dual active bridge	25
2.4. Tính toán thông số biến áp.....	27
2.5. Ước tính điện cảm từ hóa lí tưởng.....	32
2.6. Lựa chọn van bán dẫn MOSFET	33

CHƯƠNG 3. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG.....	35
3.1. Thông số mô phỏng	35
3.2. Trao đổi năng lượng 2 chiều giữa phía áp cao và phía áp thấp	36
3.2.1. Chiều thuận - tăng áp	36
3.2.2. Chiều ngược - giảm áp.....	37
3.3. PV cấp cho tải	38
3.4. PV cấp cho pin và tải	39
3.4. PV cấp cho pin.....	39
KẾT LUẬN	40
TÀI LIỆU THAM KHẢO	41

DANH MỤC HÌNH ẢNH

Hình 1. 1. BBĐ flyback.....	10
Hình 1. 2. BBĐ half-bridge.....	11
Hình 1. 3. BBĐ full-bridge	11
Hình 1. 4. BBĐ cách ly cho PV của hãng Texas Instrument.....	12
Hình 1. 5. Sơ đồ mạch lực BBĐ Current-fed dual active bridge	14
Hình 1. 6. Sơ đồ mạch lực BBĐ Phase-Shifted Full-bridge	15
Hình 1. 7. Chiều dòng điện khi $t < t_0$	15
Hình 1. 8. Chiều dòng điện $t_0 - t_1$	16
Hình 1. 9. Chiều dòng điện $t_1 - t_2$	17
Hình 1. 10. Chiều dòng điện $t_2 - t_3$	17
Hình 1. 11. Chiều dòng điện $t_3 - t_4$	18
Hình 1. 12. Dạng sóng điện áp và dòng điện của bộ biến đổi	19
Hình 2. 1. Lưu đồ tính toán biến áp	21
Hình 2. 2. Biến áp với lớp che làm lệch hướng từ thông	23
Hình 2. 3. Mối quan hệ giữa hệ số công suất và độ dịch pha	26
Hình 2. 4. Dạng sóng điện áp sơ cấp theo thời gian	28
Hình 2. 5. Cách quấn dây không xếp chồng (non-interleaved winding)	32
Hình 2. 6. Biểu diễn biến áp bỏ qua điện trở dây dẫn và điện cảm rò	32
Hình 3. 1. Sơ đồ mạch lực BBĐ Current-fed dual active bridge	35
Hình 3. 2. Điện áp đầu ra, điện áp thứ cấp ,sơ cấp MBA, dòng sơ cấp, thứ cấp, $\theta_1 = \theta_3 = 15^\circ$, $\theta_2 = 27^\circ$ với tải 128Ω	36
Hình 3. 3. Điện áp và dòng trên các van sơ cấp, thứ cấp.....	37
Hình 3. 4. Điện áp đầu ra, điện áp sơ cấp, thứ cấp MBA, dòng sơ cấp, thứ cấp, $\theta_1 = \theta_3 = 15^\circ$, $\theta_2 = 27^\circ$ với tải 6.5Ω	37

Hình 3. 5. Điện áp và dòng trên các van sơ cấp, thứ cấp	38
Hình 3. 6. Điện áp trên tải và dòng I_{dc1} , I_{dc2} , dòng qua tải với $\theta_1 = \theta_3 = 15$, $\theta_2 = 27$ với tải 128Ω	38
Hình 3. 7. Điện áp trên tải, điện áp trên pin, dòng I_{dc1} và I_{dc1} , dòng qua tải với $\theta_1 = \theta_3 = 15$, $\theta_2 = 27$ độ với tải 128Ω	39
Hình 3. 8. Điện áp trên pin , dòng I_{dc1} và I_{dc2} , dòng điện qua pin, $\theta_1 = 30$, $\theta_3 = 10$, $\theta_2 = 27$	39

DANH MỤC BẢNG SỐ LIỆU

Bảng 2. 1. Thông số yêu cầu của bài toán.....	24
Bảng 2. 2. Kí hiệu toán học.....	25
Bảng 2. 3. Thông số kĩ thuật của lỗi	29
 Bảng 3. 1. Thông số mô phỏng	 36

DANH MỤC TỪ VIẾT TẮT

CFDAB	Current-fed dual active bridge	Bộ biến đổi current-fed dual active bridge
PSFB	Phase-shifted Full-bridge	Bộ biến đổi Phase-shifted Full-bridge
PV	Photovoltaic	Năng lượng mặt trời
PWM	Pulse-width modulation	Điều chế độ rộng xung
ZVS	Zero voltage switching	Chuyển mạch điện áp không
MBA		Máy biến áp
BBĐ		Bộ biến đổi

LỜI MỞ ĐẦU

Hiện nay nhu cầu năng lượng của thế giới ngày càng tăng và các nguồn năng lượng tái tạo như mặt trời hay gió đang ngày càng nhận được sự quan tâm đặc biệt trong khi nguyên liệu hóa thạch đang dần cạn kiệt. Nhiều nhà máy và thậm chí các hộ gia đình có nhu cầu nối lưới với nguồn năng lượng tái tạo như điện mặt trời vì khả năng tiết kiệm chi phí dài hạn và thân thiện với môi trường. Năng lượng mặt trời (PV) đang ngày càng phát triển vì bản chất là nguồn năng lượng tự nhiên và lâu dài. Với sự phát triển của khoa học công nghệ, các bộ nguồn xung đang dần thay thế các bộ nguồn tuyến tính vì đặc điểm nhỏ gọn, hiệu suất và mật độ công suất cao,....

Trong nội dung đề án II, chúng em xin phép tìm hiểu về bộ biến đổi Current-fed dual active bridge. Nội dung đề án bao gồm các phần sau:

- Giới thiệu các bộ biến đổi DC/DC cách ly ứng dụng cho PV
- Tính chọn biến áp và phần tử công suất cho bộ biến đổi Current-fed dual active bridge
- Kết quả mô phỏng bằng phần mềm PSIM

Em xin chân thành cảm ơn sự hướng dẫn và giúp đỡ tận tình của thầy giáo TS. Vũ Hoàng Phương trong quá trình làm đề án.

Em xin chân thành cảm ơn!

Hà Nội, ngày 17 tháng 1 năm 2019

Nhóm sinh viên thực hiện

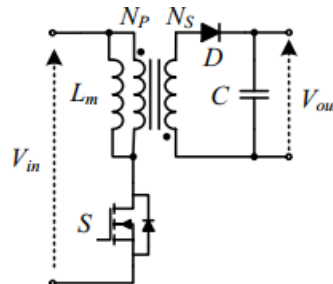
CHƯƠNG 1

GIỚI THIỆU MỘT SỐ BỘ BIẾN ĐỔI DC/DC CÁCH LY ỨNG DỤNG CHO PV

1.1. Các bộ biến đổi cách ly ứng dụng cho PV

Trong nhiều ứng dụng cho PV, ta cần cách ly điện giữa đầu vào và đầu nhằm mục đích an toàn và ổn định. Biến áp xung là giải pháp cách ly không chỉ tiết kiệm về mặt chi phí mà còn có kích cỡ, khối lượng nhỏ và hiệu suất cao hơn biến áp thông thường. Trong số những bộ biến đổi DC/DC cách ly, ứng dụng phổ biến nhất cho PV đó là: BBĐ Flyback, BBĐ Half-bridge, BBĐ Full-bridge.

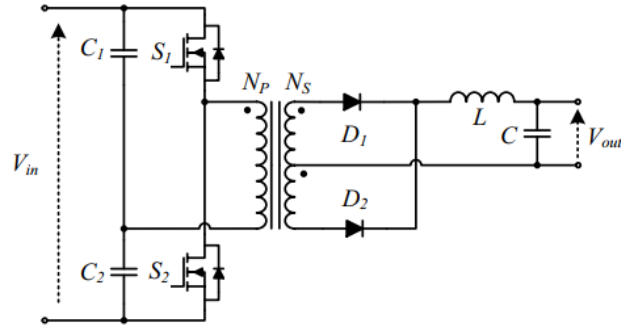
BBĐ Flyback là một phiên bản đơn giản và cách ly của BBĐ buck-boost. Cấu trúc của BBĐ Flyback được biểu diễn trên hình (1.1).



Hình 1. 1. BBĐ flyback

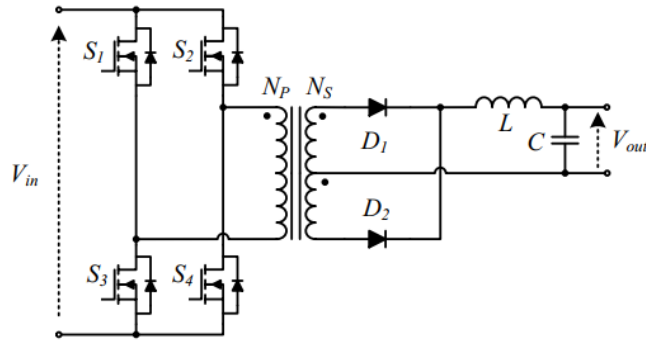
BBĐ này có thể tìm thấy phổ biến ở những ứng dụng công suất nhỏ khoảng từ 50W ~ 100W. Có thể tăng số lượng đầu ra của BBĐ chỉ bằng việc thêm số ít các phần tử (thêm cuộn dây, diode và tụ điện). Tuy nhiên điện áp trên van bán dẫn lớn và lõi biến áp không được sử dụng hết công suất.

BBĐ half-bridge, giống như BBĐ flyback và forward, có thể cấp điện áp lớn hơn hoặc nhỏ hơn điện áp đầu vào và cách ly giữa đầu vào và đầu ra. Mặc dù có cấu trúc phức tạp hơn BBĐ flyback nhưng BBĐ half-bridge có thể cấp đến 500W.



Hình 1. 2. BBD half-bridge

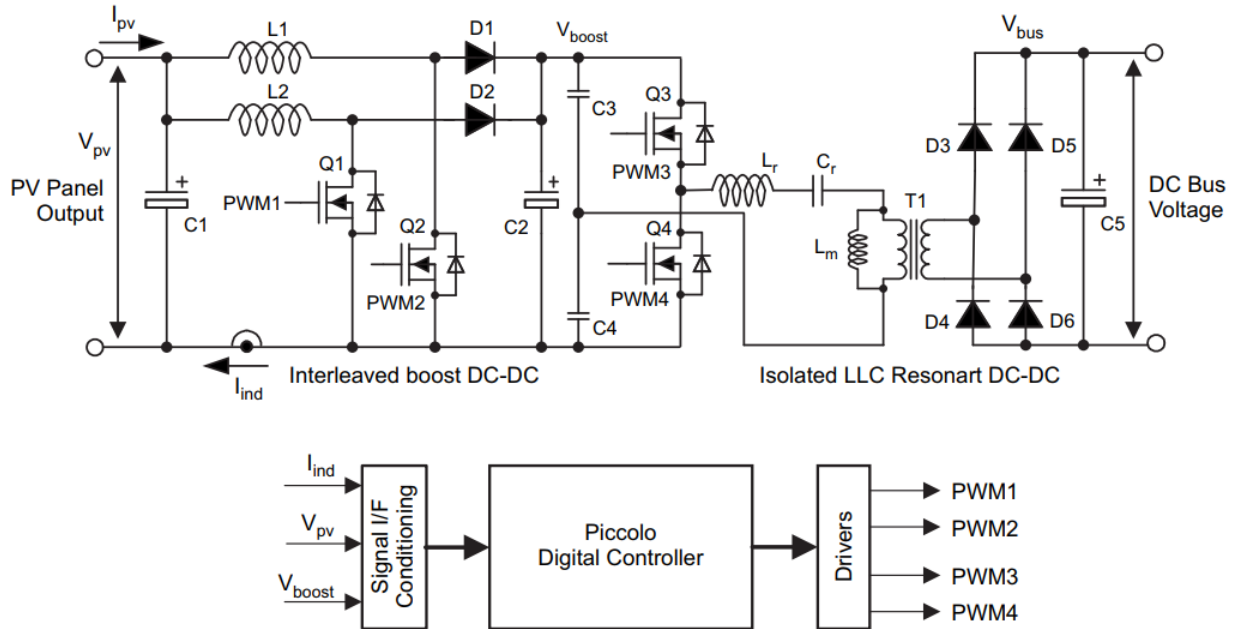
BBD full-bridge dùng cho các ứng dụng yêu cầu công suất trên 100W, half-bridge và full-bridge có máy biến áp sử dụng đường cong từ hóa ở cả hai nửa thay đổi của cảm ứng từ B từ đó có ΔB lớn hơn, biến áp được sử dụng hiệu quả hơn. Giảm tổn thất nhờ khả năng chuyển mạch mềm ở các van sẽ được phân tích ở sau.



Hình 1. 3. BBD full-bridge

Trong phạm vi đề án II, nhóm em xin trình bày về BBD full-bridge và cấu trúc Current – fed dual active bridge (CFDAB) ứng dụng cho hệ thống điện mặt trời nối lên bus DC và mô phỏng vòng hở bộ biến đổi này.

1.2. Giới thiệu bộ biến đổi cách ly cho PV của hãng Texas Instrument



Hình 1. 4. BBD cách ly cho PV của hãng Texas Instrument

Cấu trúc của BBD này gồm 2 tầng. Tầng đầu là bộ biến đổi interleaved boost 2 pha và tầng sau là bộ biến đổi cách ly cộng hưởng LLC half-bridge. BBD DC/DC lấy dòng DC từ tấm PV khi tấm PV làm việc tại điểm truyền công suất tối đa (maximum power transfer point). Yêu cầu của BBD là duy trì đầu ra của tấm pin năng lượng mặt trời, tức là đầu vào của BBD bằng thuật toán MPPT. Việc này được thực hiện ở tầng đầu tiên của BBD. Bộ cách ly cộng hưởng LLC có nhiệm vụ cách ly cho hệ thống.

Cuộn cảm $L1$, MOSFET $Q1$ và diode $D1$ tạo thành 1 tầng tăng áp và $L2$, $Q2$, $D2$ là tầng tăng áp còn lại. Tụ $C2$ ở đầu ra của bộ boost có tác dụng tích trữ năng lượng và cung cấp điện áp cho bộ cộng hưởng LLC.

Tầng cộng hưởng LLC gồm MOSFET $Q3$ và $Q4$, tụ đầu vào $C3$ và $C4$, thành phần cộng hưởng L_r , C_r , biến áp $T1$, chỉnh lưu cầu $D3 \sim D6$ và tụ đầu ra $C5$. Tầng này có tỉ số điện áp là 1 và tạo cách ly điện giữa sơ cấp và thứ cấp.

BBD này được điều khiển bởi vi điều khiển (MCU) C2000. MCU điều khiển phần cứng sử dụng 3 tín hiệu phản hồi và 4 đầu ra PWM. 3 tín hiệu phản hồi gồm điện áp tấm

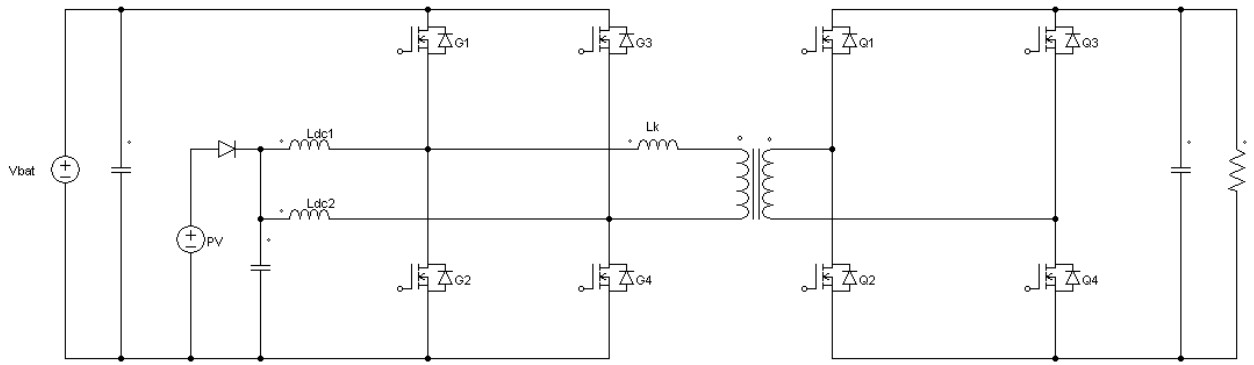
pin năng lượng mặt trời, điện áp đầu ra phần boost và tổng dòng qua L1, L2, từ đó thông qua thuật toán MPPT đưa ra tín hiệu điều khiển các van bán dẫn.

Tuy nhiên, BBĐ của Texas Instrument sử dụng nhiều phần tử bị động nên tổn hao trong mạch còn lớn, thuật toán điều khiển phức tạp. Vì vậy chúng em phân tích cấu trúc Current – fed dual active bridge với những ưu điểm như số lượng phần tử tối giản, tổn hao thấp và hơn nữa là truyền tải năng lượng 2 chiều (bi-directional).

1.3. Bộ biến đổi Current – fed dual active bridge

1.3.1. Cấu trúc của bộ biến đổi Current – fed dual active bridge

Những bộ biến đổi DC/DC hai chiều rất cần thiết cho những hệ thống lưu trữ năng lượng, hệ thống năng lượng tái tạo và xe điện. Do có hệ số khuếch đại điện áp linh hoạt, mật độ công suất cao, tối ưu về giá thành và độ an toàn, BBĐ DC/DC hai chiều đang được sử dụng rộng rãi. Trong số đó có cấu trúc Voltage-fed dual active bridge (voltage-fed DAB) được ưa chuộng. Hệ thống lưu trữ năng lượng sử dụng siêu tụ (ultra-capacitors) và pin (batteries) kết nối với DC bus, yêu cầu điện áp phải được điều chỉnh. Khi sử dụng voltage-fed DAB, nếu tỉ lệ điện áp thay đổi quá lớn, tốc độ biến thiên dòng qua cuộn dây di/dt trong quá trình truyền năng lượng không được duy trì bằng không, do đó dòng hiệu dụng qua cuộn dây không được tối ưu. Với hệ thống tích trữ năng lượng, bộ voltage-fed DAB có độ đập mạch dòng điện lớn sẽ ảnh hưởng đến tuổi thọ của pin. BBĐ current-fed boost có thể sử dụng để làm giảm đáng kể độ đập mạch dòng điện tuy nhiên chỉ trao đổi năng lượng một chiều. Do đó BBĐ Current-fed dual active bridge được đề xuất nhằm khắc phục các nhược điểm nêu trên [1].



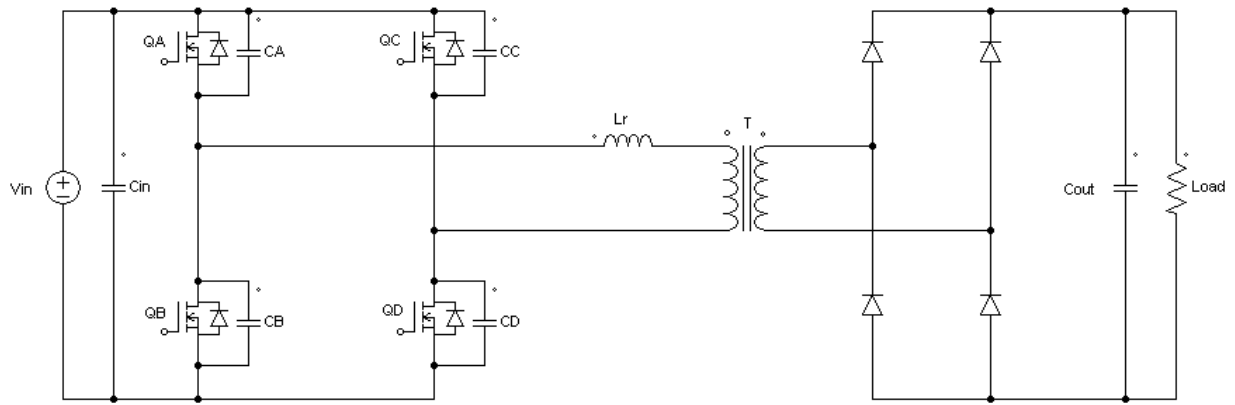
Hình 1. 5. Sơ đồ mạch lực BBD Current-fed dual active bridge

BBĐ Current-fed dual active bridge, là giải pháp rất đáng quan tâm cho ứng dụng năng lượng mặt trời, có cấu trúc gồm 2 cầu H nằm ở 2 bên của biến áp xung và 2 cuộn cảm nối với PV để tạo thành một BBĐ interleaved boost. BBĐ CFDAB có khả năng trao đổi năng lượng 2 chiều do sử dụng cầu H phía thứ cấp thay vì diode như các BBĐ truyền thống. Cấu trúc này được ứng dụng vì:

- Số lượng phần tử ít
- Thành phần lọc có cấu tạo nhỏ
- Tổn hao chuyển mạch thấp
- Có khả năng chuyển mạch mềm với một số hạn chế
- Mật độ công suất cao
- Hiệu suất cao
- Khả năng hoạt động ở chế độ buck và boost
- Trao đổi năng lượng 2 chiều

1.3.2. Phân tích chuyển mạch dịch pha

Vì BBĐ CFDAB tạo nên bởi 2 cầu H và sử dụng nguyên lý dịch pha nên chúng em sẽ phân tích quá trình chuyển mạch dịch pha của 1 cầu H của BBĐ Phase-shifted Full-bridge (PSFB).

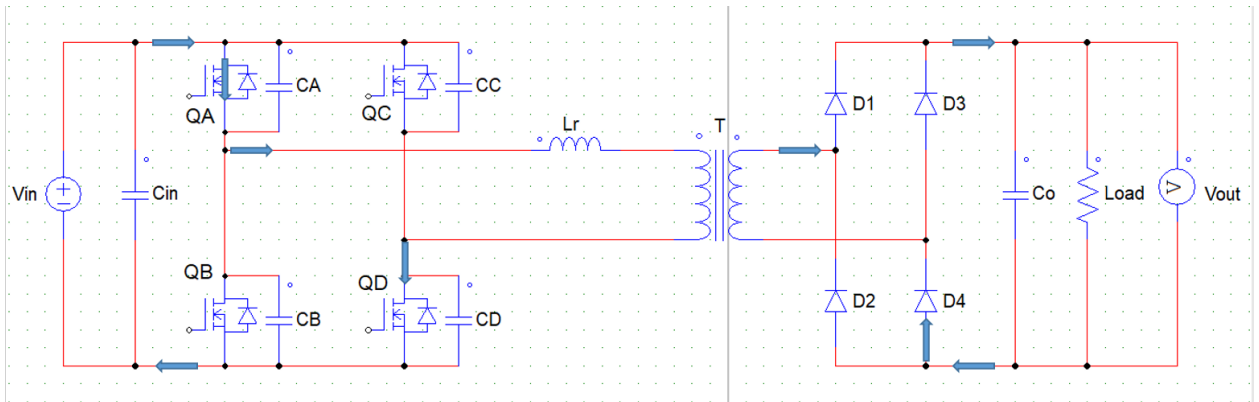


Hình 1. 6. Sơ đồ mạch lực BBD Phase-Shifted Full-bridge

Các van trong bộ PSFB được điều chỉnh khác với các bộ biến đổi không cộng hưởng khác. Kỹ thuật này sử dụng nhờ các phần tử kí sinh của cấu trúc van mosfet. Cấu trúc mạch gồm 4 khóa đóng cắt gọi là Q_A , Q_B , Q_C , Q_D và được chia ra làm 2 “cặp chân”, Cặp chân phải và cặp chân trái. Mỗi van đều có body diode và tụ kí sinh, để làm rõ chính xác từng phần tử và dòng điện đi qua chúng trong các giai đoạn chuyển mạch [2].

- **Mốc thời gian đầu tiên ($t < t_0$)**

$$Q_A = ON, Q_D = ON$$

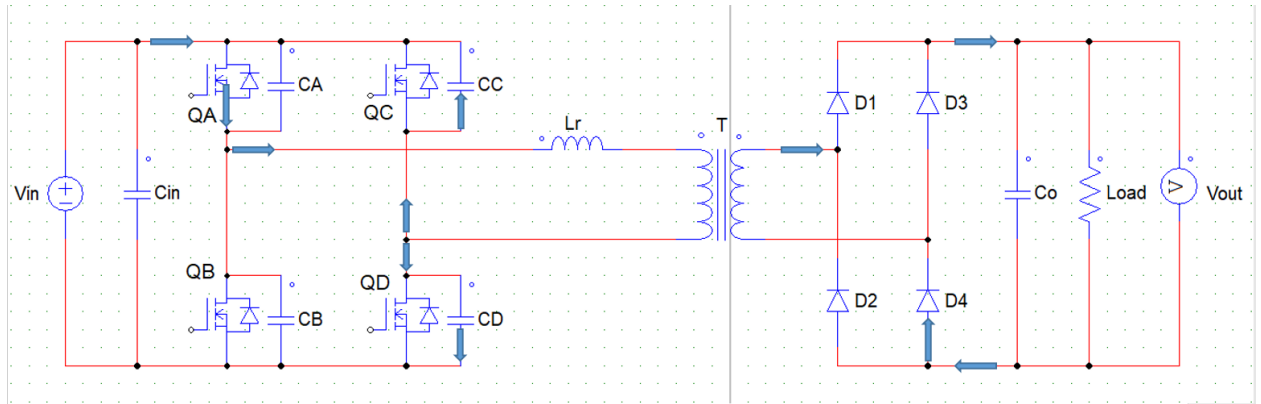


Hình 1. 7. Chiều dòng điện khi $t < t_0$

Quá trình dịch pha bắt đầu với việc kết thúc chu kì truyền năng lượng. Truyền năng lượng xảy ra khi công suất được đưa đến tải và cặp van chéo nhau cùng dẫn. Coi dòng sơ cấp là $I_p(t(0))$.

- **Chuyển mạch chân phải (right leg) ($t_0 \rightarrow t_1$)**

$$Q_A = ON, Q_D = OFF, C_C = \downarrow, C_D = \uparrow$$



Hình 1. 8. Chiều dòng điện t_0-t_1

Dòng sơ cấp tại t_0 là $I_p(t(0))$ đang được dẫn qua Q_A và Q_D . Ngay khi tại t_0 , van Q_D cắt bởi mạch điều khiển để bắt đầu chuyển mạch cộng hưởng của chân phải của bộ biến đổi.

Dòng sơ cấp được duy trì tại $I_p(t(0))$ bởi cuộn cảm cộng hưởng của mạch sơ cấp (thường là điện cảm rò của máy biến áp). Trong thực tế, khó có thể điều khiển chính xác điện cảm rò của MBA với khoảng ZVS chấp nhận được, vì thế cần có cuộn dây shim để điều khiển độ chính xác. Trường hợp khác, điện cảm rò của MBA quá thấp để đáp ứng thời gian chuyển mạch nên cần dùng thêm cuộn dây để điều chỉnh điện cảm cộng hưởng.

Với Q_D cắt, dòng sơ cấp giữ nguyên chiều nhờ tụ của van Q_D . Tụ C_D được nạp từ 0 V lên V_{in+} . Cùng lúc đó, tụ của MBA C_{xfmr} và tụ của van Q_C xả vì điện áp cực Source tăng từ V_{in-} đến V_{in+} . Quá trình này khiến cho van Q_C không có điện áp ở cực Drain-Source khi đóng van do đó giúp giảm tổn thất và đạt ZVS.

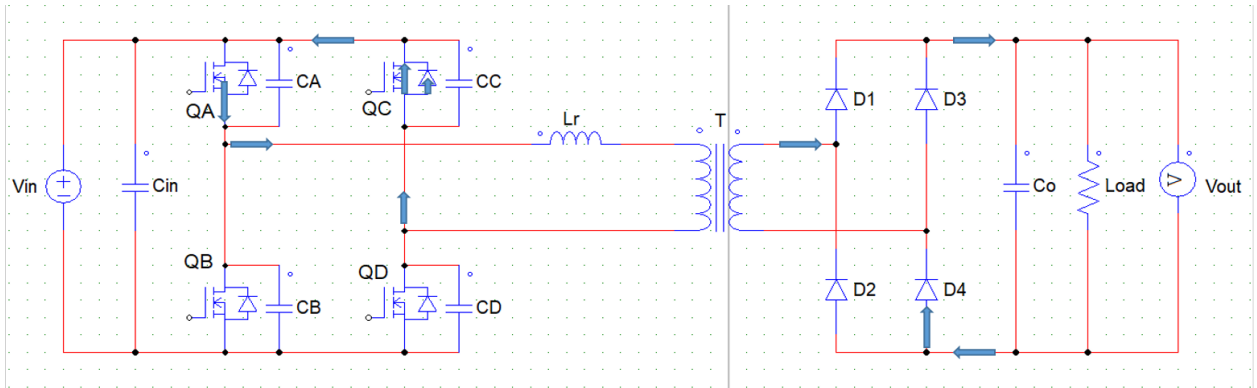
Dòng qua sơ cấp có thể coi là xấp xỉ $I_p(t(0))$. Thay đổi khi cộng hưởng có thể bỏ qua vì không đáng kể khi so với dòng đầy tải.

Trong quá trình chuyển mạch chân phải, điện áp sơ cấp của MBA giảm từ V_{in} xuống 0. Không có điện áp bên phía thứ cấp và không có năng lượng được truyền qua MBA (trường hợp lý tưởng). Cần chú ý là chuyển mạch cộng hưởng không chỉ quyết định tốc độ

thay đổi thay đổi điện áp sơ cấp và thứ cấp dV/dt mà còn ảnh hưởng đến tốc độ thay đổi dòng của bộ lọc đầu ra dI/dt .

- **Giai đoạn freewheeling ($t_1 \rightarrow t_2$)**

$$Q_A = ON, Q_C = ON, D_C = ON$$

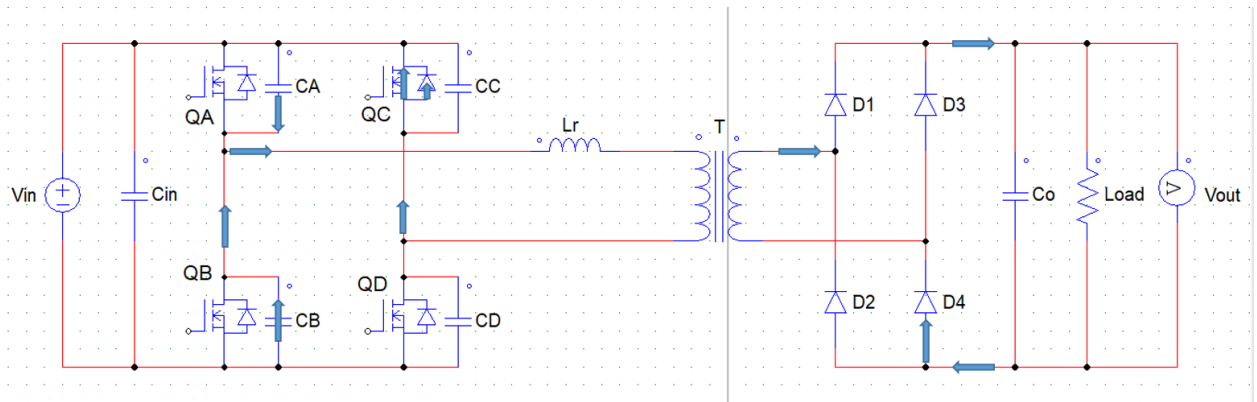


Hình 1. 9. Chiều dòng điện t_1-t_2

Khi chuyển mạch chân phải đã xong, dòng sơ cấp chạy từ Q_A qua diode của van Q_C . Dòng giữ nguyên giá trị cho đến giai đoạn chuyển mạch sau (giả sử các phần tử lý tưởng). Van Q_C có thể đóng lúc này giúp chuyển hướng dòng từ body diode sang van nhằm giảm tổn thất khi dẫn dòng (dòng dẫn trên diode tổn thất lớn hơn trên van). Mặc dù dòng trên van Q_C chạy ngược so với bình thường (source $\rightarrow$ drain), Q_C dẫn dòng qua cả van và diode.

- **Chuyển mạch chân trái ($t_2 \rightarrow t_3$)**

$$Q_A = OFF, Q_C = ON, D_C = ON, C_B = \downarrow, C_A = \uparrow$$



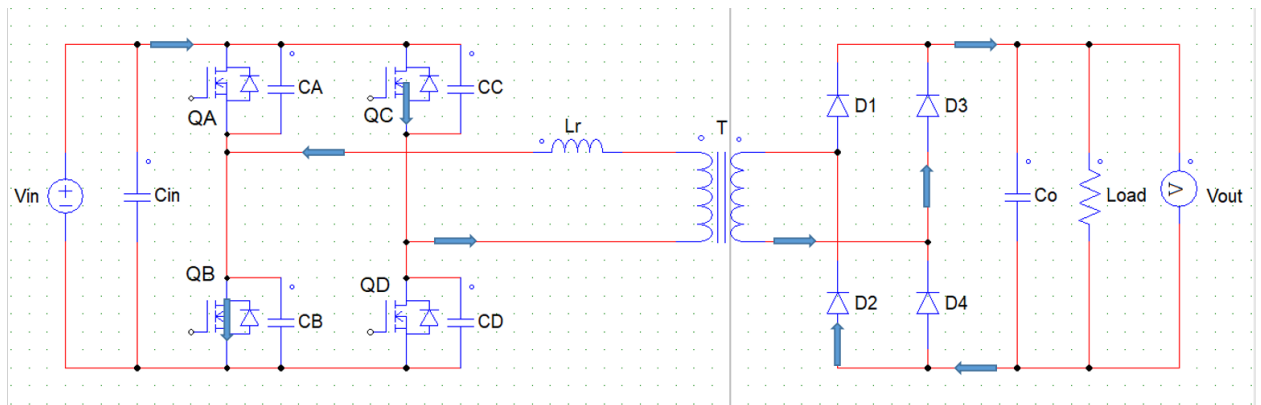
Hình 1. 10. Chiều dòng điện t_2-t_3

Tại t_2 , dòng dư sơ cấp nhỏ hơn $I_p(t_0)$ một ít do tổn thất. Van Q_C đã được đóng trước đó và Q_A bây giờ sẽ được cắt. Dòng sơ cấp sẽ tiếp tục chạy theo hướng cũ nhưng qua tụ của van Q_A . Chiều của dòng khiến cho V_{ds} của Q_A tăng và đưa điện áp cực S từ V_{in+} xuống V_{in-} . Khi đó trên van Q_B có điện áp bằng 0, tạo điều kiện chuyển mạch ZVS.

Chân trái (left leg) yêu cầu nhiều thời gian chuyển mạch hơn chân phải (right leg). Tổn thất dẫn dòng trên van, cuộn dây MBA và các mối nối gây sụt áp. Năng lượng tích trữ trong cuộn dây cộng hưởng và điện cảm từ hóa khó giữ được điện áp 0, cộng thêm với tổn thất trong giai đoạn chuyển mạch trước, giảm dòng sơ cấp xuống dưới giá trị ban đầu là $I_p(t_0)$, do đó khiến chuyển mạch chân trái lâu hơn chân phải.

- **Giai đoạn truyền năng lượng ($t_3 \rightarrow t_4$)**

$$Q_B = ON, Q_C = ON$$



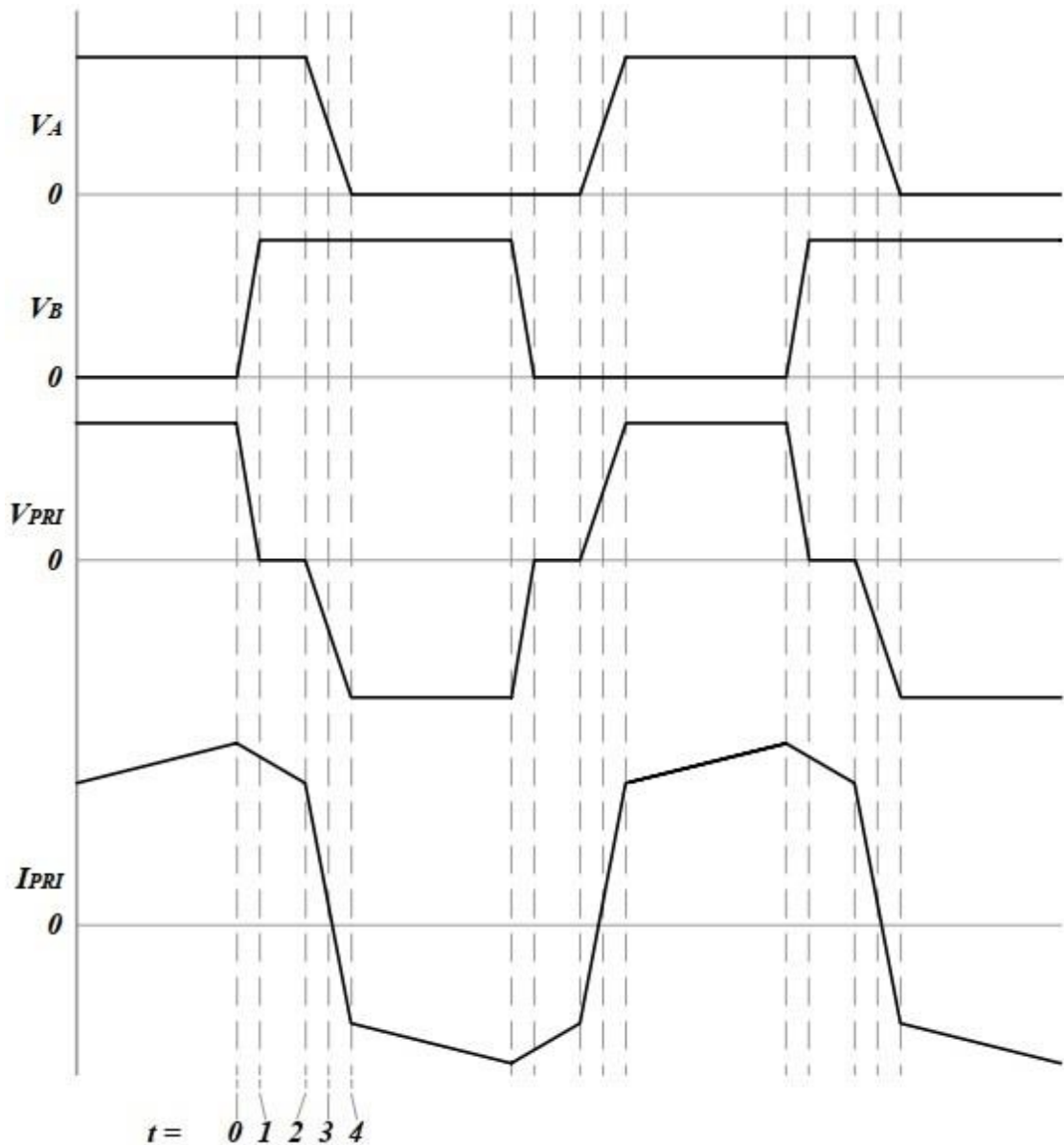
Hình 1. 11. Chiều dòng điện t_3-t_4

Giai đoạn chuyển mạch này giống những bộ nguồn xung khác khi cặp van chéo nhau cùng đóng. Điện áp sơ cấp của biến áp nhận giá trị V_{in} . Dòng sơ cấp và thứ cấp tăng dần lên phụ thuộc vào V_{in} và cuộn dây nối tiếp ở sơ cấp. Thời gian ON của 2 van là hàm giữa (V_{in} , V_o và N (tỉ số vòng dây biến áp)), tương tự như các bộ biến đổi khác.

- **Cắt van (t_4)**

Kết thúc chu kì đóng cắt tại t_4 khi cắt Q_C . Dòng không chạy qua Q_C nữa nhưng tiếp tục qua tụ kí sinh C_C . Điện áp drain to source tăng từ 0 lên V_{in} . Tụ kí sinh của van Q_D cùng lúc đó xả thông qua dòng sơ cấp. Khi đó điện áp drain to source của Q_D bằng 0. Để đơn

giản hóa, dòng điện được coi không đổi. Cặp van đôi xứng đối chiều với phương thức hoạt động tương tự đã được nêu ở trên.



Hình 1. 12. Dạng sóng điện áp và dòng điện của bộ biến đổi

Trong đó V_A , V_B là điện thế ở 2 đầu máy biến áp, V_{pri} và I_{pri} là điện áp và dòng điện phía sơ cấp.

CHƯƠNG 2

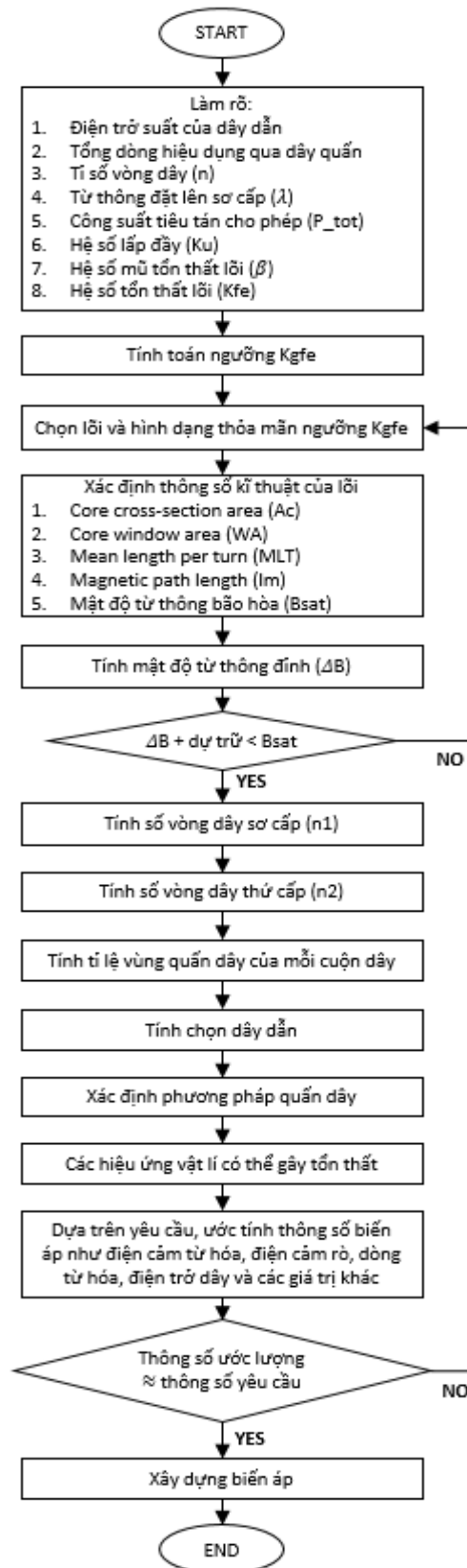
TÍNH CHỌN MẠCH LỰC CHO BỘ BIẾN ĐỔI CURRENT-FED DUAL ACTIVE BRIDGE

2.1. Xác định phương hướng thiết kế

2.1.1 Biến áp làm nhiệm vụ cách ly cho bộ biến đổi

Biến áp là thành phần không thể thiếu nhằm cách ly điện giữa lưới điện và thiết bị lưu trữ năng lượng. Thiết kế một biến áp công suất tần số cao dựa trên sự đánh đổi giữa các thông số như lõi biến áp, tỉ số vòng dây, tần số hoạt động, số vòng dây, hiệu suất, công suất đầu ra, cân nặng, chi phí và diện tích. Hoạt động ở tần số cao gây ra các vấn đề trong thiết kế biến áp bởi vì sự gia tăng đáng kể của các hiệu ứng như: tổn thất trong lõi, điện cảm rò và điện dung cuộn dây.

Để có thể điều khiển dòng của bộ DAB một cách hợp lí, cần phải thiết kế điện cảm rò với giá trị mong muốn [3]. Nếu nối nối tiếp một cuộn cảm với biến áp thì sẽ tăng diện tích mạch, chi phí và tổn thất trên phần tử từ, trong khi đó có giải pháp khả thi khác là thiết kế biến áp xung đạt được các thông số yêu cầu để tối ưu chi phí nhờ ít yêu cầu phần cứng hơn và khả năng điều khiển tốt hơn. Các bước để thực hiện thiết kế biến áp xung được thể hiện trên hình sau:



Hình 2. 1. Lưu đồ tính toán biến áp

2.1.2. Điện cảm rò

Điện cảm rò của biến áp (L) là thành phần có tính cảm được phân bố trên các vòng dây của biến áp và gây ra từ trường bất cân đối giữa cuộn sơ cấp và thứ cấp. Thông số này ảnh hưởng xấu đến hiệu suất của biến áp do tổn hao tăng và yêu cầu dòng từ hóa cao hơn, nó liên quan đến năng lượng của từ trường của cuộn dây. Năng lượng này được tính bởi công thức trung bình (1), trong đó μ là độ từ thẩm của môi trường, V là thể tích, H là cường độ từ trường và I là dòng qua cuộn dây [4].

$$\frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2} \int_{V_w} \mu H^2 dV \quad (1)$$

Từ (1), có thể nhận thấy điện cảm rò phụ thuộc vào một vài thông số hình học của lõi. Do đó để ước lượng được giá trị của L, ta có công thức xấp xỉ cho điện cảm rò [5]:

$$L \approx \frac{\mu_o n_1^2 MLT}{p^2 h_w} \left(\frac{b_{cu}}{3} + b_i \right) \quad (2)$$

Trong đó p là tỉ số vòng dây, n_1 là số vòng dây sơ cấp, MLT là số vòng trên đơn vị dài, h_w là chiều cao khe hở lõi, b_{cu} là tổng chiều rộng của đồng trong khe cuộn dây, b_i là độ dày lớp cách điện giữa các cuộn dây.

2.1.3. Điện cảm rò trong bộ DAB

Điện cảm rò gây ra gai điện áp trong quá trình truyền dẫn có thể phá hỏng các phần tử công suất như MOSFETs. Gai điện áp luôn xuất hiện ở sườn lên của dạng sóng điện áp trên phần tử đóng cắt. Do điện cảm rò và điện trở vòng dây của biến áp xung phụ thuộc vào nhau nên nếu Lk tăng cũng gây tăng điện trở vòng dây và do đó hiệu suất của biến áp bị ảnh hưởng [6]. Trong khi giá trị điện cảm rò thấp gây ra sự bất ổn định khi điều khiển dòng nhỏ thì giá trị điện cảm rò lớn sẽ giới hạn khả năng truyền công suất của biến áp [6]. Do đó, khi thiết kế biến áp, ta cần phải cân nhắc giữa 2 đại lượng là điện cảm rò và tổn thất trên cuộn dây [6].

2.1.4. Điều chỉnh giá trị điện cảm rò

Để điều chỉnh giá trị điện cảm rò, ta cần điều chỉnh từ thông rò [7]. Chất liệu lõi, cấu trúc hình học, số vòng dây là những đại lượng gây ra sự thay đổi của thiết kế quấn dây, sự sắp xếp và công thức tính toán từ thông rò [7]. Ở phương trình (2), ta thấy rằng điện cảm rò có thể điều chỉnh bởi cường độ từ trường (H) trong vùng quấn dây, số lượng vòng dây (Vw) và/hoặc từ thẩm của môi trường quấn dây (μ) [4].

Một vài thí nghiệm đã được thực hiện ở [4], một lớp rò có độ từ thẩm cao được thêm vào giữa các lớp dây giúp tăng từ trường rò xung quanh và do đó tăng điện cảm rò. Một thí nghiệm khác được thực hiện ở [6]. Họ đã thực hiện việc sắp xếp các cuộn dây bất đối xứng và sử dụng 1 lớp che (a flux diverter caps) làm từ một lượng nhỏ ferrite có tác dụng làm lệch hướng từ thông. Mục đích của việc này là làm sao để đạt được giá trị điện cảm mong muốn mà giữ cho tổn thất trên dây ở mức chấp nhận được. Trong thí nghiệm này, điện cảm rò tăng lên mà không ảnh hưởng tới điện trở cuộn dây.



Hình 2. 2. Biến áp với lớp che làm lệch hướng từ thông

2.2. Yêu cầu đặt ra của bài toán

Kí hiệu	Mô tả	Giá trị
P_N	Công suất tác dụng	5kW
V_{in}	Điện áp vào	100-200V
V_o	Điện áp đầu ra	800V
C_{in}	Tụ đầu vào	10uF
C_o	Tụ phía áp cao	30uF
C_d	Tụ phía áp thấp	80uF
f_s	Tần số đóng cắt	50kHz

Bảng 2. 1. Thông số yêu cầu của bài toán

Sau đây là bảng kí hiệu dùng trong các phép toán:

Kí hiệu	Mô tả
n	Tỉ số vòng dây biến áp
n_1 / n_2	Số vòng dây sơ cấp / thứ cấp
f_s	Tần số đóng cắt
$T_s = 1/f_s$	Chu kì đóng cắt
V_1	Điện áp vào cầu sơ cấp
V_2	Điện áp ra cầu thứ cấp
v_{ac1}	Điện áp sơ cấp biến áp
v_{ac2}	Điện áp thứ cấp biến áp
d	Tỉ lệ dịch pha giữa 2 cầu
L	Điện cảm rò của biến áp
L_m	Điện cảm từ hóa của biến áp

P_D	Công suất tác dụng
-------	--------------------

Bảng 2. 2. Kí hiệu toán học

2.3. Phân tích chế độ xác lập của bộ biến đổi Current-fed Dual active bridge

Ở [8], công suất truyền đi P_D có thể điều khiển được bằng cách thay đổi giá trị dịch pha (d) giữa sơ cấp và thứ cấp:

$$P_D = \frac{nV_1V_2T_s d(1-d)}{2L} \quad (3)$$

Từ [9], ta có công thức xác định độ đập mạch dòng điện I phía điện áp cao:

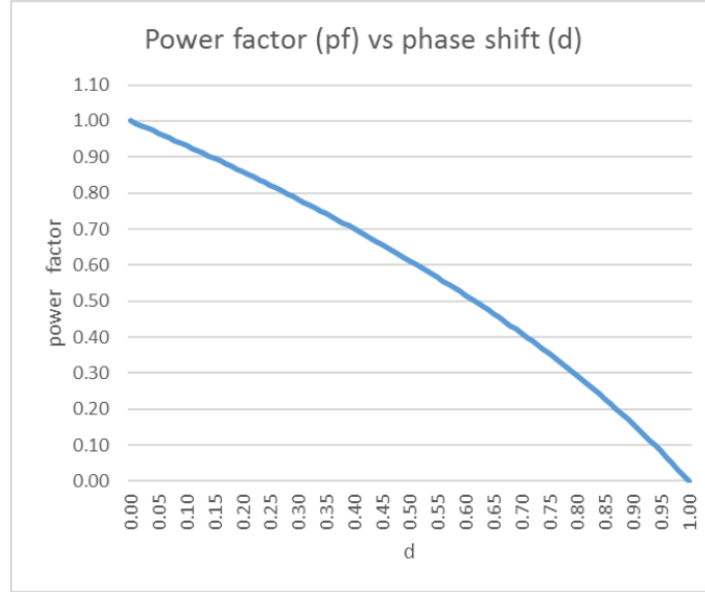
$$\Delta I = P_D \frac{(V_1 + nV_2(2d-1))}{nV_1V_2d(1-d)} \quad (4)$$

Có thể thấy giá trị này phụ thuộc vào công suất tác dụng, điện áp sơ cấp và thứ cấp và độ dịch pha.

Trong [8], phương trình biểu diễn hệ số công suất pf của bộ DAB phụ thuộc vào dịch pha:

$$pf = (1-d) \sqrt{\frac{3}{3-d}} \quad (5)$$

Đây là một đại lượng quan trọng được biểu diễn trên hình sau:



Hình 2. 3. Mối quan hệ giữa hệ số công suất và độ dịch pha

Để tận dụng tối đa khả năng của biến áp, BBD DAB cần được thiết kế để hoạt động với độ dịch pha nhỏ [8]. Do đó hệ số công suất sẽ cao hay nói cách khác tỉ lệ giữa công suất tác dụng với công suất toàn phần cao. Nếu $d_{\max} = 0.15$, hệ số công suất sẽ là 0.9 hoặc lớn hơn, nếu $d_{\max} = 0.28$, hệ số công suất sẽ là 0.8 hoặc lớn hơn. Tuy nhiên tại giá trị dịch pha 0.4, pf nhỏ hơn 0.7 và khi đó, công suất phản kháng lớn gây ra những hiện tượng không mong muốn như là vượt quá công suất tác dụng [8]. Trong mô phỏng, ta sử dụng $d = 0.15$ để đạt hệ số công suất 0.9.

Về việc chọn tỉ số vòng dây, ta cần đạt được điện áp ra cao nhất, do đó:

$$n = \frac{V_1}{V_2} = \frac{800}{200} = 4 \quad (6)$$

Ở đây ta dùng V_1, V_2 ngược với giả thiết đặt ra để phù hợp với các tính toán sau này. Khi đã xác định được n , ΔI có thể được xác định bởi công thức (4), từ tài liệu [9], ta sử dụng $V_2 = 0.75V_{2\max} = 150V$ để xác định ΔI . Suy ra

$$\Delta I = 5000 \times \frac{(800 + 4 \times 150 \times (2 \times 0.15 - 1))}{4 \times 800 \times 150 \times 0.15 \times (1 - 0.15)} = 31.05 A \quad (7)$$

Vì vậy, công suất tác dụng được đảm bảo trong trường hợp điện áp trung bình. Giá trị điện cảm rò có thể xác định từ công thức sau:

$$L = \frac{T_s}{2\Delta I} (V_1 + nV_2(2d - 1)) \quad (8)$$

Ta có $f_s = \frac{1}{T_s}$, phương trình trên trở thành:

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{2f_s\Delta I} (V_1 + nV_2(2d - 1)) \\ &= \frac{1}{2 \times 50000 \times 31.05} (800 + 4 \times 150(2 \times 0.15 - 1)) = 122 \text{ } (\mu H) \end{aligned} \quad (9)$$

2.4. Tính toán thông số biến áp

Thiết kế biến áp xung khó hay dễ phụ thuộc vào những thông số yêu cầu đặt ra của bài toán bởi vì có nhiều đại lượng cần điều chỉnh và tối ưu cẩn thận. Có nhiều phương pháp thiết kế biến áp xung hiện nay. Ví dụ như trong [7] trình bày phương pháp xác định A_p , dựa trên hằng số hình học của lõi (K_g). Trong [3] trình bày một phương pháp khái quát hơn, dựa trên hằng số hình học (K_{gfe}) để đo hiệu quả của kích cỡ lõi từ trong các thiết kế BAX. Phương pháp này cho phép xác định mật độ từ thông làm việc để giảm tối đa tổn hao công suất trên lõi và dây [3]. Phương pháp áp dụng trong đồ án này là dựa trên K_{gfe} . Thiết kế biến áp tuân theo các bước ở lưu đồ hình (2.1).

Đầu tiên, ta cần liệt kê ra những thông số cơ bản:

- a) Vì tần số đóng cắt chọn là 50kHz nên chọn lõi ferrite [7].
- b) Dây quấn chất liệu đồng nên có điện trở suất của dây là $1.72e-6 \text{ } \Omega\text{cm}$
- c) Đối với tổng giá trị hiệu dụng dòng điện, ta có công thức sau:

$$I_{tot} = \frac{n_1}{n_1} I_1 + \frac{n_2}{n_1} I_2 = I_1 + \frac{1}{n} I_2 \quad (10)$$

Dòng hiệu dụng sơ cấp ($I_1 = I_{in\ rms}$) tính từ công thức với công suất tác dụng tối đa 5kW tại độ dịch pha tối đa $d = 0.15$, với $V_1 = 800V, n = 4, f_s = 50kHz, V_2 = 150V (= 75\% V_{2max})$

$$I_{in\ rms} = \sqrt{\frac{T_s^2 V_1^2 d^2}{4L^2} \left(\frac{3-2d}{6} \right)} \quad (11)$$

$$= \sqrt{\frac{800^2 \times 0.15^2}{4 \times (122 \times 10^{-6})^2 \times 50000^2} \left(\frac{3-2 \times 0.15}{6} \right)} = 6.6\ A$$

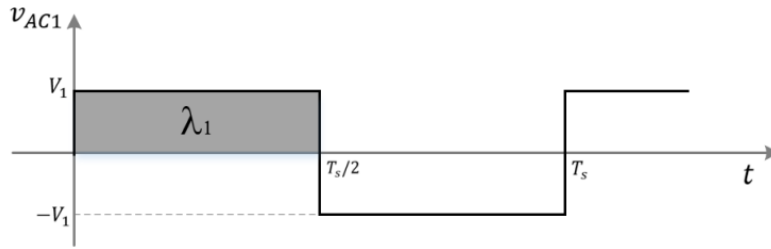
Nhân với tỉ số vòng dây ta có dòng hiệu dụng thứ cấp I_2 bằng:

$$I_2 = nI_1 = 4 \times 6.6 = 26.4\ A \quad (12)$$

Do đó, tổng giá trị hiệu dụng dòng điện bằng:

$$I_{tot} = 6.6 + \frac{1}{4} 26.4 = 13.2\ A \quad (13)$$

d) Ở hình (2.4) có thể thấy từ thông đặt lên phía sơ cấp (λ_1) cho dạng sóng vuông ở phía cầu HV.



Hình 2. 4. Dạng sóng điện áp sơ cấp theo thời gian

$$\lambda_1 = V_1 \times \frac{T_s}{2} = 800 \times \frac{1}{2 \times 50000} = 0.008\ V.s \quad (14)$$

e) Vì công suất tối đa của hệ thống là 5kW, ta coi công suất tiêu tán trên biến áp là 50W và hệ số tối ưu cửa sổ (window utilization factor) $K_u = 0.3$ là giá trị được khuyến dùng trong [7] cho lõi ferrite. Lũy thừa tổn thất (β) được đặt bằng 2.6, dựa trên tài liệu [3] cho lõi ferrite.

f) Để tính toán tổn hao lõi (P_{fe}) ta cần biết giá trị hệ số tổn hao K_{fe} . K_{fe} tăng khi tần số đóng cắt tăng. Sử dụng thông số từ các nhà cung cấp, K_{fe} sẽ được chọn theo tần số 50kHz. Lõi N97 được chọn với giá trị tổn thất là 4.4W/set.

Bước tiếp theo ta tính ngưỡng của K_{gfe}

$$K_{gfe_{thres}} = \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2 K_{fe}^{2/\beta}}{4K_u(P_{tot})^{(\frac{\beta+2}{\beta})}} 10^8 \quad (15)$$

Do đó:

$$K_{gfe_{thres}} = \frac{(1.72 \times 10^{-6})(0.008)^2(13.2)^2(4.4)^{(\frac{2}{2.7})}}{4(0.3)(50)^{(\frac{2.7+2}{2.7})}} 10^8 = 0.0053 \quad (16)$$

Sau đó ta cần tìm một lõi và hình dáng cụ thể có giá trị K_{gfe} lớn hơn giá trị ngưỡng vừa tính được. Từ nhà cung cấp Ferroxcube, ta chọn E100/60/28 với cấu trúc vật lí như sau:

Thông số	E100/60/28-N97
Core cross-sectional area (A_c)	7.35 cm ²
Core window area (W_A)	6.9 cm ²
Mean length per turn (MLT)	21.1 cm
Magnetic path length (l_m)	27.4 cm

Bảng 2. 3. Thông số kĩ thuật của lõi

Thông thường nhà cung cấp không trực tiếp đưa giá trị K_{gfe} nhưng có thể tính được thông qua các đại lượng khác

$$K_{gfe} = \frac{W_A(A_c)^{(\frac{2(\beta-1)}{\beta})}}{(MLT)l_m^{\frac{2}{\beta}}} \left(\left(\frac{\beta}{2} \right)^{-\left(\frac{\beta}{\beta+2}\right)} + \left(\frac{\beta}{2} \right)^{-\left(\frac{2}{\beta+2}\right)} \right)^{-\left(\frac{\beta+2}{\beta}\right)} \quad (17)$$

Công thức trên có thể viết lại thành:

$$K_{gfe} = \frac{W_A(A_C)^{\left(\frac{2(\beta-1)}{\beta}\right)}}{(MLT)l_m^{\frac{2}{\beta}}} u(\beta) \quad (18)$$

Với $\beta = 2.7$, nên $u(\beta) = 0.305$ theo [3].

Vậy $K_{gfe} = 0.106$

Kết quả cho thấy $K_{gfe} \geq K_{gfethres}$. do đó việc lựa chọn lõi đã xong. Ta tính độ biến thiên từ thông (peak ac flux) :

$$\Delta B = \left(10^8 \frac{\rho \lambda_1^2 I_{tot}^2}{2K_u} \frac{MLT}{W_A A_C^3 l_m} \frac{1}{\beta K_{fe}} \right)^{\frac{1}{\beta+2}} \quad (19)$$

$$\Delta B = 0.14 \text{ T}$$

Có thể thấy là giá trị của ΔB thấp hơn $B_{sat} = 0.4\text{T}$ của vật liệu ferrite N97. Hơn nữa, có chênh lệch vừa đủ giữa 2 giá trị ΔB và B_{sat} . Điều này rất quan trọng bởi vì khả năng lõi biến áp bị bão hòa thấp.

Tính số vòng dây sơ cấp:

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2\Delta B A_C} \cdot 10^4 = \frac{0.008}{2(0.14 \text{ T})(7.35 \text{ cm}^2)} 10^4 = 38.87 \text{ (vòng)} \quad (20)$$

Vì số vòng dây phải là số nguyên nên ta chọn $n_1 = 40$ vòng. Do đó giá trị mới $\Delta B = 0.136$ chấp nhận được. Tiếp theo ta tính số vòng dây thứ cấp:

$$n_2 = \frac{n_1}{n} = \frac{40}{4} = 10 \text{ (vòng)} \quad (21)$$

Dựa trên các bước tiến hành của lưu đồ hình (2.1), bước tiếp theo là tính toán tỉ lệ vùng quấn dây cho mỗi cuộn dây (fraction of window area allocated to each winding). Tỉ lệ này được tính:

$$\alpha_1 = \frac{n_1 I_1}{n_1 I_{tot}} = \frac{6.6}{13.2} = 0.5 \quad (22)$$

$$\alpha_2 = \frac{n_2 I_2}{n_1 I_{tot}} = \frac{10(26.4)}{40(13.2)} = 0.5 \quad (23)$$

Rõ ràng là α_1 và α_2 bằng nhau vì phía thứ cấp chỉ có một cuộn dây. Tỷ lệ này có thể thay đổi khi phía thứ cấp có nhiều hơn một cuộn dây.

Để tính toán kích cỡ dây, ta có:

$$A_{w1} \leq \frac{\alpha_1 K_u W_A}{n_1} = \frac{0.5(0.3)(6.9 \text{ cm}^2)}{40} = 0.0259 \quad (24)$$

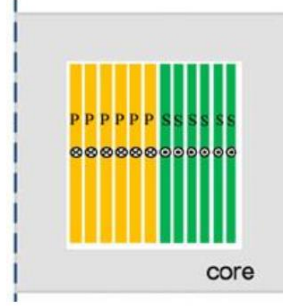
$$A_{w2} \leq \frac{\alpha_1 K_u W_A}{n_2} = \frac{0.5(0.3)(6.9 \text{ cm}^2)}{10} = 0.1035 \quad (25)$$

Cỡ dây chọn theo phụ lục D của [21], và ta chọn sơ cấp dây AWG #14 có tiết diện $20.02 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$, chọn thứ cấp dây AWG #9 có tiết diện $66.32 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$. Tuy nhiên, hiệu ứng lân cận sẽ xuất hiện và gây tổn hao đáng kể. Hiệu ứng bề mặt cũng cần chú ý đến vì tần số tối đa của lõi đồng đặc của dây #9 chỉ là 2050Hz [10]. Do đó có một số phương án giải quyết: quấn chồng các lớp dây, dùng dây Litz (giảm hiệu ứng bề mặt và hiệu ứng lân cận) hoặc chập nhiều sợi dây nhỏ quấn song song [3]. Ta chọn cách thứ 3 vì giá thành rẻ và dễ thực hiện. Để tính số sợi dây chập vào, ta lấy tỷ lệ tiết diện 2 dây ở trên:

$$m = \frac{66.32 \times 10^{-3}}{20.02 \times 10^{-3}} = 3.3 \quad (26)$$

Vậy ta chập 2 sợi dây AWG #14 vào với nhau phía sơ cấp, 5 sợi dây AWG #14 phía thứ cấp để đảm bảo dòng chạy qua.

Cách quấn dây cũng quyết định đến giá trị cao thấp của điện cảm rò của biến áp. Một vài nghiên cứu đã kết hợp nhiều kiểu sắp xếp dây khác nhau cũng như là điều chỉnh lõi bằng cách thêm lớp làm chệch hướng từ thông [6] hoặc thêm lớp rò [11]. Do mức độ phức tạp của việc điều chỉnh lõi biến áp, ta thực hiện việc sắp xếp dây. Ở [12] đã phân tích 4 cách xếp dây và điện cảm rò và kết quả mô phỏng đã được trình bày. Có thể thấy là điện cảm rò cao nhất đạt được khi cuộn sơ cấp và thứ cấp không chồng vào nhau. Do đó ta chọn phương pháp quấn dây này cho biến áp.

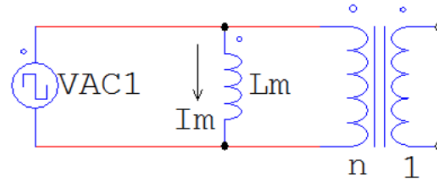


Hình 2. 5. Cách quấn dây không xếp chồng (non-interleaved winding)

Một vấn đề cần quan tâm nữa đó là độ dày của lớp cách điện. Ở [7] cho thấy khi độ dày lớp cách điện tăng thì điện cảm rò cũng tăng theo. Trong thực tế, khi thực hiện xây dựng biến áp ta cần thêm nhiều lớp cách điện. Để tránh bão hòa lõi từ, ta thêm một khe hở không khí mỏng ở mỗi chân của lõi bằng một mẫu giấy.

2.5. Ước tính điện cảm từ hóa lí tưởng

Để biến áp đạt được công suất lớn nhất (bỏ qua điện trở dây dẫn và điện cảm rò), điện cảm từ hóa có thể được tính toán như sau [9]:



Hình 2. 6. Biểu diễn biến áp bỏ qua điện trở dây dẫn và điện cảm rò

$$v_{ac1rms} = 2\pi f_s L_m I_{m_{rms}} \quad (27)$$

Lại có:

$$P_{max} = v_{ac1rms} I_{N_{rms}} \quad (28)$$

$$I_{N_{rms}} = \frac{P_{max}}{v_{ac1rms}} = \frac{5000}{800} = 6.25 \text{ A} \quad (29)$$

Coi dòng từ hóa L_m bằng 0.2 lần dòng hiệu dụng sơ cấp, nên $I_{m_{rms}} = 1.25 \text{ A}$

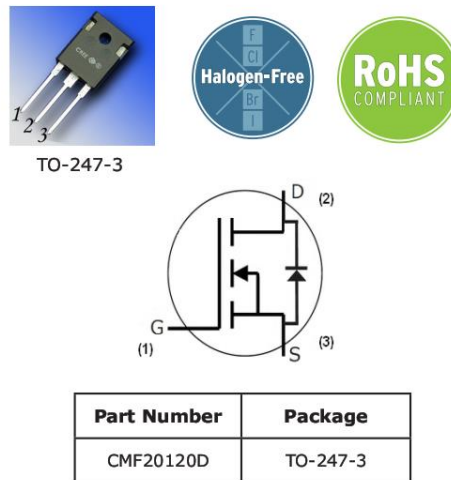
$$L_m = \frac{v_{ac1rms}}{2\pi f_s I_{m_{rms}}} = \frac{800}{2\pi(50000)(1.25)} = 2.03 \text{ mH} \quad (30)$$

2.6. Lựa chọn van bán dẫn MOSFET

- Bên phía điện áp cao (High-voltage side)

Giá trị định mức đầu ra 800V và dòng điện max đầu ra là 9.3A.

Do đó chọn MOSFET CMF20120D.



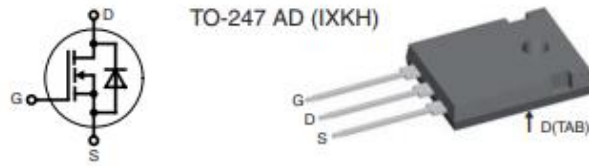
Có điện áp $V_{dss} = 1200V$ (Drain - Source breakdown voltage), dòng lớn nhất chạy qua cực máng là 42A (Continuous drain Current). Điện trở ở hai đầu cực máng và gốc là $80m\Omega$ ($R_{ds\ on}$).

- Bên phía điện áp thấp (Low-voltage side)

Giá trị định mức đầu vào 150V và dòng điện max là 37A.

Do đó chọn MOSFET IXKH70N60C5.

$$\begin{aligned} I_{D25} &= 70 \text{ A} \\ V_{DSS} &= 600 \text{ V} \\ R_{DS(on) \max} &= 0.045 \Omega \end{aligned}$$



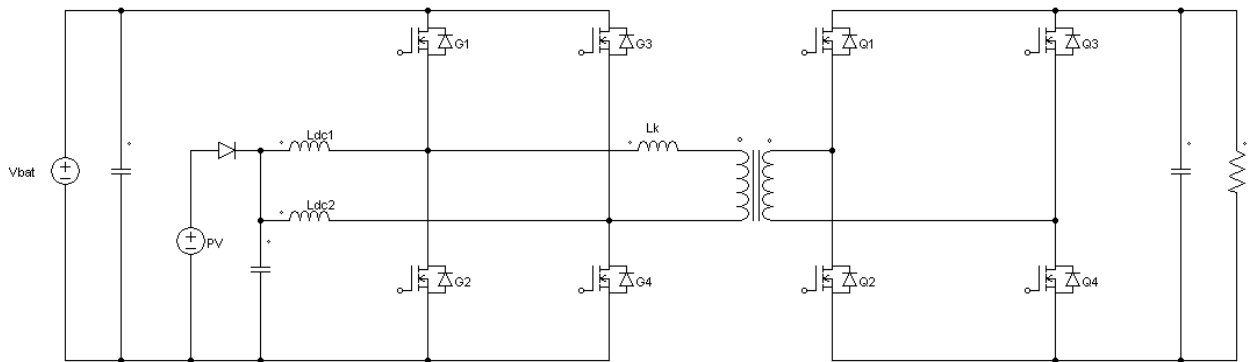
Có điện áp $V_{dss} = 600\text{V}$, dòng lớn nhất chạy qua cực máng là 70A . Điện trở ở hai đầu cực máng và cực gốc là $45\text{m}\Omega$.

CHƯƠNG 3

KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

3.1. Thông số mô phỏng

Sau đây chúng em xin trình bày kết quả mô phỏng trên phần mềm PSIM 9.1 với sơ đồ mạch lực BBD CFDAB và các thông số mô phỏng dưới đây:



Hình 3. 1. Sơ đồ mạch lực BBD Current-fed dual active bridge

Thông số mô phỏng

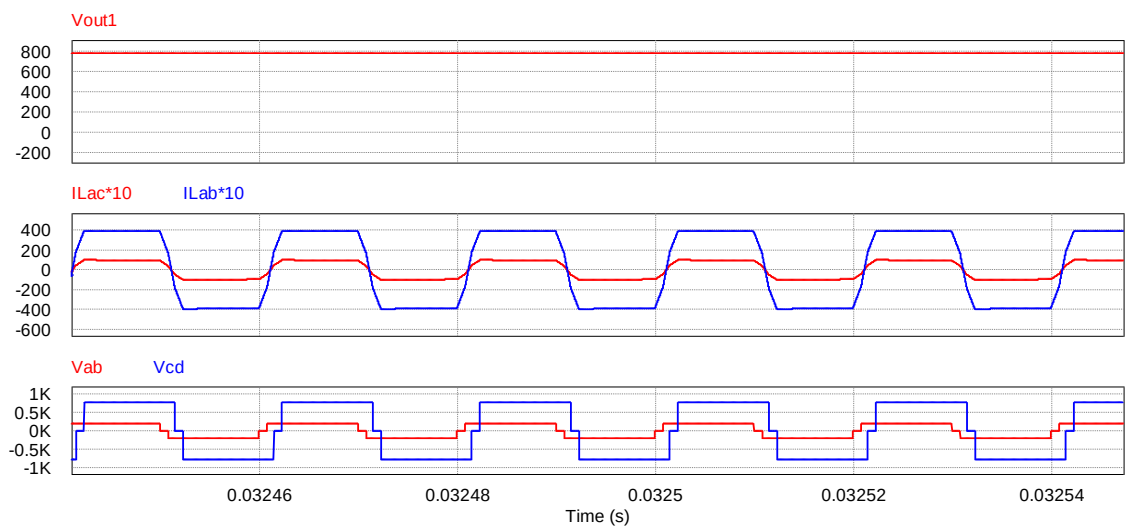
Kí hiệu	Mô tả	Giá trị
P_D	Công suất tác dụng	5kW
V_{in}	Điện áp đầu vào	800VDC
V_o	Điện áp đầu ra	200VDC
n	Tỷ số vòng dây sơ cấp thứ cấp	1/4
L_k	Điện cảm rò	122 μ F
C_d	Tụ phía áp cao	100 μ F
C_o	Tụ phía áp thấp	100 μ F
L_m	Điện cảm từ hóa	2mH

L_{dc1}, L_{dc2}	Cuộn cảm DC	143 μ H
f_s	Tần số đóng cắt	50kHz
θ_1	Góc dịch pha giữa các van sơ cấp	Tùy trường hợp
θ_2	Góc dịch pha giữa cầu sơ cấp và cầu thứ cấp	Tùy trường hợp
θ_3	Góc dịch pha giữa các van thứ cấp	Tùy trường hợp

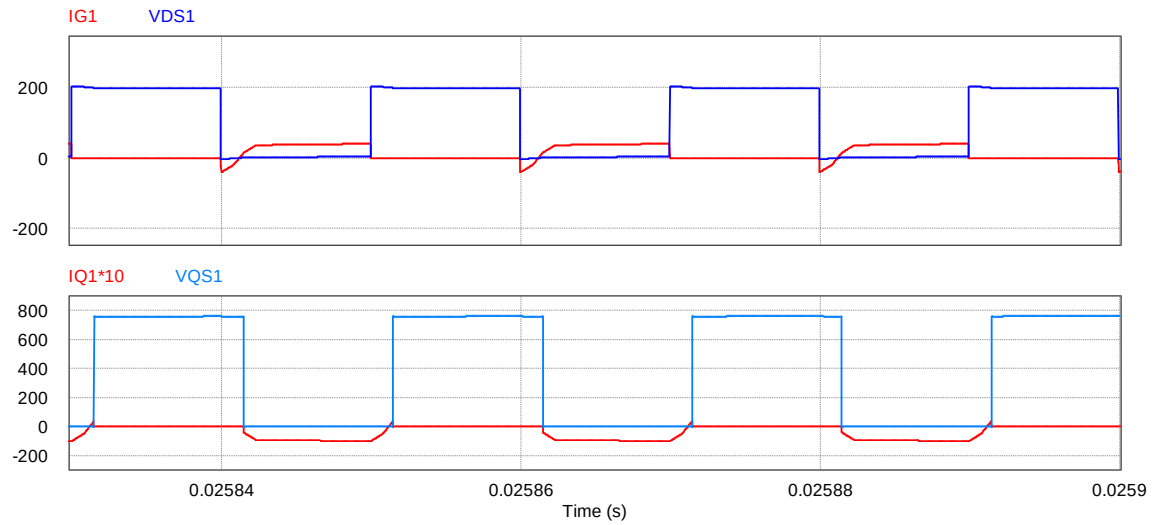
Bảng 3. 1. Thông số mô phỏng

3.2. Trao đổi năng lượng 2 chiều giữa phía áp cao và phía áp thấp

3.2.1. Chiều thuận - tăng áp

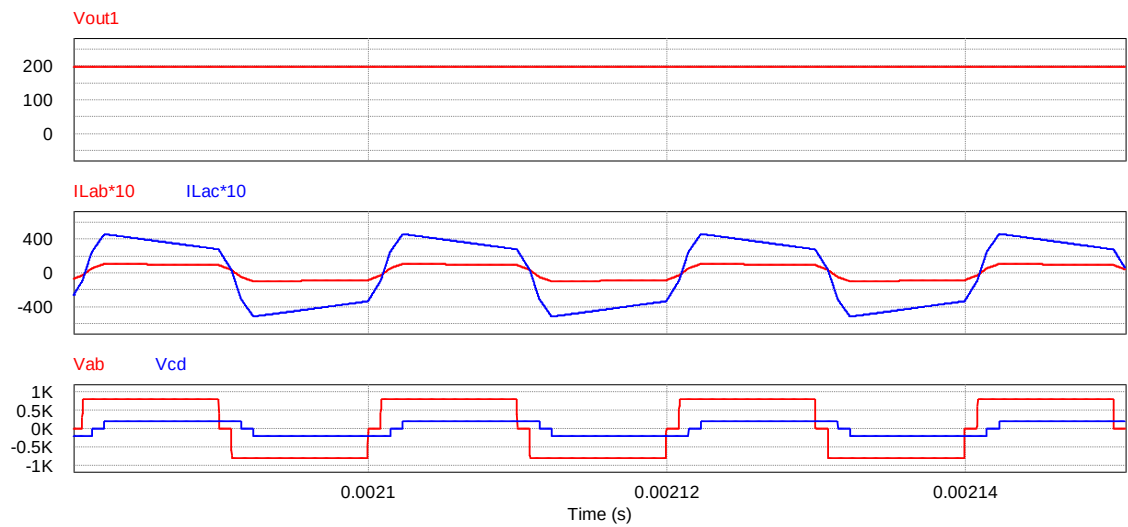


Hình 3. 2. Điện áp đầu ra, điện áp thứ cấp, sơ cấp MBA, dòng sơ cấp, thứ cấp, $\theta_1 = \theta_3 = 15^\circ$, $\theta_2 = 27^\circ$ với tải 128 Ω

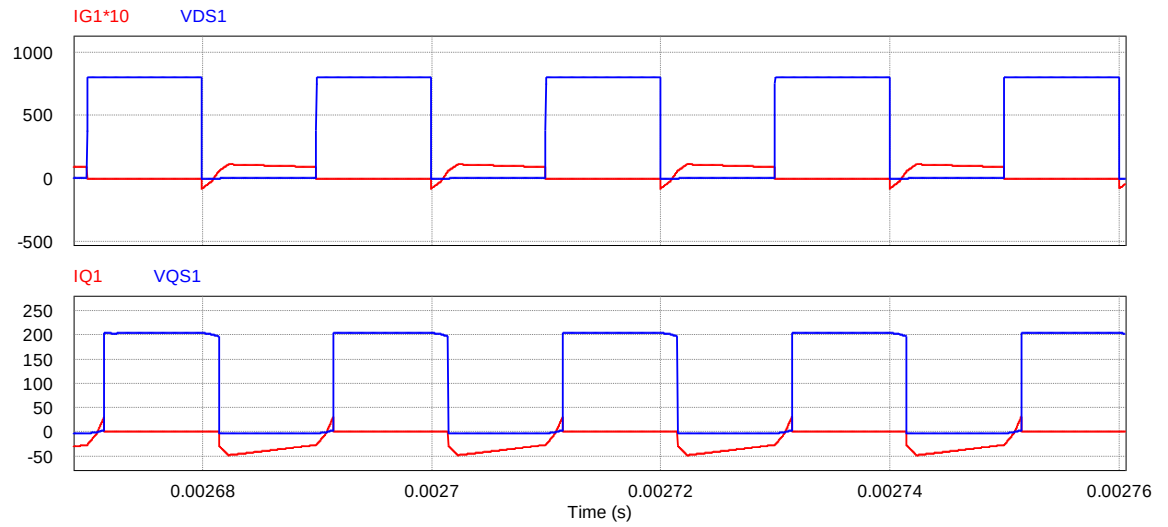


Hình 3. 3. Điện áp và dòng trên các van sơ cấp, thứ cấp

3.2.2. Chiều ngược - giảm áp

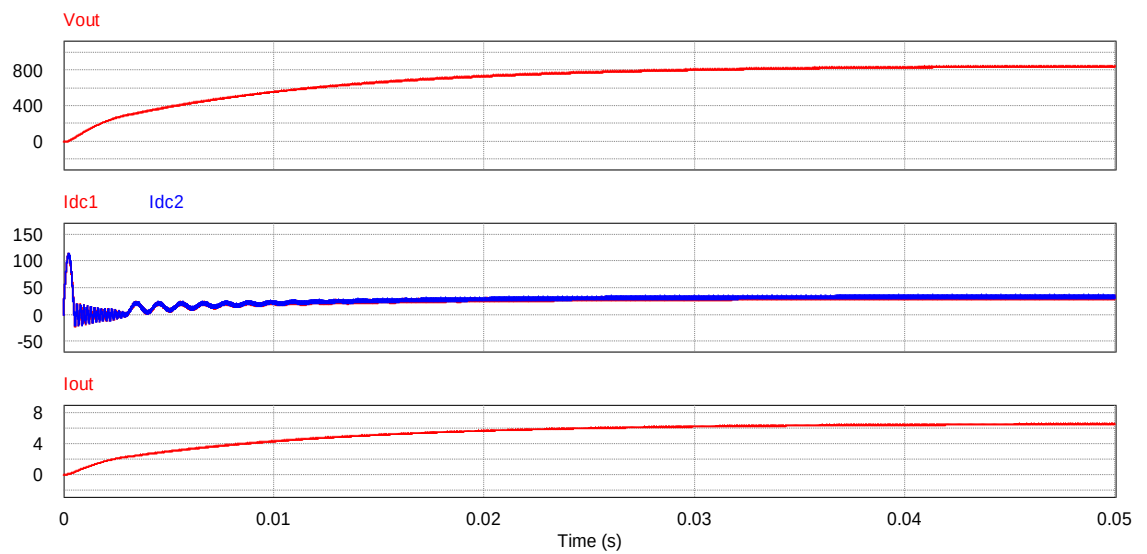


Hình 3. 4. Điện áp đầu ra, điện áp sơ cấp, thứ cấp MBA, dòng sơ cấp, thứ cấp, $\theta_1 = \theta_3 = 15^\circ$, $\theta_2 = 27^\circ$ với tải 6.5Ω



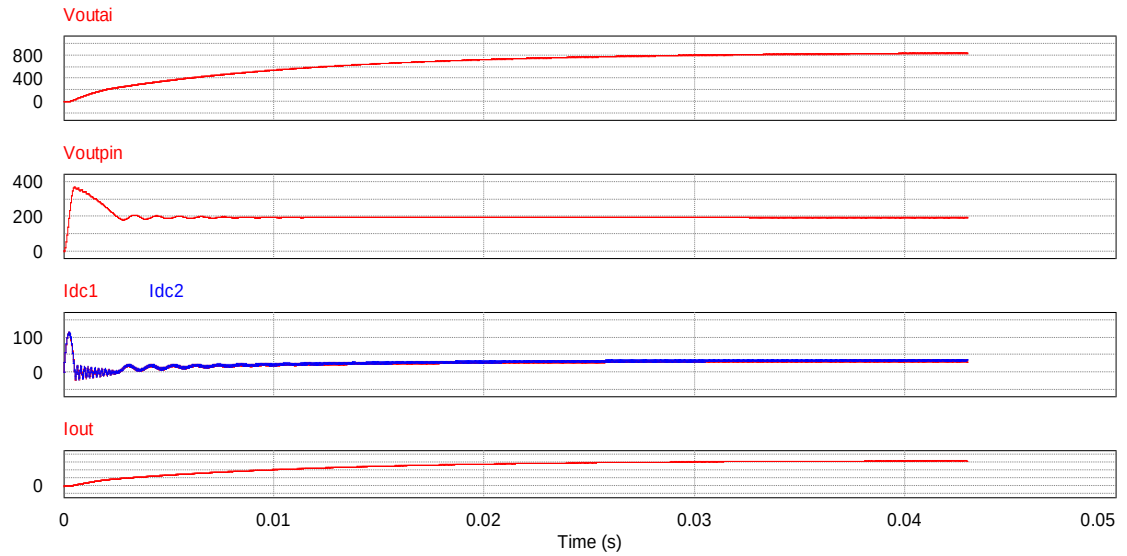
Hình 3. 5. Điện áp và dòng trên các van sơ cấp, thứ cấp

3.3. PV cấp cho tải



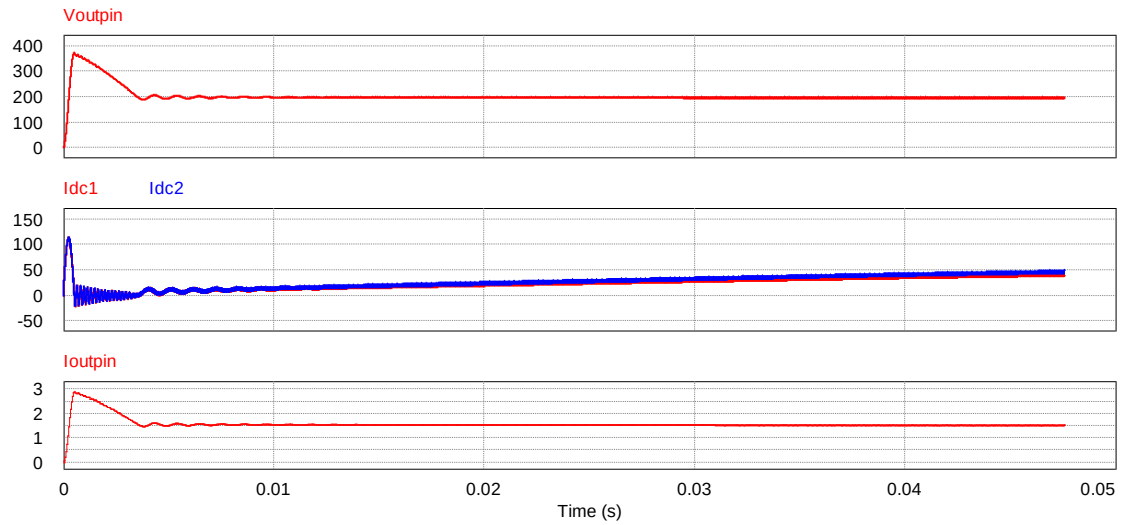
Hình 3. 6. Điện áp trên tải và dòng I_{dc1} , I_{dc2} , dòng qua tải với $\theta_1 = \theta_3 = 15^\circ$, $\theta_2 = 27^\circ$ với tải 128Ω

3.4. PV cấp cho pin và tải



Hình 3. 7. Điện áp trên tải, điện áp trên pin, dòng I_{dc1} và I_{dc2} , dòng qua tải với $\theta_1 = \theta_3 = 15$, $\theta_2 = 27$ độ với tải 128Ω

3.4. PV cấp cho pin



Hình 3. 8. Điện áp trên pin , dòng I_{dc1} và I_{dc2} , dòng điện qua pin, $\theta_1 = 30$, $\theta_3 = 10$, $\theta_2 = 27$

KẾT LUẬN

Sau một thời gian nghiên cứu, em đã đạt được những kết quả nhất định khi tìm hiểu về bộ biến đổi Current-fed dual active bridge bao gồm nguyên lý hoạt động và phương pháp thiết kế biến áp xung. Qua đó em cũng học hỏi thêm được cách mô phỏng điện tử công suất trên phần mềm PSIM.

Em xin chân thành cảm ơn thầy giáo TS. Vũ Hoàng Phương đã tận tình hướng dẫn em trong quá trình làm đồ án.

Do thời gian và năng lực còn hạn chế nên kết quả của nhóm em chắc chắn còn nhiều thiếu sót, em rất mong nhận được sự chỉ bảo, đóng góp ý kiến của các thầy cô để em có điều kiện bổ sung, nâng cao kiến thức của mình, thực hiện tốt hơn các mục tiêu sau này.

Em xin chân thành cảm ơn!

Hà Nội, ngày 18 tháng 1 năm 2019

Sinh viên thực hiện

Lê Xuân Khôi

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] D. Sha and J. Zhang, A Current-Fed Dual Active Bridge DC-DC Converter Using Dual PWM plus Double Phase shifted Control with Equal Duty Cycles, IEEE, 2016.
- [2] T. Instrument, Phase-Shifted Full-Bridge, Zero-Voltage Transition Design Considerations, 2011.
- [3] R. W. Erickson y D.Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, New York: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [4] M. Pavlovsky and S. D. H. y. J. A. Ferreira, Winding losses in high current high frequency transformer foil winding with leakage layer, IEEE PESC, 2006.
- [5] N. Mohan and T. U. y. W. Robbins, Power electronics: Converters, applications, and design, Second ed, John wiley and Sons, 1995.
- [6] D. De, C. Klumpner, M. Rashed, C. Patel and P. K. y. G. Asher, Achieving the desired transformer leakage inductance necessary in DC-DC converters for energy storage applications, IET Proc. of Power Electronics Machines and Drives Conf.PEMD'12, March 2012.
- [7] C. M. y. T. William, Transformer and Inductor Design Handbook, Fourth ed, CRC Press, 2011.
- [8] M. N. Gitau and G. E. y. J. G. Kettleborough, Power processor for interfacing battery storage system to 725 V DC bus, Energy Conversion and Management, vol. 48, 2007.
- [9] A. G. H. Oñate, Design of an Isolated DC/DC power converter to connect a low voltage supercapacitor string to a DC power system, 2016.

- [10] "Powerstream," [Online]. Available: www.powerstream.com/Wire_Size.htm.
- [11] B. C. y. J. W. Kolar, Integration of Leakage Inductance in Tape Wound Core Transformers for Dual Active Bridge Converters, Nuremberg/Germany: de CIPS 2012, 2012.
- [12] Z. Ouyang and J. Z. y. W. G. Hurley, Calculation of Leakage Inductance for HighFrequency Transformers, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, 2015.
- [13] V. M. Chính, P. Q. Hải and T. T. Minh, Điện tử công suất, Nhà xuất bản khoa học và kỹ thuật.
- [14] F. Krismer, Modeling and optimization of bidirectional dual active bridge DC-DC, 2010.
- [15] R. Naayagi and A. F. y. R. Shuttleworth, Bidirectional control of a dual active bridge, IET Power Electronics, vol. 5, n° 7, pp.1104 - 1118, 2012.
- [16] P. J. Grbovic, Ultra-Capacitors in Power Conversion Systems - Applications, Analysis and Design from Theory to Practice, Germany, 2014.
- [17] S. I. y. H. Akagi, A Bidirectional DC–DC Converter for an Energy Storage System With Galvanic Isolation, IEEE Transactions on Power Electronics vol. 22, November 2007.
- [18] O. A. Hassan and C. K. y. G. Asher, Design Considerations for Core Material Selection and Operating Modes for a High Frequency Transformer Used in an Isolated DC/DC Converter, Birmingham/UK: de Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on, September 2011.
- [19] A. A. S. Mohamed, D. Allen and T. Y. y. O. Mohammed, Optimal design of high frequency H-bridge inverter for wireless power transfer systems in EV

- applications, de Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2016 IEEE 16th International Conference on, 2016.
- [20] P. R. W. y. R. Wilcock, Frequency Dependent Model of Leakage Inductance for, Advanced Electromagnetics, 2012.
- [21] Optimized Operation of Current-Fed Dual Active Bridge DC–DC Converter for PV Applications, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 62, NO. 11, November 2015.
- [22] T. Instrument, Digitally Controlled HV Solar MPPT DC-DC Converter, September 2014.