



(12) BẢN MÔ TẢ SÁNG CHẾ THUỘC BẰNG ĐỘC QUYỀN SÁNG CHẾ

(19) Cộng hòa xã hội chủ nghĩa Việt Nam (VN)
CỤC SỞ HỮU TRÍ TUỆ

(11)



1-0028515

(51)⁷ H02M 7/48; H02P 27/06

(13) B

(21) 1-2016-01132

(22) 27/08/2014

(86) PCT/JP2014/072389 27/08/2014

(87) WO2015/045714 02/04/2015

(30) 2013-196891 24/09/2013 JP

(45) 25/06/2021 399

(43) 27/06/2016 339A

(73) DAIKIN INDUSTRIES, LTD. (JP)

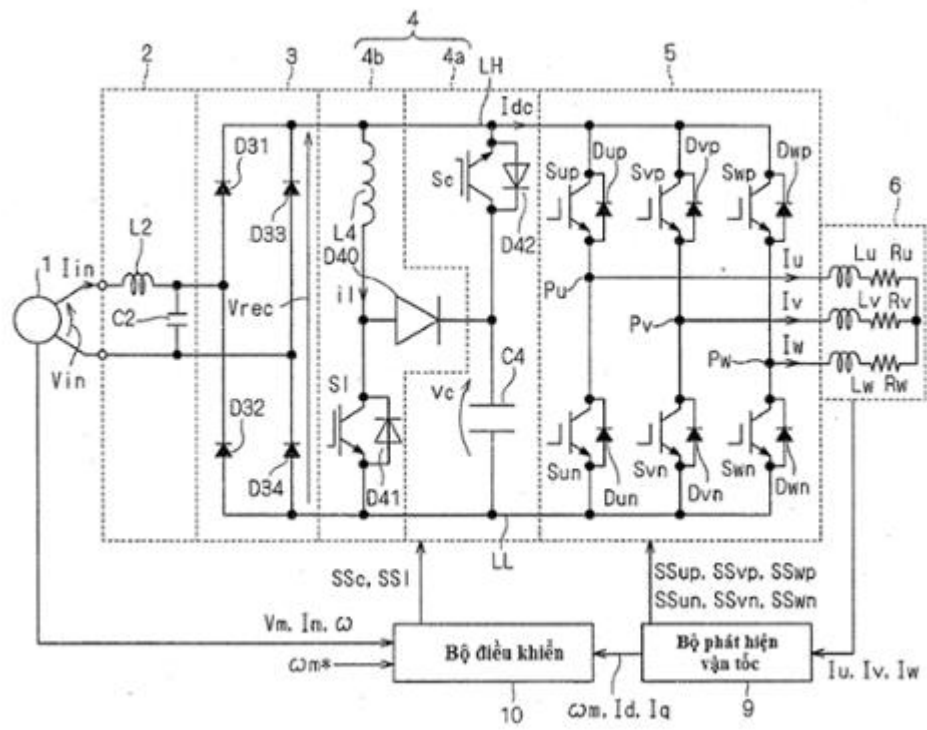
Umeda Center Building, 4-12, Nakazaki-Nishi 2-chome, Kita-ku, Osaka-shi, Osaka
5308323, Japan

(72) Kenichi SAKAKIBARA (JP).

(74) Công ty Luật TNHH Phạm và Liên danh (PHAM & ASSOCIATES)

(54) PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN BỘ CHUYỂN ĐỔI CÔNG SUẤT TRỰC TIẾP

(57) Sáng chế đề cập đến phương pháp điều khiển bộ chuyển đổi công suất trực tiếp trong đó bộ chuyển đổi (3) thực hiện hoạt động chỉnh lưu toàn sóng đối với điện áp một pha (Vin), nhờ đó xuất ra điện áp đã được chỉnh lưu (Vrec) giữa các đường cấp nguồn DC (LL, LH). Bộ nghịch lưu (5) nhận điện áp đã được chỉnh lưu (Vrec), và sau đó cấp dòng điện AC ba pha (Iu, Iv, Iw) đến phụ tải cảm kháng (6). Mạch tích điện và phóng điện (4) được nối giữa các đường cấp nguồn DC (LL, LH). Mạch tích điện và phóng điện (4) bao gồm mạch đệm (4a) và mạch tăng thế (4b). Mạch đệm (4a) bao gồm mạch nối tiếp giữa tụ điện (C4) và chuyển mạch (Sc). Mạch tăng thế (4b), mà có thể được tạo cấu hình bằng mạch boost chopper, bao gồm chuyển mạch (S1), cuộn cảm (L4) và điôt (D40). Mạch tích điện và phóng điện (4) cấp và nhận một phần xung động của công suất được đưa vào bộ chuyển đổi (3) giữa các đường cấp nguồn DC (LL, LH).



Lĩnh vực kĩ thuật được đề cập

Sáng chế đề cập đến phương pháp điều khiển bộ chuyển đổi công suất trực tiếp.

Tình trạng kĩ thuật của sáng chế

Tài liệu sáng chế 1 và 2 và các Tài liệu phi sáng chế 1, 2 và 3 đều bộc lộ bộ chuyển đổi công suất trực tiếp. Bộ chuyển đổi công suất trực tiếp này bao gồm bộ chỉnh lưu điôt, bộ nghịch lưu và mạch tích điện và phóng điện.

Điện áp AC (Alternating Current - điện xoay chiều) một pha được chỉnh lưu toàn sóng bằng bộ chỉnh lưu điôt, và được xuất ra cặp đường cấp nguồn DC (Direct Current - điện một chiều) (đường liên kết DC).

Mạch tích điện và phóng điện được bố trí trên đường liên kết DC và bao gồm mạch đệm và mạch tăng thế. Mạch đệm bao gồm chuyển mạch và tụ điện được mắc nối tiếp nhau giữa cặp đường cấp nguồn DC. Tụ điện được phóng điện nhờ sự dẫn điện của chuyển mạch, nhờ đó cấp công suất đến đường liên kết DC.

Mạch tăng thế sẽ tăng thế cho điện áp đã được chỉnh lưu của bộ chỉnh lưu điôt để tích điện cho tụ điện. Theo đó, mạch tích điện và phóng điện nhận công suất từ đường liên kết DC. Bộ nghịch lưu nhận điện áp DC của đường liên kết DC và chuyển đổi thành điện áp AC để xuất ra.

Tuy nhiên, các mạch tích điện và phóng điện được bộc lộ trong các tài liệu này cần công suất cao để bù cho các thành phần xung động của điện áp AC một pha.

Các tụ điện điện phân thông thường chỉ cho phép một dòng điện gợn sóng nhỏ, mặc dù chúng không đắt. Do đó, tụ điện của mạch tích điện và phóng điện nêu trên được mong muốn là, ví dụ, tụ điện màng mỏng hoặc tụ điện dùng tấm gốm ép như trong Tài liệu phi sáng chế 3. Do đó, khó có thể tạo cấu hình cho mạch tích điện và phóng điện một cách không đắt đỏ.

Tài liệu viện dẫn

Tài liệu sáng chế 1: Công bố đơn yêu cầu cấp patent Nhật số 2011-193678

Tài liệu sáng chế 2: Công bố đơn yêu cầu cấp patent Nhật số 2012-135184

Tài liệu phi sáng chế 1: Yoshiya Ohnuma, Jun-ichi Itoh, “Circuit Configuration and Control Strategy of single-to-three Phase Power Converter with Active Buffer and Charge Circuit”, The 2010 Annual Meeting of the Institute of Electrical Engineers of Japan, No. 4-057 (2010)

Tài liệu phi sáng chế 2: Yoshiya Ohnuma, Jun-ichi Itoh, “Experimental Verification of Single Phase to Three Phase Converter Using an Active Buffer circuit with a Charge Circuit”, 2010 IEEJ Industry Applications Society Conference 1-124 (2010)

Tài liệu phi sáng chế 3: Yoshiya Ohnuma, Jun-ichi Itoh, “Comparison of Boost Chopper and Active Buffer as Single to Three Phase Converter”, The 2011 Annual Meeting of the Institute of Electrical Engineers of Japan, No. 4-042 (2011)

Bản chất kĩ thuật của sáng chế

Do đó, mục đích của sáng chế là đề cập đến phương pháp giảm công suất được cấp/nhận giữa mạch tích điện và phóng điện và đường liên kết DC, để giảm công suất cần thiết cho mạch tích điện và phóng điện.

Phương pháp điều khiển bộ chuyển đổi công suất trực tiếp theo sáng chế là phương pháp điều khiển bộ chuyển đổi công suất trực tiếp bao gồm: đường cấp nguồn thứ nhất (LH); đường cấp nguồn thứ hai (LL) được cấp điện thế thấp hơn điện thế được cấp đến đường cấp nguồn thứ nhất; bộ chuyển đổi (3) bao gồm phía đầu vào được nối với nguồn cấp AC một pha (1, 2) và phía đầu ra được nối với đường cấp nguồn thứ nhất và đường cấp nguồn thứ hai, và thực hiện hoạt động chỉnh lưu toàn sóng một pha; mạch tích điện và phóng điện (4) được bố trí giữa đường cấp nguồn thứ nhất và đường cấp nguồn thứ hai; và bộ nghịch lưu (5) để chuyển đổi điện áp DC giữa đường cấp nguồn thứ nhất và đường cấp nguồn thứ hai thành điện áp AC.

Trong bộ chuyển đổi công suất trực tiếp này, mạch tích điện và phóng điện bao gồm: mạch đệm (4a) bao gồm tụ điện (C4) và chuyển mạch thứ nhất (Sc, D42) được mắc nối tiếp với tụ điện ở phía gần với đường cấp nguồn thứ nhất giữa đường cấp nguồn thứ nhất và đường cấp nguồn thứ hai, và cấp và nhận công suất giữa đường cấp nguồn thứ nhất và đường cấp nguồn thứ hai; và mạch tăng thế (4b) để tăng thế cho điện áp đã được chỉnh lưu (Vrec) từ bộ chuyển đổi (3) để tích điện cho tụ điện.

Mạch đệm (4a) cấp công suất đến đường cấp nguồn thứ nhất và đường cấp nguồn thứ hai trong khoảng thời gian thứ nhất (T_1) trong đó giá trị cosin ($\cos(2\omega t)$) của giá trị ($2\omega t$) hai lần góc pha (ωt) của dạng sóng AC được xuất ra từ nguồn cấp AC một pha (1, 2) là dương khi dạng sóng AC này được coi là giá trị sin ($\sin(\omega t)$) của góc pha (ωt); nhận công suất từ đường cấp nguồn thứ nhất và đường cấp nguồn thứ hai trong khoảng thời gian thứ hai (T_2) trong đó giá trị cosin này là âm.

Bộ chuyển đổi (3) dẫn điện ở tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu (drec), trong đó tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu này lấy giá trị $\sqrt{2}$ -lần giá trị tuyệt đối ($|\sin(\omega t)|$) của giá trị sin này trong khoảng thời gian thứ nhất.

Theo khía cạnh thứ nhất, phương pháp điều khiển này xác định công suất ($V_{dc} \cdot I_{dc}$) được đưa vào bộ nghịch lưu (5) dưới dạng tích số của giá trị tuyệt đối ($I_m/\sqrt{2}$) của dòng điện đầu vào được đưa vào bộ chuyển đổi (3) ở ranh giới giữa khoảng thời gian thứ nhất và khoảng thời gian thứ hai, giá trị hiệu dụng ($V_m/\sqrt{2}$) của điện áp AC (V_{in}) của nguồn cấp AC một pha, và giá trị $((1-(1-k) \cdot \cos(2\omega t)))$ thu được bằng cách lấy 1 trừ đi giá trị thu được bằng cách nhân giá trị cosin ($\cos(2\omega t)$) với hằng số dương $(1-k)$ nhỏ hơn một.

Theo khía cạnh thứ hai của phương pháp điều khiển bộ chuyển đổi công suất trực tiếp theo sáng chế, theo khía cạnh thứ nhất, tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu (drec) lấy trị số nghịch đảo ($1/(\sqrt{2}|\sin(\omega t)|)$) của giá trị $\sqrt{2}$ -lần giá trị tuyệt đối ($|\sin(\omega t)|$) của giá trị sin trong khoảng thời gian thứ hai (T_2). Chuyển mạch thứ nhất (S_c , D_{42}) được làm dẫn điện để phóng điện cho tụ điện (C_4) trong khoảng thời gian thứ nhất (T_1) với tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện (dc) có giá trị thu được bằng cách chia, cho $\sqrt{2}$, tích số của giá trị cosin ($\cos(2\omega t)$) và giá trị (V_m/V_c), mà thu được bằng cách chia giá trị cực đại (V_m) của điện áp AC (V_{in}) của nguồn cấp AC một pha cho điện áp hai đầu (V_c) của tụ điện.

Theo khía cạnh thứ ba của phương pháp điều khiển bộ chuyển đổi công suất trực tiếp theo sáng chế, theo khía cạnh thứ nhất, tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu (drec) lấy giá trị là 1 trong khoảng thời gian thứ hai (T_2). Chuyển mạch thứ nhất (S_c , D_{42}) được làm dẫn điện để phóng điện cho tụ điện (C_4) trong khoảng thời gian thứ nhất

(T1) với tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện (dc) là tích số của giá trị cosin ($\cos(2\omega t)$) và giá trị (V_m/V_c), mà thu được bằng cách chia giá trị cực đại (V_m) của điện áp AC (V_{in}) của nguồn cấp AC một pha cho điện áp hai đầu (V_c) của tụ điện.

Ví dụ, mạch tăng thế (4b) bao gồm: điôt (D40) bao gồm anôt và catôt được nối giữa chuyển mạch thứ nhất (S_c , D42) và tụ điện ($C4$); cuộn cảm ($L4$) được nối giữa đường cấp nguồn thứ nhất (LH) và anôt, mà dòng điện đầu vào mạch tăng thế đi qua đó; và chuyển mạch thứ hai ($S1$, D41) được nối giữa đường cấp nguồn thứ hai (LL) và anôt.

Trong khoảng thời gian thứ hai ($T2$), chuyển mạch thứ hai của mạch tăng thế được điều khiển để điều khiển dòng điện (i_l) đi qua cuộn cảm ($L4$).

Theo khía cạnh thứ nhất của phương pháp điều khiển bộ chuyển đổi công suất trực tiếp theo sáng chế, công suất được cấp/nhận bởi mạch đệm sẽ được giảm, nhờ đó giảm công suất cần thiết cho mạch đệm.

Theo khía cạnh thứ hai của phương pháp điều khiển bộ chuyển đổi công suất trực tiếp theo sáng chế, giá trị trung bình của điện áp DC ảo có thể được làm cho bằng hằng số trong khoảng thời gian trong đó bộ nghịch lưu có thể chuyển đổi công suất.

Theo khía cạnh thứ ba của phương pháp điều khiển bộ chuyển đổi công suất trực tiếp theo sáng chế, tỷ số sử dụng điện áp có thể được cải thiện.

Các mục đích, các dấu hiệu, các khía cạnh và các ưu điểm của sáng chế sẽ được làm rõ hơn trong phần mô tả chi tiết dưới đây và các hình vẽ kèm theo.

Mô tả vắn tắt các hình vẽ

Fig.1 là sơ đồ khối thể hiện cấu hình của bộ chuyển đổi công suất trực tiếp có áp dụng phương pháp điều khiển theo một phương án của sáng chế;

Fig.2 là hình vẽ thể hiện sơ đồ mạch tương đương của mạch điện trên Fig.1;

Fig.3 và Fig.4 là các đồ thị thể hiện sự hoạt động của bộ chuyển đổi công suất trực tiếp trên Fig.1 trong thiết đặt thứ nhất;

Fig.5 và Fig.6 là các đồ thị thể hiện sự hoạt động của bộ chuyển đổi công suất trực tiếp trên Fig.1 trong thiết đặt thứ hai;

Fig.7 là sơ đồ khối thể hiện cấu hình ví dụ để điều khiển dòng điện DC, được mô tả theo phương án này;

Fig.8 là đồ thị thể hiện mối quan hệ giữa công suất đầu vào, điện dung tĩnh điện của tụ điện, và dòng điện gợn sóng trong bộ chuyển đổi công suất trực tiếp này; và

Fig.9 là sơ đồ mạch điện thể hiện một phương án cải biến của bộ chuyển đổi công suất trực tiếp trên Fig.1.

Mô tả chi tiết sáng chế

A. Cấu hình của bộ chuyển đổi công suất trực tiếp

Fig.1 là sơ đồ khối thể hiện cấu hình của bộ chuyển đổi công suất trực tiếp có áp dụng phương pháp điều khiển theo phương án này của sáng chế. Bộ chuyển đổi công suất trực tiếp này bao gồm bộ chuyển đổi 3, mạch tích điện và phóng điện 4 và bộ nghịch lưu 5.

Bộ chuyển đổi 3 được nối với nguồn cấp AC một pha 1 qua, ví dụ, bộ lọc 2. Bộ lọc 2 bao gồm cuộn cảm L2 và tụ điện C2. Cuộn cảm L2 được bố trí giữa bộ chuyển đổi 3 và một trong số hai cực ra của nguồn cấp AC một pha 1. Tụ điện C2 được bố trí giữa hai cực ra của nguồn cấp AC một pha 1. Bộ lọc 2 loại bỏ các thành phần cao tần của dòng điện. Bộ lọc 2 có thể được lược bỏ. Để cho ngắn gọn, thì phần mô tả sau đây sẽ bỏ qua chức năng của bộ lọc 2.

Bộ chuyển đổi 3 sử dụng, ví dụ, cầu điôt, và bao gồm các điôt từ D31 đến D34. Các điôt D31 đến D34, mà cấu thành mạch cầu, sẽ chuyển đổi điện áp AC một pha Vin, là điện áp vào được đưa vào từ nguồn cấp AC một pha 1, bằng cách chỉnh lưu toàn sóng một pha và xuất ra qua các đường cấp nguồn LH và LL (mà tạo thành đường liên kết DC). Điện thế được cấp đến đường cấp nguồn DC LH là cao hơn điện thế được cấp đến đường cấp nguồn DC LL. Dòng điện đầu vào Iin đi vào bộ chuyển đổi 3 từ nguồn cấp AC một pha 1.

Mạch tích điện và phóng điện 4 bao gồm mạch đệm 4a và mạch tăng thế 4b. Mạch đệm 4a bao gồm tụ điện C4 và cấp và nhận công suất giữa các đường cấp nguồn DC LH và LL. Mạch tăng thế 4b tăng thế cho điện áp đã được chỉnh lưu Vrec để tích điện cho tụ điện C4.

Mạch đệm 4a còn bao gồm tranzito (ở đây là tranzito lưỡng cực công cách ly - Insulated Gate Bipolar Transistor “IGBT”) Sc được mắc đối song với điôt D42. Tranzito Sc được mắc nối tiếp với tụ điện C4 ở phía gần với đường cấp nguồn DC LH giữa các đường cấp nguồn DC LH và LL. Ở đây, mắc đối song có nghĩa là mắc song song, với các chiều thuận quay ngược nhau. Cụ thể là, chiều thuận của tranzito Sc là chiều từ đường cấp nguồn DC LL về phía đường cấp nguồn DC LH, và chiều thuận của điôt D42 là chiều từ đường cấp nguồn DC LH về phía đường cấp nguồn DC LL. Tranzito Sc và điôt D42 có thể được gọi chung là phần tử chuyển mạch (chuyển mạch thứ nhất).

Mạch tăng thế 4b bao gồm, ví dụ, điôt D40, cuộn cảm L4 và tranzito (ở đây là IGBT) Sl. Điôt D40 có catôt và anôt, và catôt được nối giữa chuyển mạch thứ nhất và tụ điện C4. Cấu hình này được gọi là mạch boost chopper (mạch băm tăng áp).

Cuộn cảm L4 được mắc giữa đường cấp nguồn DC LH và anôt của điôt D40. Tranzito Sl được mắc giữa đường cấp nguồn DC LL và anôt của điôt D40. Tranzito Sl được mắc đối song với điôt D41, và chúng có thể được gọi chung là phần tử chuyển mạch (chuyển mạch thứ hai).

Tụ điện C4 được tích điện bằng mạch tăng thế 4b, nhờ đó tạo ra điện áp hai đầu Vc cao hơn điện áp đã được chỉnh lưu Vrec. Cụ thể là, dòng điện được làm cho đi từ đường cấp nguồn DC LH đến đường cấp nguồn DC LL qua chuyển mạch thứ hai để tích trữ năng lượng vào cuộn cảm L4, và sau đó chuyển mạch thứ hai được ngắt để tích trữ năng lượng này vào tụ điện C4 thông qua điôt D40.

Điện áp hai đầu Vc là cao hơn điện áp đã được chỉnh lưu Vrec, do đó, gần như không có dòng điện đi qua điôt D42. Do đó, sự dẫn điện/không dẫn điện của chuyển mạch thứ nhất chỉ phụ thuộc vào sự dẫn điện/không dẫn điện của tranzito Sc. Do đó, dưới đây, không chỉ tranzito Sc mà còn chuyển mạch thứ nhất bao gồm tranzito Sc và điôt D42 cũng có thể được gọi là chuyển mạch Sc.

Điện thế của đường cấp nguồn LH là cao hơn điện thế của đường cấp nguồn DC LL, do đó, gần như không có dòng điện đi qua điôt D41. Do đó, sự dẫn điện/không dẫn điện của chuyển mạch thứ hai chỉ phụ thuộc vào sự dẫn điện/không dẫn điện của tranzito Sl. Do đó, dưới đây, không chỉ tranzito Sl mà còn chuyển mạch thứ hai bao gồm tranzito Sl và điôt D41 cũng có thể được gọi là chuyển mạch Sl.

Bộ nghịch lưu 5 chuyển đổi điện áp DC giữa các đường cấp nguồn DC LH và LL thành điện áp AC, và sau đó xuất ra các cực ra Pu, Pv và Pw. Bộ nghịch lưu 5 bao gồm sáu phần tử chuyển mạch Sup, Svp, Swp, Sun, Svn và Swn. Các phần tử chuyển mạch Sup, Svp và Swp lần lượt được nối giữa các cực ra Pu, Pv và Pw và đường cấp nguồn DC LH. Các phần tử chuyển mạch Sun, Svn và Swn lần lượt được nối giữa các cực ra Pu, Pv và Pw và đường cấp nguồn DC LL. Bộ nghịch lưu 5 cấu thành bộ nghịch lưu nguồn điện áp, và bao gồm sáu điôt Dup, Dvp, Dwp, Dun, Dvn và Dwn.

Các điôt Dup, Dvp, Dwp, Dun, Dvn và Dwn này được bố trí với các catốt của chúng hướng về phía đường cấp nguồn DC LH và các anốt của chúng hướng về phía đường cấp nguồn DC LL. Điôt Dup được mắc song song với phần tử chuyển mạch Sup giữa cực ra Pu và đường cấp nguồn DC LH. Tương tự như vậy, các điôt Dvp, Dwp, Dun, Dvn, và Dwn lần lượt được mắc song song với các phần tử chuyển mạch Svp, Swp, Sun, Svn, và Swn.

Ví dụ, các phần tử chuyển mạch Sup, Svp, Swp, Sun, Svn và Swn có thể sử dụng các IGBT.

Phụ tải cảm kháng 6 là, ví dụ, máy nén rôto, và được thể hiện dưới dạng mạch tương đương của phụ tải cảm kháng. Cụ thể là, cuộn cảm Lu và điện trở Ru được mắc nối tiếp với nhau, và một đầu của thân nối tiếp này được nối với cực ra Pu. Cũng giống như vậy đối với cuộn cảm Lv và điện trở Rv, và đối với cuộn cảm Lw và điện trở Rw. Các đầu còn lại của các thân nối tiếp này được nối với nhau.

B. Phương pháp điều khiển

(b-1) Khái niệm cơ bản về việc giảm công suất

Công suất đầu vào tức thời Pin được đưa vào bộ chuyển đổi 3 được biểu diễn bằng công thức sau đây với hệ số công suất đầu vào bằng 1, trong đó giá trị cực đại Vm và vận tốc góc ω của nguồn cấp của điện áp AC một pha Vin, giá trị cực đại Im của dòng điện đầu vào Iin, và thời điểm t được sử dụng. Tích ωt của vận tốc góc ω của nguồn cấp và thời điểm t biểu thị góc pha của điện áp AC một pha Vin. Dạng sóng AC được coi là tích số của giá trị sin của góc pha ωt của dạng sóng AC và giá trị cực đại.

$$\begin{aligned}
 P_{in} &= V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t) \\
 &= \frac{1}{2} V_m \cdot I_m - \frac{1}{2} V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t) \quad \dots \quad (1)
 \end{aligned}$$

Số hạng thứ hai của vế phải của công thức (1) biểu thị những xung động công suất. Theo các giải pháp thông thường, để triệt tiêu những xung động công suất này, thì mạch đệm 4a cấp và nhận, giữa các đường cấp nguồn DC LH và LL, công suất mà có giá trị giống với giá trị của số hạng thứ hai của vế phải của công thức (1) và có cực tính ngược. Do đó, công suất của mạch tích điện và phóng điện 4 cần phải được chọn sao cho lớn hơn hoặc bằng số hạng thứ hai của vế phải của công thức (1).

Do đó, phần mô tả sẽ tập trung vào kĩ thuật được dùng để cho phép giảm công suất (dưới đây được gọi là “công suất được cấp/nhận tức thời P_{buf} ”) được cấp/nhận như đã mô tả trên đây để giảm công suất của mạch tích điện và phóng điện 4.

Tất nhiên, việc đặt cho công suất được cấp/nhận tức thời P_{buf} hoàn toàn bằng không là không được mong muốn, bởi vì công suất được đưa vào bộ nghịch lưu 5 xung động với số hạng thứ hai của vế phải của công thức (1), và ngay từ đầu, việc giảm công suất của mạch tích điện và phóng điện 4 là không cần thiết. Do đó, hằng số k dương nhỏ hơn 1 được sử dụng (do đó, giá trị $(1 - k)$ cũng là hằng số dương nhỏ hơn 1) để xác định công suất được cấp/nhận tức thời P_{buf} bằng công thức sau đây. Nói cách khác, phương pháp khác biệt để đạt được công suất được cấp/nhận tức thời P_{buf} sẽ được mô tả dưới đây.

$$P_{buf} = \frac{1}{2} V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t) \cdot k \dots \quad (2)$$

Tức là, công suất được cấp/nhận tức thời P_{buf} được biểu diễn dưới dạng tích số của thành phần DC ($V_m \cdot I_m / 2$) của công suất tức thời được đưa vào từ nguồn cấp AC một pha 1 (hoặc tiếp tục qua bộ lọc 2, mà đúng đối với phần mô tả dưới đây), giá trị cosin $\cos(2\omega t)$ của giá trị $(2\omega t)$ hai lần góc pha ωt và hằng số k .

Công suất được cấp/nhận tức thời P_{buf} lấy giá trị dương trong khoảng thời gian (dưới đây được gọi là “khoảng thời gian cấp”) trong đó góc pha ωt của điện áp AC một pha là lớn hơn hoặc bằng 0 và nhỏ hơn hoặc bằng $\pi/4$, lớn hơn hoặc bằng $3\pi/4$ và nhỏ hơn hoặc bằng $5\pi/4$, hoặc lớn hơn hoặc bằng $7\pi/4$ và nhỏ hơn hoặc bằng 2π , và lấy giá trị

âm trong khoảng thời gian bất kì khác (dưới đây được gọi là “khoảng thời gian nhận”). Tức là, mạch đệm 4a cấp giá trị tuyệt đối của công suất được cấp/nhận tức thời Pbuf đến các đường cấp nguồn DC LH và LL trong khoảng thời gian cấp, và nhận giá trị tuyệt đối của công suất được cấp/nhận tức thời Pbuf từ các đường cấp nguồn DC LH và LL trong khoảng thời gian nhận. Do đó, những xung động công suất được triệt tiêu.

Điện áp AC một pha Vin được biểu diễn dưới dạng $V_m \cdot \sin(\omega t)$, do đó, để đặt khoảng nêu trên theo cách khác, thì mạch tích điện và phóng điện 4 xuất ra công suất dương khi giá trị tuyệt đối của điện áp AC một pha Vin là nhỏ hơn giá trị $1/\sqrt{2}$ lần giá trị cực đại V_m , và xuất ra công suất âm khi giá trị tuyệt đối này lớn hơn giá trị $1/\sqrt{2}$ lần giá trị cực đại V_m .

Fig.2 là hình vẽ thể hiện mạch tương đương của mạch điện trên Fig.1 đã được mô tả dựa vào Tài liệu sáng chế 1 và Tài liệu phi sáng chế 1 (dưới đây được gọi là “nhóm Tài liệu thứ nhất”). Trong mạch tương đương được thể hiện trên Fig.2, dòng điện irec1 đi từ bộ chuyển đổi 3 đến bộ nghịch lưu 5 được biểu diễn tương đương dưới dạng dòng điện irec1 đi qua chuyển mạch Srec khi chuyển mạch Srec dẫn điện. Tương tự như vậy, dòng điện phóng của tụ điện C4 được biểu diễn tương đương dưới dạng dòng điện icd đi qua chuyển mạch Sc khi chuyển mạch Sc dẫn điện. Dòng điện mà đi qua phụ tải cảm kháng 6 qua bộ nghịch lưu 5, khi các cực ra Pu, Pv và Pw được nối chung với bất kì trong số các đường cấp nguồn DC LH và LL trong bộ nghịch lưu 5, cũng được biểu diễn tương đương dưới dạng dòng điện pha không iz đi qua chuyển mạch Sz khi chuyển mạch Sz dẫn điện. Fig.2 cũng thể hiện cuộn cảm L4, diot D40 và chuyển mạch S1 cấu thành mạch tăng thế 4b, và còn thể hiện dòng điện il đi qua cuộn cảm L4.

Các tỷ số drec, dc và dz, mà tại đó các chuyển mạch Srec, Sc và Sz lần lượt dẫn điện và dòng điện DC Idc được đưa vào bộ nghịch lưu 5, được sử dụng trong mạch tương đương thu được này, và theo đó, công thức sau đây là đúng.

$$\begin{bmatrix} \text{irec} \\ \text{icd} \\ \text{iz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{drec} & 1 \\ \text{dc} & 0 \\ \text{dz} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{Idc} \\ \text{il} \end{bmatrix} \quad \dots \quad (3)$$

Các dòng điện irec1, icd và iz thu được bằng cách nhân dòng điện DC Idc lần lượt với các tỷ số drec, dc và dz, do đó, chúng lần lượt là các giá trị trung bình trong các chu

kì chuyển mạch của các chuyển mạch Srec, Sc và Sz. Dòng điện il cũng là giá trị trung bình trong chu kì chuyển mạch của chuyển mạch Sl.

Dòng điện DC I_{dc} là tổng của các dòng điện irec1, icd và iz đi qua các chuyển mạch tương ứng Srec, Sc và Sz, do đó, phương trình sau đây là đúng, trong đó $0 \leq d_{rec1}$, $0 \leq d_c \leq 1$ và $0 \leq d_z \leq 1$.

$$d_{rec1} + d_c + d_z = 1 \quad \dots (4)$$

Do đó, các tỷ số d_{rec}, d_c và d_z được coi là các tỷ số phân phối dòng điện giữa dòng điện DC I_{dc} so với các dòng điện tương ứng irec1, icd và iz. Tỷ số d_{rec} là tỷ số trong khoảng thời gian trong đó bộ chuyển đổi 3 được nối với các đường cấp nguồn DC LH và LL và cho phép dòng điện đi vào bộ nghịch lưu 5, do đó, có thể được gọi là tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu d_{rec} dưới đây. Tỷ số d_c là tỷ số mà tụ điện C4 phóng điện, do đó, có thể được gọi là tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện d_c dưới đây. Tỷ số d_z là tỷ số mà tại đó dòng điện pha không iz luôn đi vào bộ nghịch lưu 5 mà không phụ thuộc vào điện áp được xuất ra bởi bộ nghịch lưu 5, do đó, có thể được gọi là tỷ số trong chu trình không d_z dưới đây.

Bộ nghịch lưu 5 không thể sử dụng được điện áp DC giữa các đường cấp nguồn DC LH và LL trong khoảng thời gian trong đó có dòng điện pha không iz chạy. Do đó, trong số điện áp DC giữa các đường cấp nguồn DC LH và LL, thì điện áp DC ảo (dưới đây được gọi là “điện áp DC ảo”) V_{dc} trong khoảng thời gian trong đó bộ nghịch lưu 5 có thể chuyển đổi công suất là như sau. Điện áp DC ảo V_{dc} có thể được coi là điện áp được cấp giữa các đường cấp nguồn DC LH và LL dưới dạng trung bình của các giá trị cực đại của các điện áp mà có thể được xuất ra bởi bộ nghịch lưu 5, đối với chu trình điều khiển chuyển mạch của các chuyển mạch Sc và Sl và bộ nghịch lưu 5.

$$V_{dc} = V_{rec} \cdot d_{rec} + V_c \cdot d_c + 0 \cdot d_z$$

$$\text{where } V_{rec} = V_m \cdot |\sin(\omega t)| \quad \dots (5)$$

Dưới đây, tỷ số R (= V_{dc}/V_m) giữa điện áp DC ảo V_{dc} và giá trị cực đại V_m được gọi là tỷ số sử dụng điện áp.

(b-2) Thiết đặt thứ nhất của tỷ số để tối đa hoá tỷ số sử dụng điện áp R

Theo nhóm Tài liệu thứ nhất, mỗi trong số tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu drec và tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện dc, để tối đa hoá tỷ số sử dụng điện áp R, lần lượt được thiết đặt trong khoảng thời gian cấp và khoảng thời gian nhận bằng các công thức (6) và (7). Tuy nhiên, như được đề cập đến trong Tài liệu sáng chế 1, đây là thiết đặt để tối đa hoá tỷ số sử dụng điện áp R đối với điện áp DC ảo Vdc vốn là hằng số. Tỷ số sử dụng điện áp R là $(1/\sqrt{2})$ trong trường hợp này. Trong khoảng thời gian nhận thì dc = 0, nên chuyển mạch Sc không dẫn điện. Trong khoảng thời gian cấp thì tụ điện C4 không được tích điện, nên không có dòng điện il.

$$\left. \begin{aligned} d_{rec} &= \sqrt{2} |\sin(\omega t)| \\ d_c &= \frac{V_m}{V_c} \cdot \frac{\cos(2\omega t)}{\sqrt{2}} \end{aligned} \right\} \dots (6)$$

$$\left. \begin{aligned} d_{rec} &= \frac{1}{\sqrt{2} |\sin(\omega t)|} \\ d_c &= 0 \end{aligned} \right\} \dots (7)$$

Trong “thiết đặt thứ nhất”, thì dòng điện DC Idc vào bộ nghịch lưu 5 bị làm cho xung động với tỷ số sử dụng điện áp R nêu trên được giữ, tức là các tỷ số của các công thức (6) và (7) được giữ, nhờ đó thu được công suất được cấp/nhận tức thời Pbuf mà thoả mãn công thức (2).

Cụ thể là, dòng điện DC Idc mà thoả mãn công thức sau đây được làm cho đi vào bộ nghịch lưu 5. Việc điều khiển bộ chuyển đổi 5 để thoả mãn công thức sau đây có thể được thực hiện bằng cách điều khiển giá trị điều khiển dòng điện. Việc điều khiển giá trị điều khiển dòng điện sẽ được mô tả dưới đây.

$$I_{dc} = \frac{V_m \cdot I_m}{2V_{dc}} (1 - (1-k) \cdot \cos(2\omega t)) \dots (8)$$

Trong khoảng thời gian cấp, thì dòng điện il được đặt bằng 0 như đã mô tả trên đây, nên dòng điện irec là bằng dòng điện irec1, và dòng điện irec bằng tích drec·idc. Do đó, công thức sau đây là đúng, trong đó $V_m/V_{dc} = \sqrt{2}$ được sử dụng xét về tỷ số sử dụng điện áp R.

$$\begin{aligned}
i_{rec} &= i_{rec1} = d_{rec} \cdot I_{dc} \\
&= \sqrt{2} |\sin(\omega t)| \cdot \frac{V_m}{2V_{dc}} \cdot I_m (1 - (1-k) \cdot \cos(2\omega t)) \\
&= I_m |\sin(\omega t)| \cdot (1 - (1-k) \cdot \cos(2\omega t)) \quad \dots \quad (9)
\end{aligned}$$

Do dòng điện i_{rec} xuất hiện dưới dạng giá trị tuyệt đối của dòng điện đầu vào i_{in} , ngược lại so với kỹ thuật được bộc lộ trong nhóm Tài liệu thứ nhất (dưới đây được gọi là “kỹ thuật cơ bản”), nên dòng điện đầu vào i_{in} là khác dòng điện điều hoà. Do đó, theo phương án này (bao gồm không chỉ “thiết đặt thứ nhất” mà còn “thiết đặt thứ hai”, mà đúng đối với phần mô tả dưới đây), giá trị cực đại I_m là giá trị cực đại của dòng điện mà thể hiện sóng hình sin và có giá trị hiệu dụng của dòng điện đầu vào i_{in} (tức là trung bình theo thời gian của các công suất của dòng điện đầu vào i_{in}) dưới dạng giá trị hiệu dụng.

Trong công thức (9), không phụ thuộc vào giá trị của k , $|\sin(\omega t)| = 1/\sqrt{2}$ và dòng điện i_{rec} lấy giá trị $I_m/\sqrt{2}$ khi $\cos(2\omega t) = 0$. Do đó, theo phương án này, giá trị cực đại I_m của dòng điện i_{rec} có thể được coi là $\sqrt{2}$ lần giá trị của dòng điện i_{rec} (tức là giá trị tuyệt đối của dòng điện i_{in}) khi góc pha ωt là $\pi/4$ và $3\pi/4$ (tức ranh giới giữa khoảng thời gian cấp và khoảng thời gian nhận).

Từ công thức (9), có thể thu được công suất được đưa vào từ nguồn cấp AC một pha 1 trong khoảng thời gian cấp dựa vào công thức (10).

$$P_{in} = V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t) \cdot (1 - (1-k) \cdot \cos(2\omega t)) \quad \dots \quad (10)$$

Công suất được đưa vào bộ nghịch lưu 5, tức công suất ra tức thời P_{out} được tiêu thụ bởi bộ nghịch lưu 5, là thu được dưới dạng tích số của dòng điện DC I_{dc} và điện áp DC ảo V_{dc} , vốn thu được bằng công thức (11).

$$\begin{aligned}
P_{out} &= V_{dc} \cdot I_{dc} \\
&= \frac{V_m \cdot I_m}{2} (1 - (1-k) \cdot \cos(2\omega t)) \quad \dots \quad (11)
\end{aligned}$$

Do đó, thu được sự khác biệt giữa các công thức (10) và (11) như được biểu diễn bằng công thức (12), vốn khớp với công thức (2).

$$\begin{aligned}
 P_{out} - P_{in} &= \frac{V_m \cdot I_m}{2} [(1 - (1 - k) \cdot \cos(2\omega t)) - 2 \sin^2(\omega t)] \\
 &= \frac{V_m \cdot I_m}{2} \cdot \cos(2\omega t) \cdot k \quad \dots (12)
 \end{aligned}$$

Do đó, hiệu lực của việc thiết đặt dòng điện DC I_{dc} bằng công thức (8) đã được mô tả.

Trong khoảng thời gian nhận, dòng điện i_l được thiết đặt như được biểu diễn bằng công thức (13). Do đó, công suất được tích trữ trong mạch tích điện và phóng điện 4 trong khoảng thời gian nhận được tính như công thức (14), và có giá trị tuyệt đối bằng với, và dấu ngược với, trong công thức (2) vốn biểu diễn công suất được cấp/nhận tức thời P_{buf} . Do đó, hiệu lực của việc thiết đặt dòng điện i_l bằng công thức (13) đã được mô tả.

$$\begin{aligned}
 i_l &= k \cdot I_m \cdot \left[|\sin(\omega t)| - \frac{1}{2|\sin(\omega t)|} \right] \quad \dots (13) \\
 |V_{in}| \cdot i_l &= V_m |\sin(\omega t)| \cdot k \cdot I_m \cdot \left[|\sin(\omega t)| - \frac{1}{2|\sin(\omega t)|} \right] \\
 &= V_m \cdot I_m \cdot k \cdot \left[\sin^2(\omega t) - \frac{1}{2} \right] \\
 &= \frac{1}{2} V_m \cdot I_m \cdot k \cdot [-\cos(2\omega t)] \quad \dots (14)
 \end{aligned}$$

Phần nêu trên đã mô tả rằng khi hoạt động điều khiển được thực hiện sao cho tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu drec, mà được biểu diễn bằng công thức (6), được thoả mãn để làm cho dòng điện i_{rec1} đi từ bộ chuyển đổi 3 đến bộ nghịch lưu 5 trong khoảng thời gian cấp, thì việc tiếp tục thực hiện hoạt động điều khiển dưới đây có thể giảm công suất được cấp/nhận tức thời P_{buf} xuống k -lần theo kỹ thuật cơ bản.

(i) Bộ nghịch lưu 5 được làm cho nhận dòng điện I_{dc} mà thoả mãn công thức (8).

(ii) Dòng điện i_l mà thoả mãn công thức (13) được đưa vào mạch đệm 4a trong khoảng thời gian nhận.

Cách thức cụ thể để thực hiện hoạt động (i) nêu trên sẽ được mô tả ở phần “(b-4)” dưới đây. Hoạt động cụ thể của mạch tăng thế 4b đối với hoạt động (ii) nêu trên có thể được thực hiện dễ dàng dựa trên nhóm Tài liệu thứ nhất. Tức là, tỷ số dẫn điện trong một

chu trình dẫn điện dI trong đó chuyển mạch S_I dẫn điện là thu được bằng cách nhân giá trị của tỷ số dẫn điện trong một chu trình dẫn điện dI đã được mô tả trong kỹ thuật cơ bản với $\sqrt{k}$.

Như trong kỹ thuật cơ bản, để tỷ số sử dụng điện áp R lấy trị số cực đại ($1/\sqrt{2}$) của nó với điện áp DC ảo V_{dc} được giữ không đổi, thì trong khoảng thời gian cấp,

(iv) chuyển mạch S_c được làm cho dẫn điện ở tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện dc mà thoả mãn công thức (6) để phóng điện cho tụ điện C_4 , và

(v) bộ chuyển đổi 3 hoạt động tại tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu $drec$ được biểu diễn bằng công thức (6).

Tuy nhiên trên thực tế, chuyển mạch S_{rec} không được tạo ra và chỉ xuất hiện trong mạch tương đương. Tức là, sự dẫn điện/không dẫn điện của chuyển mạch S_{rec} được xác định tùy theo sự hoạt động của chuyển mạch S_c và bộ nghịch lưu 5. Tức là, dựa vào công thức (4), sự dẫn điện/không dẫn điện của chuyển mạch S_c được điều khiển riêng rẽ với tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện dc , và hoạt động chuyển mạch của bộ nghịch lưu 5 được điều khiển với tỷ số trong chu trình không dz (tức là dòng điện pha không đi trong khoảng thời gian tương đương với chu trình không dz , không phụ thuộc vào điện áp ra từ bộ nghịch lưu 5) theo công thức (15) trong khoảng thời gian cấp, và công thức (16) trong khoảng thời gian nhận, nhờ đó thu được tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu $drec$. Cũng trong trường hợp này, chuyển mạch S_{ci} không dẫn điện trong khoảng thời gian nhận.

$$\left. \begin{aligned} dc &= \frac{V_m}{v_c} \cdot \frac{\cos(2\omega t)}{\sqrt{2}} \\ dz &= 1 - dc - \sqrt{2}|\sin(\omega t)| \end{aligned} \right\} \dots (15)$$

$$\left. \begin{aligned} dc &= 0 \\ dz &= 1 - \frac{1}{\sqrt{2}|\sin(\omega t)|} \end{aligned} \right\} \dots (16)$$

Các phương pháp cụ thể hơn để thực hiện hoạt động (iv) và (v) nêu trên đã được mô tả trong nhóm Tài liệu thứ nhất nên được lược bỏ ở đây.

Fig.3 và Fig.4 là các đồ thị thể hiện sự hoạt động của bộ chuyển đổi công suất trực tiếp trên Fig.1. Fig.3 thể hiện trường hợp mà kỹ thuật cơ bản được sử dụng, và Fig.4 thể hiện trường hợp mà hoạt động (i) đến (iv) được sử dụng, trong đó k được thiết đặt $= 1/3$. Tỷ số điện áp ngang bằng V_c/V_m được thiết đặt trên Fig.3 và Fig.4. Kỹ thuật cơ bản nêu trên tương ứng với trường hợp $k = 1$ trong “thiết đặt thứ nhất” (xem các công thức (8) đến (14)).

Trên cả Fig.3 và Fig.4, tầng trên cùng thể hiện các tỷ số d_{rec} , d_c và d_z , tầng thứ hai từ trên xuống thể hiện các điện áp $V_{rec} \cdot d_{rec}$ và $V_c \cdot d_c$, điện áp DC ảo V_{dc} được tạo ra từ đó (xem công thức (5)), và dòng điện I_{dc} , tầng thứ ba từ trên xuống thể hiện các dòng điện i_{rec} , i_{cd} , i_l và i_{rec1} , và tầng dưới cùng thể hiện các công suất tức thời P_{in} , P_{out} và P_{buf} . Các ký hiệu T_1 và T_2 lần lượt biểu thị khoảng thời gian cấp và khoảng thời gian nhận.

Trên cả Fig.3 và Fig.4, trục ngang biểu thị góc pha ωt với đơn vị là “độ”. Các dòng điện I_{dc} , i_{rec} , i_{cd} , i_l và i_{rec1} được chuyển đổi với giá trị cực đại I_m bằng $\sqrt{2}$. Các điện áp V_{rec} , d_{rec} và $V_c \cdot d_c$ được chuyển đổi với giá trị cực đại V_m bằng 1. Mỗi trong số các công suất tức thời P_{in} , P_{out} và P_{buf} là thu được dưới dạng tích số của điện áp và dòng điện được chuyển đổi như đã mô tả trên đây. Dòng điện i_l bằng 0 trong khoảng thời gian cấp T_1 , do đó, dòng điện i_{rec1} khớp với dòng điện i_{rec} ; $d_c = 0$ trong khoảng thời gian nhận T_2 , do đó, điện áp $V_{rec} \cdot d_{rec}$ khớp với điện áp DC ảo V_{dc} .

Các tỷ số d_{rec} , d_c và d_z là giống với trong kỹ thuật cơ bản và thiết đặt thứ nhất như đã mô tả trên đây, do đó, các điện áp $V_{rec} \cdot d_{rec}$, $V_c \cdot d_c$ và điện áp DC ảo V_{dc} được tạo ra từ đó là giống với trong kỹ thuật cơ bản (xem Fig.3) và thiết đặt thứ nhất (xem Fig.4).

Dòng điện I_{dc} được biểu diễn bằng công thức (8), do đó, kỹ thuật cơ bản trên Fig.3 (tức $k = 1$) là khác biệt lớn so với kỹ thuật của “thiết đặt thứ nhất” trên Fig.4 (ở đây, $k = 1/3$).

Có thể thấy rằng dòng điện i_l được thể hiện trên tầng thứ ba từ trên xuống trong mỗi trong số Fig.3 và Fig.4 là được giảm nhiều trong “thiết đặt thứ nhất” hơn so với trong kỹ thuật cơ bản (xem công thức (13)).

Dòng điện i_{cd} lấy giá trị $I_{dc} \cdot dc$. Tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện dc là giống nhau, và dòng điện I_{dc} là khác với trong kĩ thuật cơ bản và “thiết đặt thứ nhất”. Cụ thể là, giá trị $\cos(2\omega t)$ là dương trong khoảng thời gian cấp trong đó có dòng điện i_{cd} chạy, và giá trị $(1 - k)$ trở nên càng lớn nếu hằng số k càng nhỏ, nên như có thể thấy từ công thức (8), dòng điện I_{dc} trở nên càng nhỏ nếu hằng số k càng nhỏ. Tức là, dòng điện I_{dc} trong khoảng thời gian cấp T_1 trong “thiết đặt thứ nhất” là nhỏ hơn so với trong kĩ thuật cơ bản. Do đó, tương tự như dòng điện I_{dc} , dòng điện i_{cd} trong kĩ thuật của “thiết đặt thứ nhất” giảm nhiều hơn so với trong kĩ thuật cơ bản.

Những sự giảm đối với các dòng điện i_l và i_{cd} này là được mong muốn xét về mặt giảm các công suất cần thiết cho cuộn cảm L_4 và tụ điện C_4 được sử dụng trong mạch tích điện và phóng điện 4, quy mô và chi phí.

Cũng có thể thấy rằng công suất được cấp/nhận tức thời P_{buf} trong kĩ thuật của “thiết đặt thứ nhất” được giảm nhiều hơn so với trong kĩ thuật cơ bản, mặc dù công suất đầu vào tức thời P_{in} được đưa vào bị méo nhiều hơn khỏi sóng hình sin và công suất ra tức thời P_{out} bị xung động.

(b-3) Thiết đặt thứ hai của tỷ số để tối đa hoá tỷ số sử dụng điện áp R

Theo thiết đặt thứ nhất, công suất ra tức thời P_{out} bị xung động theo sự xung động của dòng điện I_{dc} như đã mô tả trên đây. Theo phương án này, để giảm công suất được cấp/nhận tức thời P_{buf} , thì sự xung động của công suất ra tức thời P_{out} là được cho phép. Kĩ thuật để làm xung động điện áp DC ảo V_{dc} , mà được sử dụng bởi bộ nghịch lưu 5, để cải thiện tỷ số sử dụng điện áp R , sẽ được mô tả trong “thiết đặt thứ hai”.

Cụ thể là, dạng sóng của điện áp DC ảo V_{dc} được đặt cho bằng giá trị tuyệt đối $V_m \cdot |\sin(\omega t)|$ của điện áp vào V_{in} trong khoảng thời gian nhận. Điều này tạo ra giá trị trung bình R_a của tỷ số sử dụng điện áp R trong khoảng thời gian nhận từ phép tính của công thức (17), và xấp xỉ bằng 0,9. Nó có thể được coi là tỷ số sử dụng điện áp của điện áp DC được đưa vào bộ nghịch lưu 5, thu được bằng giá trị trung bình đối với chu kỳ của điện áp AC một pha V_{in} .

$$R_a = \int_{\pi/4}^{3\pi/4} |\sin(\omega t)| d(\omega t) / (\pi/2) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \quad \dots \quad (17)$$

Theo cách tương tự, dạng sóng của điện áp DC ảo V_{dc} trong khoảng thời gian cấp được thiết đặt bằng công thức (18).

$$V_{dc} = V_m \cdot |\cos(\omega t)| \quad \dots \quad (18)$$

Tức là trong “thiết đặt thứ hai”, thì dạng sóng của điện áp DC ảo V_{dc} là dạng sóng (dưới đây được gọi là “dạng sóng chỉnh lưu toàn sóng hai pha”) thu được bằng cách chỉnh lưu toàn sóng đối với điện áp AC hai pha có giá trị cực đại V_m .

Có sự lệch pha $\pi/2$ giữa khoảng thời gian cấp và khoảng thời gian nhận, và cũng có sự lệch pha $\pi/2$ giữa dạng sóng sin và dạng sóng cosin. Do đó, giá trị trung bình R_a trong khoảng thời gian cấp là giống như trong khoảng thời gian nhận. Do đó, có thể thu được giá trị trung bình R_a từ công thức (17) trong bất kì trong số khoảng thời gian cấp và khoảng thời gian nhận. Điều này có nghĩa là giá trị trung bình R_a được cải thiện đến $(2\sqrt{2}/\pi)/(1/\sqrt{2}) = 4/\pi$ lần, tức là xấp xỉ 1,11 lần so với của kĩ thuật cơ bản hoặc “thiết đặt thứ nhất”.

Không chỉ giá trị trung bình R_a mà còn tỷ số sử dụng điện áp R cũng được cải thiện so với kĩ thuật cơ bản hoặc “thiết đặt thứ nhất”, không phụ thuộc vào góc pha ωt . Điều này là do điện áp DC ảo V_{dc} , khi nó có dạng sóng chỉnh lưu toàn sóng hai pha mà có trị số cực tiểu là $V_m/\sqrt{2}$, là lớn hơn hoặc bằng (hằng số) điện áp DC ảo V_{dc} ($= V_m/\sqrt{2}$) thu được trong kĩ thuật cơ bản hoặc “thiết đặt thứ nhất”.

Phương pháp cụ thể để gần như làm cho dạng sóng của điện áp DC ảo V_{dc} có dạng sóng chỉnh lưu toàn sóng hai pha sẽ được mô tả. Trước hết, trong khoảng thời gian nhận, dạng sóng của điện áp DC ảo V_{dc} được đặt cho bằng giá trị tuyệt đối của điện áp vào V_{in} , nên tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu đrec được đặt bằng 1. Cụ thể hơn, cả tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện dc lẫn tỷ số trong chu trình không dz cần được đặt bằng 0 dựa vào công thức (4). Tức là trong khoảng thời gian nhận thì chuyển mạch S_c không dẫn điện, và bộ nghịch lưu 5 có thể hoạt động đáp lại yêu cầu đối với các dòng điện I_u , I_v và I_w được làm cho đi vào phụ tải cảm kháng 6 (mà không bị giới hạn ở việc làm cho có dòng điện pha không i_z chạy để thiết đặt điện áp DC ảo V_{dc}).

Trong khoảng thời gian cấp, tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu đrec được thiết đặt tương tự như “thiết đặt thứ nhất”, và tỷ số phóng điện trong một chu trình

phóng điện dc được thiết đặt bằng $\sqrt{2}$ lần giá trị được thiết đặt trong “thiết đặt thứ nhất”. Cụ thể hơn, chuyển mạch Sc cần được chuyển mạch tại tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện dc được biểu diễn bằng công thức (19), và bộ nghịch lưu 5 cần được vận hành tại tỷ số trong chu trình không dz.

$$\left. \begin{aligned} dc &= \frac{V_m}{v_c} \cdot \cos(2\omega t) \\ dz &= 1 - dc - \sqrt{2}|\sin(\omega t)| \end{aligned} \right\} \dots (19)$$

Dòng điện DC I_{dc} xung động, do đó, I_m/I_{dc} không có giá trị không đổi như trong kĩ thuật cơ bản. Tuy nhiên, ngay cả khi tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu drec được thiết đặt trong khoảng thời gian cấp như trong “thiết đặt thứ nhất”, thì sự xung động của dòng điện DC I_{dc} vẫn nhỏ (thu được trị số cực đại của sự xung động bằng $1 - 1/\sqrt{2}$, tức là xấp xỉ 30%) nếu $k = 1$, và tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu drec là nhỏ hơn hoặc bằng 1. Do đó, trong khoảng thời gian cấp, thì $|i_{lin}| = i_{rec} = i_{rec1} = I_{dc} \cdot d_{rec}$ là ít bị méo.

Do đó, có thể thu được điện áp DC ảo V_{dc} trong khoảng thời gian cấp bằng công thức (20).

$$\begin{aligned} V_{dc} &= V_m \cdot \sqrt{2} \cdot \sin^2(\omega t) + V_m \cdot |\cos(2\omega t)| \\ &= \frac{V_m}{\sqrt{2}} \{1 + (\sqrt{2} - 1)|\cos(2\omega t)|\} \dots (20) \end{aligned}$$

Công thức (20) là gần giống với công thức (18) tại các góc pha ωt là, ví dụ, $3\pi/4$ đến $5\pi/4$ trong khoảng thời gian cấp. Cụ thể là, có thể thấy rằng có dưới 1% chênh lệch giữa giá trị tích phân của điện áp DC ảo V_{dc} được biểu diễn bằng công thức (18) trên khoảng thời gian cấp và giá trị tích phân của điện áp DC ảo V_{dc} được biểu diễn bằng công thức (20) trên khoảng thời gian cấp.

Phần nêu trên cho thấy rằng bằng cách đặt $dc = dz = 0$ trong khoảng thời gian nhận và sử dụng các tỷ số được biểu diễn bằng công thức (19) trong khoảng thời gian cấp, thì dạng sóng của điện áp DC ảo V_{dc} có thể gần giống dạng sóng chỉnh lưu toàn sóng hai pha, nhờ đó cải thiện được tỷ số sử dụng điện áp R.

Dòng điện DC I_{dc} được thiết đặt bằng công thức (8) cũng được sử dụng trong “thiết đặt thứ hai”, nên công thức (11) đúng. Tức là, cần phải thu được vế phải của công thức (11) trong “thiết đặt thứ hai” cũng như trong “thiết đặt thứ nhất”. Nếu để cho V_{dc1} và I_{dc1} là các giá trị trung bình tương ứng trên mỗi chu kì của pha của nguồn cấp của điện áp DC ảo V_{dc} và dòng điện DC I_{dc} trong “thiết đặt thứ nhất”, và để cho V_{dc2} và I_{dc2} là các giá trị trung bình tương ứng trên mỗi chu kì của pha của nguồn cấp của điện áp DC ảo V_{dc} và dòng điện DC I_{dc} trong “thiết đặt thứ hai”, thì công thức (21) đúng.

$$V_{dc1} \cdot I_{dc1} = V_{dc2} \cdot I_{dc2} \quad \dots \quad (21)$$

$V_{dc1} = V_m/\sqrt{2}$ và $V_{dc2} = (2\sqrt{2}/\pi)V_m$ trong phần mô tả nêu trên, cho thấy mối quan hệ $I_{dc2} = (\pi/4)I_{dc1}$.

Do đó, dòng điện i_l trong “thiết đặt thứ hai” cần được hiệu chỉnh, đối với dòng điện i_l trong “thiết đặt thứ nhất” được biểu diễn bằng công thức (13), bằng tích $\pi/(2\sqrt{2})$ của tỷ số $I_{dc2}/I_{dc1} = \pi/4$ và tỉ số $\sqrt{2}$ của tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện dc trong “thiết đặt thứ hai” được biểu diễn bằng công thức (19) với tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện dc trong “thiết đặt thứ nhất” được biểu diễn bằng công thức (15). Tức là, dòng điện i_l trong “thiết đặt thứ hai” được thiết đặt bằng công thức (22).

$$i_l = k \cdot I_m \cdot \left[|\sin(\omega t)| - \frac{1}{2|\sin(\omega t)|} \right] \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \quad \dots \quad (22)$$

Phần nêu trên đã mô tả rằng khi hoạt động điều khiển được thực hiện sao cho tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu drec, mà được biểu diễn bằng công thức (6), được thoả mãn để làm cho dòng điện i_{rec1} đi từ bộ chuyển đổi 3 đến bộ nghịch lưu 5 trong khoảng thời gian cấp, thì việc tiếp tục thực hiện hoạt động điều khiển dưới đây có thể tăng tỷ số sử dụng điện áp trong khi giảm được công suất được cấp/nhận tức thời P_{buf} .

(i) Bộ nghịch lưu 5 được làm cho nhận dòng điện I_{dc} mà thoả mãn công thức (8).

(iii) Dòng điện i_l mà thoả mãn công thức (22) được đưa vào mạch đệm 4a trong khoảng thời gian nhận.

Để cho phép sự xung động của điện áp DC ảo V_{dc} , mà bộ nghịch lưu 5 sử dụng, để tiếp tục tăng tỷ số sử dụng điện áp R , thì

(vi) chuyển mạch S_c được làm cho dẫn điện ở tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện dc mà thoả mãn công thức (19) để phóng điện cho tụ điện C_4 trong khoảng thời gian cấp, và

(vii) trong khoảng thời gian nhận, thì không chỉ tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện dc mà còn tỷ số trong chu trình không dz đều được đặt bằng 0, và tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu $drec$ được đặt bằng 1.

Các phương pháp cụ thể để thực hiện hoạt động (vi) và (vii) trên đây có thể được thực hiện dễ dàng dựa trên nhóm Tài liệu thứ nhất, nên không được mô tả ở đây.

Fig.5 và Fig.6 là các đồ thị thể hiện sự hoạt động của bộ chuyển đổi công suất trực tiếp trên Fig.1, mỗi trong số các hình vẽ này thể hiện sự hoạt động khi các tỷ số $drec$, dc và dz được thiết đặt dựa trên “thiết đặt thứ hai”. Fig.5 thể hiện trường hợp $k = 1$, và Fig.6 thể hiện trường hợp $k = 1/3$.

Trên cả Fig.5 và Fig.6, tầng trên cùng thể hiện các tỷ số $drec$, dc và dz , tầng thứ hai từ trên xuống thể hiện các điện áp $V_{rec \cdot drec}$ và $V_c \cdot dc$, điện áp DC ảo V_{dc} được tạo ra từ đó (xem công thức (5)), và dòng điện I_{dc} , tầng thứ ba từ trên xuống thể hiện các dòng điện i_{rec} , i_{cd} , i_l và i_{rec1} , và tầng dưới cùng thể hiện các công suất tức thời P_{in} , P_{out} và P_{buf} . Các kí hiệu T_1 và T_2 lần lượt biểu thị khoảng thời gian cấp và khoảng thời gian nhận.

Trên cả Fig.5 và Fig.6, trục ngang biểu thị góc pha ωt với đơn vị là “độ”. Các dòng điện I_{dc} , i_{rec} , i_{cd} , i_l và i_{rec1} được chuyển đổi với giá trị cực đại I_m bằng $\sqrt{2}$. Các điện áp $V_{rec \cdot drec}$ và $V_c \cdot dc$ được chuyển đổi với giá trị cực đại V_m bằng 1. Mỗi trong số các công suất tức thời P_{in} , P_{out} và P_{buf} là thu được dưới dạng tích số của điện áp và dòng điện được chuyển đổi như đã mô tả trên đây. Dòng điện i_l bằng 0 trong khoảng thời gian cấp T_1 , do đó, dòng điện i_{rec1} khớp với dòng điện i_{rec} ; $dc = 0$ trong khoảng thời gian nhận T_2 , do đó, điện áp $V_{rec \cdot drec}$ khớp với điện áp DC ảo V_{dc} .

Các tỷ số d_{rec} , d_c và d_z không phụ thuộc vào hằng số k như đã mô tả trên đây, do đó, điện áp DC ảo V_{dc} và các điện áp $V_{rec} \cdot d_{rec}$ và $V_c \cdot d_c$ mà cấu thành điện áp DC ảo V_{dc} thể hiện dạng sóng giống nhau trên Fig.5 và Fig.6.

Dòng điện I_{dc} , mà được biểu diễn bằng công thức (8), phụ thuộc vào hằng số k , do đó khác nhiều giữa trường hợp $k = 1$ trên Fig.5 và trường hợp $k = 1/3$ trên Fig.6.

Điều này cho thấy rằng dòng điện i_l trên tầng thứ ba từ trên xuống trên mỗi trong số Fig.5 và Fig.6 trong trường hợp $k = 1/3$ là được giảm nhiều hơn so với trong trường hợp $k = 1$ (xem công thức (22)).

Dòng điện i_{cd} lấy giá trị $I_{dc} \cdot d_c$. Tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện d_c không phụ thuộc vào hằng số k , và dòng điện I_{dc} phụ thuộc vào hằng số k . Do đó, dòng điện i_{cd} trong trường hợp $k = 1/3$ trên Fig.6 là giảm nhiều hơn so với trong trường hợp $k = 1$ trên Fig.5, tương tự như dòng điện I_{dc} .

Những sự giảm đối với các dòng điện i_l và i_{cd} này là được mong muốn xét về mặt giảm các công suất cần thiết cho cuộn cảm L_4 và tụ điện C_4 được sử dụng trong mạch tích điện và phóng điện 4, quy mô và chi phí.

Điều này cũng cho thấy rằng công suất được cấp/nhận tức thời P_{buf} trong trường hợp $k = 1/3$ là được giảm nhiều hơn so với trong trường hợp $k = 1$, mặc dù công suất đầu vào tức thời P_{in} được đưa vào là bị méo nhiều hơn khỏi dạng sóng hình sin và công suất ra tức thời P_{out} bị xung động.

Như được thể hiện trên Fig.6, trong trường hợp $k = 1/3$, thì điện áp DC ảo V_{dc} là $\sqrt{2}$ -lần (tức là giá trị cực đại V_m) giá trị $V_m/\sqrt{2}$ của điện áp DC ảo V_{dc} trong “thiết đặt thứ nhất” tại cả hai thời điểm mà dòng điện I_{dc} có trị số cực đại và trị số cực tiểu.

Do đó, trong trường hợp $k = 1/3$ trong “thiết đặt thứ hai” (xem Fig.6), thì độ lớn của dòng điện I_{dc} tại những thời điểm nêu trên có thể được giảm xuống $1/\sqrt{2}$ lần so với trường hợp $k = 1/3$ trong “thiết đặt thứ nhất” (xem Fig.4).

Tác dụng của việc giảm trị số cực đại của dòng điện I_{dc} là đặc biệt được mong muốn, xét về việc giảm các công suất định mức của các phần tử chuyển mạch S_{up} , S_{vp} , S_{wp} , S_{un} , S_{vn} và S_{wn} và các điôt D_{up} , D_{vp} , D_{wp} , D_{un} , D_{vn} và D_{wn} được sử dụng trong bộ nghịch lưu 5.

(b-4) Ví dụ về kỹ thuật đưa dòng điện I_{dc} vào bộ nghịch lưu 5

Phần này sẽ mô tả ví dụ để thực hiện công thức (8) vốn được sử dụng đối với dòng điện I_{dc} chung trong “thiết đặt thứ nhất” và “thiết đặt thứ hai” đối với các tỉ số.

Phần sau sẽ mô tả một ví dụ trong đó hoạt động điều khiển trực dq đã biết được thực hiện đối với sự hoạt động của phụ tải AC bình thường. Công thức công suất trên các trục dq thường được biểu diễn bằng công thức (23). Các kí hiệu V^* và I lần lượt biểu thị giá trị lệnh của điện áp được cấp đến phụ tải AC và dòng điện đi qua phụ tải AC. Chúng đều là xoay chiều, do đó, các dấu chấm thể hiện rằng chúng được biểu diễn dưới dạng các số phức được đặt bên trên cả hai kí hiệu V^* và I . Lưu ý rằng điện áp trục q tuân theo giá trị lệnh V_q^* của nó một cách lý tưởng, và điện áp trục d tuân theo giá trị lệnh V_d^* của nó một cách lý tưởng.

$$P + jQ = \dot{V}^* \cdot \dot{I} = V_d^* \cdot I_d + V_q^* \cdot I_q + j(V_q^* \cdot I_d - V_d^* \cdot I_q) \quad \dots \quad (23)$$

Công suất được cấp từ các đường cấp nguồn DC LH và LL đến bộ nghịch lưu 5 không có công suất phản kháng, do đó, công suất này được biểu diễn bằng công thức (24) bằng cách bỏ qua số hạng thứ ba của công thức (23).

$$P_{dc} = V_d^* \cdot I_d + V_q^* \cdot I_q \quad \dots \quad (24)$$

Công suất ra tức thời P_{out} được biểu diễn bằng công thức (11) là khớp với công thức (24), nên công thức (25) đúng.

$$\begin{aligned} P_{dc} = P_{out} &= \frac{V_m \cdot I_m}{2} (1 - (1 - k) \cdot \cos(2\omega t)) \\ &= \frac{V_m \cdot I_m}{2} - \frac{(1 - k)V_m \cdot I_m}{2} \cos(2\omega t) \quad \dots \quad (25) \end{aligned}$$

Do đó, hoạt động điều khiển để thu được công thức (8) có thể được thực hiện bằng cách điều khiển sao cho thành phần AC của công thức (24) và số hạng thứ hai ở phía ngoài cùng bên phải của công thức (25) khớp với nhau. Fig.7 thể hiện sơ đồ khối của cấu hình ví dụ để thực hiện hoạt động điều khiển nêu trên. Cấu hình này được cung cấp, ví dụ, trong cấu hình được thể hiện dưới dạng bộ điều khiển 10 trên Fig.1.

Để mô tả vắn tắt một phần của cấu hình trên Fig.7 vốn thể hiện một kỹ thuật đã biết, thì giá trị điều khiển pha dòng điện β^* được đưa vào để thu được các giá trị hàm

lượng giác $\cos\beta^*$ và $-\sin\beta^*$, và từ các giá trị này và giá trị điều khiển dòng điện I_a^* , thì giá trị điều khiển dòng điện trục q I_q^* và giá trị điều khiển dòng điện trục d I_d^* được tạo ra. Giả sử rằng phụ tải cảm kháng 6 là máy nén rôto, giá trị điều khiển điện áp trục q V_q^* và giá trị điều khiển điện áp trục d V_d^* thu được dựa trên vận tốc góc quay ω_m của máy nén rôto này, từ thông Φ_a của máy nén rôto này, điện cảm trục d L_d và điện cảm trục q L_q của máy nén rôto này, giá trị điều khiển dòng điện trục q I_q^* và giá trị điều khiển dòng điện trục d I_d^* , và dòng điện trục q I_q và dòng điện trục d I_d . Các giá trị điều khiển điện áp V_u^* , V_v^* và V_w^* để điều khiển bộ nghịch lưu 5 được tạo ra từ giá trị điều khiển điện áp trục q V_q^* và giá trị điều khiển điện áp trục d V_d^* .

Trong cấu hình được thể hiện trên Fig.1, ví dụ, bộ dò vận tốc 9 dò các dòng điện I_u , I_v và I_w đi qua phụ tải cảm kháng 6, và dựa trên các kết quả này, cung cấp vận tốc góc quay ω_m , dòng điện trục q I_q , và dòng điện trục d I_d đến bộ điều khiển 10.

Bộ điều khiển 10 thu được, dựa trên các giá trị điều khiển điện áp V_u^* , V_v^* , và V_w^* , các tín hiệu SS_{up} , SS_{vp} , SS_{wp} , SS_{un} , SS_{vn} và SS_{wn} (xem Fig.1) để lần lượt điều khiển sự hoạt động của các phần tử chuyển mạch Sup , Svp , Swp , Sun , Svn và Swn của bộ nghịch lưu 5 thông qua tiến trình xử lý số học (không được thể hiện trên hình vẽ, (ví dụ, xem Tài liệu sáng chế 1).

Bộ điều khiển 10 cũng tạo ra các tín hiệu SS_c và SS_l để lần lượt điều khiển các hoạt động của các chuyển mạch Sc và Sl , vốn được tạo ra dựa trên các tỷ số d_{rec} , d_c , d_z và d_l (ví dụ, xem nhóm Tài liệu thứ nhất).

Bộ xử lý 71, để thực hiện hoạt động điều khiển sao cho thành phần AC của công thức (24) và số hạng thứ hai của phía ngoài cùng bên phải của công thức (25) khớp nhau, được mô tả dưới đây. Bộ xử lý 71 bao gồm bộ tính công suất DC 711, bộ trích thành phần xung động 712, bộ tính thành phần xung động 713, bộ trừ 714, bộ cộng 715 và bộ xử lý PI 716.

Bộ tính công suất DC 711 nhận giá trị điều khiển điện áp trục q V_q^* và giá trị điều khiển điện áp trục d V_d^* , và dòng điện trục q I_q và dòng điện trục d I_d , và tính công suất DC P_{dc} dựa trên công thức (24) nêu trên, nhờ đó cấp công suất DC P_{dc} đến bộ trích thành phần xung động 712.

Bộ trích thành phần xung động 712 trích ra và xuất ra thành phần AC của công thức (24). Bộ trích thành phần xung động 712 được thực hiện bằng, ví dụ, bộ lọc thông cao HPF (High Pass Filter).

Bộ tính thành phần xung động 713 nhận các giá trị cực đại V_m và I_m , vận tốc góc của nguồn cấp ω , và hằng số k , nhờ đó thu được số hạng thứ hai của phía ngoài cùng bên phải của công thức (25). Các giá trị cực đại V_m và I_m và vận tốc góc của nguồn cấp ω có thể được đưa vào bộ tính thành phần xung động 713 dưới dạng thông tin thu được từ nguồn cấp AC một pha 1 (xem Fig.1).

Như đã mô tả trên đây, tiến trình mong muốn này làm cho thành phần AC của công thức (24) và số hạng thứ hai của phía ngoài cùng bên phải của công thức (25) khớp nhau, do đó, cần phải điều khiển để giảm sự chênh lệch giữa đầu ra của bộ trích thành phần xung động 712 và đầu ra của bộ tính thành phần xung động 713. Do đó, bộ trừ 714 thu được lượng chênh lệch, và xuất ra bộ cộng 715, giá trị thu được nhờ việc bộ xử lý PI 716 thực hiện hoạt động điều chỉnh tỉ lệ tích phân đối với lượng chênh lệch này.

Bộ cộng 715 thực hiện tiến trình xử lý để hiệu chỉnh giá trị điều khiển dòng điện I_a^* trong tiến trình chuẩn tắc với đầu ra của bộ xử lý PI 716. Cụ thể là, trước hết, bộ trừ 701 thu thập độ lệch của vận tốc góc quay ω_m từ giá trị lệnh ω_m^* của nó trong tiến trình chuẩn tắc để thu được giá trị điều khiển dòng điện I_a^* . Bộ xử lý PI 702 thực hiện hoạt động điều chỉnh tỉ lệ tích phân đối với độ lệch này để thu được giá trị điều khiển dòng điện I_a^* một lần. Sau đó, bộ cộng 715 thực hiện tiến trình làm tăng giá trị điều khiển dòng điện I_a^* với đầu ra của bộ xử lý PI 716.

Kĩ thuật đã biết nêu trên được áp dụng cho giá trị điều khiển dòng điện I_a^* đã được hiệu chỉnh bởi bộ xử lý 71 như đã mô tả trên đây, nhờ đó tạo ra giá trị điều khiển điện áp trục q V_q^* và giá trị điều khiển điện áp trục d V_d^* . Hoạt động điều khiển này là hoạt động điều khiển để tạo ra hồi tiếp đối với giá trị điều khiển điện áp trục q V_q^* và giá trị điều khiển điện áp trục d V_d^* , và dòng điện trục q I_q và dòng điện trục d I_d , làm cho hiệu được xuất ra từ bộ trừ 714 càng gần bằng 0. Tức là, hoạt động điều khiển này có thể làm cho thành phần AC của công thức (24) và số hạng thứ hai của phía ngoài cùng bên phải của công thức (25) khớp nhau.

C. Mô tả các ưu điểm của mạch tích điện và phóng điện 4

(c-1) Mô tả các ưu điểm của mạch đệm 4a

Phần này sẽ mô tả rằng việc giảm công suất được cấp/nhận tức thời Pbuf sẽ cho phép dùng tụ điện điện phân làm tụ điện C4, nhờ đó tạo ra mạch đệm 4a một cách không đắt đỏ.

Fig.8 là đồ thị thể hiện mối quan hệ giữa điện dung tĩnh điện của tụ điện tĩnh điện (dưới đây được gọi là “dung lượng của tụ điện”: trục thẳng đứng bên trái), được dùng hoặc cần thiết trong bộ chuyển đổi công suất trực tiếp để nhận và xử lý công suất đầu vào (giá trị trung bình của công suất đầu vào tức thời Pin: trục ngang) và dòng điện gợn sóng và giá trị cho phép của nó (trục thẳng đứng bên phải).

Mỗi trong số các kí hiệu H1 và H2 biểu thị dung lượng của tụ điện được sử dụng trong trường hợp mà mạch hiệu chỉnh hệ số công suất một pha được sử dụng. Các kí hiệu H1 và H2 lần lượt biểu thị dữ liệu trong trường hợp các máy điều hoà không khí có công suất điều hoà không khí là 6 kW và 11,2 kW. Ở đây, mạch hiệu chỉnh hệ số công suất có thể được coi là có cấu hình trong đó chuyển mạch Sc được nối tắt và được loại bỏ khỏi mạch tích điện và phóng điện 4, và điểm nối giữa cuộn cảm L4 và bộ chuyển đổi 3 không được nối trực tiếp với bộ nghịch lưu 5. Trong cấu hình này, mạch nối tiếp của điốt D40 và cuộn cảm L4 được bố trí giữa bộ chuyển đổi 3 và bộ nghịch lưu 5 trong đường cấp nguồn DC LH, và tụ điện C4 được mắc song song với bộ nghịch lưu 5 giữa các đường cấp nguồn DC LH và LL.

Theo các Tài liệu phi sáng chế 2 và 3, dung lượng của tụ điện C cần thiết trong kĩ thuật cơ bản được tính bằng công thức (26). Lưu ý rằng trị số cực đại Vcmax và trị số cực tiểu Vcmin của điện áp hai đầu Vc được sử dụng.

$$C = \frac{V_m \cdot I_m}{\omega(V_{cmax}^2 - V_{cmin}^2)} \quad \dots \quad (26)$$

Đồ thị G1 thể hiện các giá trị thu được bằng cách tính các dung lượng của tụ điện cần thiết trong kĩ thuật cơ bản (trường hợp k = 1 trong “thiết đặt thứ nhất”). Lưu ý rằng trị số cực đại Vcmax = 400 + 50 = 450 (V) và trị số cực tiểu Vcmin = 400 – 50 = 350 (V) là đúng. Các đường tròn nét liền trên đồ thị G1 cho biết các trường hợp giống nhau được biểu thị bởi các kí hiệu H1 và H2 trong công suất đầu vào. Tuy nhiên, các dung lượng

của tụ điện được sử dụng thực tế được vẽ đồ thị như các kí hiệu H1 và H2, và việc tính ngược chúng từ công thức (26) cho ra độ sai lệch khoảng $\pm 5\%$ ở điện áp hai đầu V_c .

Như có thể thấy từ sự so sánh giữa các kí hiệu H1 và H2 và các đường tròn nét liền trên đồ thị G1, theo kĩ thuật cơ bản, các dung lượng của tụ điện được giảm xuống còn khoảng 1/3 đến 1/4 so với mạch hiệu chỉnh hệ số công suất bình thường.

Tuy nhiên, theo kĩ thuật cơ bản thì dòng điện gợn sóng như được thể hiện bằng đồ thị G2 sẽ đi qua tụ điện C4. Trong khi đó, đồ thị G3 thể hiện dòng điện gợn sóng (ví dụ, các giá trị tại 45°C khi sử dụng tụ điện điện phân của loạt GW (các đặc tả 105°C) của Nichicon Corporation) cho phép khi dung lượng của tụ điện thu được bằng đồ thị G1 được thu thập bằng tụ điện điện phân. Sự so sánh giữa các đồ thị G2 và G3 cho thấy rằng theo kĩ thuật cơ bản, thì tụ điện C4 không thể được thực hiện bằng tụ điện điện phân xét về mặt liệu dòng điện gợn sóng có được phép hay không.

Tuy nhiên, trong “thiết đặt thứ nhất” và “thiết đặt thứ hai” nêu trên, bằng cách đưa vào hằng số $k (< 1)$, thì lượng xung động của công suất được tích trữ trong tụ điện C4 có thể được giảm nhiều hơn theo kĩ thuật cơ bản (trường hợp $k = 1$ trong “thiết đặt thứ nhất”). Điều này tạo ra tụ điện C4 bằng tụ điện điện phân bằng cách thiết đặt hằng số k theo dung lượng của tụ điện mong muốn, góp phần thực hiện mạch tích điện và phóng điện 4 một cách không đắt đỏ.

(c-2) Mô tả các ưu điểm của mạch tăng thế 4b

Phần này sẽ mô tả việc công suất được cấp/nhận tức thời P_{buf} được giảm để thực hiện mạch tăng thế 4b một cách không đắt đỏ.

Kĩ thuật cơ bản thậm chí cần công suất thấp hơn so với mạch hiệu chỉnh hệ số công suất bình thường, trường hợp này sẽ được mô tả trước. Dựa vào công thức (1), công suất đi qua mạch hiệu chỉnh hệ số công suất được tính bằng công thức (27).

$$\frac{V_m \cdot I_m}{\pi} \int_0^\pi \frac{1}{2} (1 - \cos 2\theta) d\theta = \frac{V_m \cdot I_m}{2} \quad \dots \quad (27)$$

Trong khi đó, theo kĩ thuật cơ bản, công suất được cấp đến tụ điện C4 qua mạch tăng thế 4b được tính bằng công thức (28) dựa trên công thức (2).

$$\frac{V_m \cdot I_m}{\pi} \int_{\pi/4}^{3\pi/4} \left(-\frac{1}{2} \cos 2\theta\right) d\theta = \frac{V_m \cdot I_m}{2\pi} \dots (28)$$

Như có thể thấy từ sự so sánh giữa các công thức (27) và (28), theo kĩ thuật cơ bản, công suất cần thiết cho mạch tăng thế 4b được giảm còn $1/\pi$ lần (xấp xỉ $1/3$ lần) so với mạch hiệu chỉnh hệ số công suất. Việc sử dụng hằng số $k (< 1)$ trong “thiết đặt thứ nhất” và “thiết đặt thứ hai” sẽ giảm công suất được cấp/nhận tức thời P_{buf} nhiều hơn theo kĩ thuật cơ bản, từ đó cho thấy rằng công suất này được giảm nhiều hơn. Ngay cả theo kĩ thuật cơ bản, thì giá trị đỉnh của dòng điện đi qua cuộn cảm L_4 cũng được giảm còn $1/2$ lần giá trị đỉnh (là giá trị cực đại I_m) trong trường hợp mạch hiệu chỉnh hệ số công suất, như được biểu diễn bằng công thức (29).

$$i_l = I_m \left(\left| \sin(\omega t) \right| - \frac{1}{2 \left| \sin(\omega t) \right|} \right) \\ \leq \frac{I_m}{2} (\omega t = \pi/2, 3\pi/2) \dots (29)$$

Việc sử dụng hằng số $k (< 1)$ trong “thiết đặt thứ nhất” và “thiết đặt thứ hai” có thể giảm dòng điện i_l so với kĩ thuật cơ bản, từ đó cho thấy rằng công suất cần thiết cho cuộn cảm L_4 tiếp tục được giảm dựa vào công thức (29).

D. Các phương án cải biến

Theo kĩ thuật cơ bản và kĩ thuật có sử dụng hằng số $k (< 1)$ trong “thiết đặt thứ nhất” và “thiết đặt thứ hai”, thì bộ lọc 2 cũng có thể được bố trí giữa bộ chuyển đổi 3 và mạch tích điện và phóng điện 4.

Fig.9 là hình vẽ thể hiện sơ đồ mạch điện trong trường hợp mà bộ lọc 2 được bố trí giữa bộ chuyển đổi 3 và mạch tích điện và phóng điện 4 theo một phương án cải biến, chỉ thể hiện vùng xung quanh chúng.

Khi sử dụng cấu hình này, thì điôt D_0 được mong muốn bố trí giữa bộ lọc 2 và mạch đệm 4a trên đường cấp nguồn DC LH. Anôt và catôt của điôt D_0 được bố trí lần lượt tại phía bộ lọc 2 và phía mạch đệm 4a. Điôt D_0 có thể ngăn không cho điện áp hai đầu V_c của tụ điện C_4 ảnh hưởng đến điện áp hai đầu của tụ điện C_2 .

YÊU CẦU BẢO HỘ

1. Phương pháp điều khiển bộ chuyển đổi công suất trực tiếp, trong đó:

bộ chuyển đổi công suất trực tiếp này bao gồm:

đường cấp nguồn thứ nhất (LH);

đường cấp nguồn thứ hai (LL) được cấp điện thế thấp hơn điện thế được cấp đến đường cấp nguồn thứ nhất (LH);

bộ chuyển đổi (3) bao gồm phía đầu vào được nối với nguồn cấp AC (Alternating Current - điện xoay chiều) một pha và phía đầu ra được nối với đường cấp nguồn thứ nhất (LH) và đường cấp nguồn thứ hai (LL), và thực hiện hoạt động chỉnh lưu toàn sóng một pha;

mạch tích điện và phóng điện (4) được bố trí giữa đường cấp nguồn thứ nhất (LH) và đường cấp nguồn thứ hai (LL); và

bộ nghịch lưu (5) để chuyển đổi điện áp DC (Direct Current - điện một chiều) giữa đường cấp nguồn thứ nhất (LH) và đường cấp nguồn thứ hai (LL) thành điện áp AC,

mạch tích điện và phóng điện này bao gồm:

mạch đệm (4a) bao gồm tụ điện (C4) và chuyển mạch thứ nhất (Sc, D42) được mắc nối tiếp với tụ điện (C4) ở phía gần với đường cấp nguồn thứ nhất (LH) giữa đường cấp nguồn thứ nhất (LH) và đường cấp nguồn thứ hai (LL), và cấp và nhận công suất giữa đường cấp nguồn thứ nhất (LH) và đường cấp nguồn thứ hai (LL), và

mạch tăng thế (4b) bao gồm cuộn cảm (L4) và chuyển mạch thứ hai (S1, D41) được mắc nối tiếp với cuộn cảm (L4) ở phía gần với đường cấp nguồn thứ hai (LL) giữa đường cấp nguồn thứ nhất (LH) và đường cấp nguồn thứ hai (LL), và tăng thế cho điện áp đã được chỉnh lưu từ bộ chuyển đổi (3) để tích điện cho tụ điện (C4),

phương pháp điều khiển này bao gồm các bước:

cấp nguồn, bằng cách điều khiển chuyển mạch thứ nhất (Sc, D42) trong mạch đệm (4a), đến đường cấp nguồn thứ nhất (LH) và đường cấp nguồn thứ hai (LL) trong khoảng thời gian thứ nhất (T1) trong đó giá trị cosin ($\cos(2\omega t)$) của giá trị $(2\omega t)$ hai lần góc pha

(ωt) của dạng sóng AC được xuất ra từ nguồn cấp AC một pha (1, 2) là dương khi dạng sóng AC này được coi là giá trị sin ($\sin(\omega t)$) của góc pha (ωt);

nhận công suất, bằng cách điều khiển chuyển mạch thứ hai (S1, D41) trong mạch tăng thế (4b), từ đường cấp nguồn thứ nhất (LH) và đường cấp nguồn thứ hai (LL) trong khoảng thời gian thứ hai (T2) trong đó giá trị cosin này là âm,

trong đó:

bộ chuyển đổi (3) dẫn điện ở tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu (drec), tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu này lấy giá trị $\sqrt{2}$ -lần giá trị tuyệt đối ($|\sin(\omega t)|$) của giá trị sin này trong khoảng thời gian thứ nhất, và khác biệt ở chỗ,

công suất ($V_{dc} \cdot I_{dc}$) được đưa vào bộ nghịch lưu (5) là tích số của giá trị tuyệt đối ($I_m / \sqrt{2}$) của dòng điện đầu vào được đưa vào bộ chuyển đổi (3) ở ranh giới giữa khoảng thời gian thứ nhất và khoảng thời gian thứ hai, giá trị hiệu dụng ($V_m / \sqrt{2}$) của điện áp AC (V_{in}) của nguồn cấp AC một pha, và giá trị $((1 - (1 - k) \cdot \cos(2\omega t)))$ thu được bằng cách lấy 1 trừ đi giá trị thu được bằng cách nhân giá trị cosin ($\cos(2\omega t)$) với hằng số dương $(1 - k)$ nhỏ hơn 1.

2. Phương pháp điều khiển bộ chuyển đổi công suất trực tiếp theo điểm 1, trong đó:

tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu (drec) lấy trị số nghịch đảo $(1 / \sqrt{2} |\sin(\omega t)|)$ của giá trị $\sqrt{2}$ -lần giá trị tuyệt đối ($|\sin(\omega t)|$) của giá trị sin trong khoảng thời gian thứ hai (T2), và

chuyển mạch thứ nhất (Sc, D42) được làm dẫn điện để phóng điện cho tụ điện (C4) trong khoảng thời gian thứ nhất (T1) với tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện (dc) có giá trị thu được bằng cách chia, cho $\sqrt{2}$, tích số của giá trị cosin ($\cos(2\omega t)$) và giá trị (V_m/V_c) thu được bằng cách chia giá trị cực đại (V_m) của điện áp AC (V_{in}) của nguồn cấp AC một pha cho điện áp hai đầu (V_c) của tụ điện này.

3. Phương pháp điều khiển bộ chuyển đổi công suất trực tiếp theo điểm 1, trong đó:

tỷ số chỉnh lưu trong một chu trình chỉnh lưu (drec) lấy giá trị 1 trong khoảng thời gian thứ hai (T2), và

chuyển mạch thứ nhất (Sc, D42) được làm dẫn điện để phóng điện cho tụ điện (C4) trong khoảng thời gian thứ nhất (T1) với tỷ số phóng điện trong một chu trình phóng điện (dc) là tích số của giá trị cosin ($\cos(2\omega t)$) và giá trị (V_m/V_c) thu được bằng cách chia giá trị cực đại (V_m) của điện áp AC (V_{in}) của nguồn cấp AC một pha cho điện áp hai đầu (V_c) của tụ điện này.

4. Phương pháp điều khiển bộ chuyển đổi công suất trực tiếp theo điểm bất kì trong số các điểm từ 1 đến 3, trong đó:

mạch tăng thế (4b) bao gồm:

điôt (D40) bao gồm anôt và catôt được nối giữa chuyển mạch thứ nhất (Sc, D42) và tụ điện (C4);

cuộn cảm (L4) được nối giữa đường cấp nguồn thứ nhất (LH) và anôt, mà dòng điện đầu vào mạch tăng thế (4b) đi qua đó; và

chuyển mạch thứ hai (S1, D41) được nối giữa đường cấp nguồn thứ hai (LL) và anôt, và

chuyển mạch thứ hai (S1, D41) của mạch tăng thế (4b) được điều khiển để điều khiển dòng điện đi qua cuộn cảm (L4) trong khoảng thời gian thứ hai (T2).

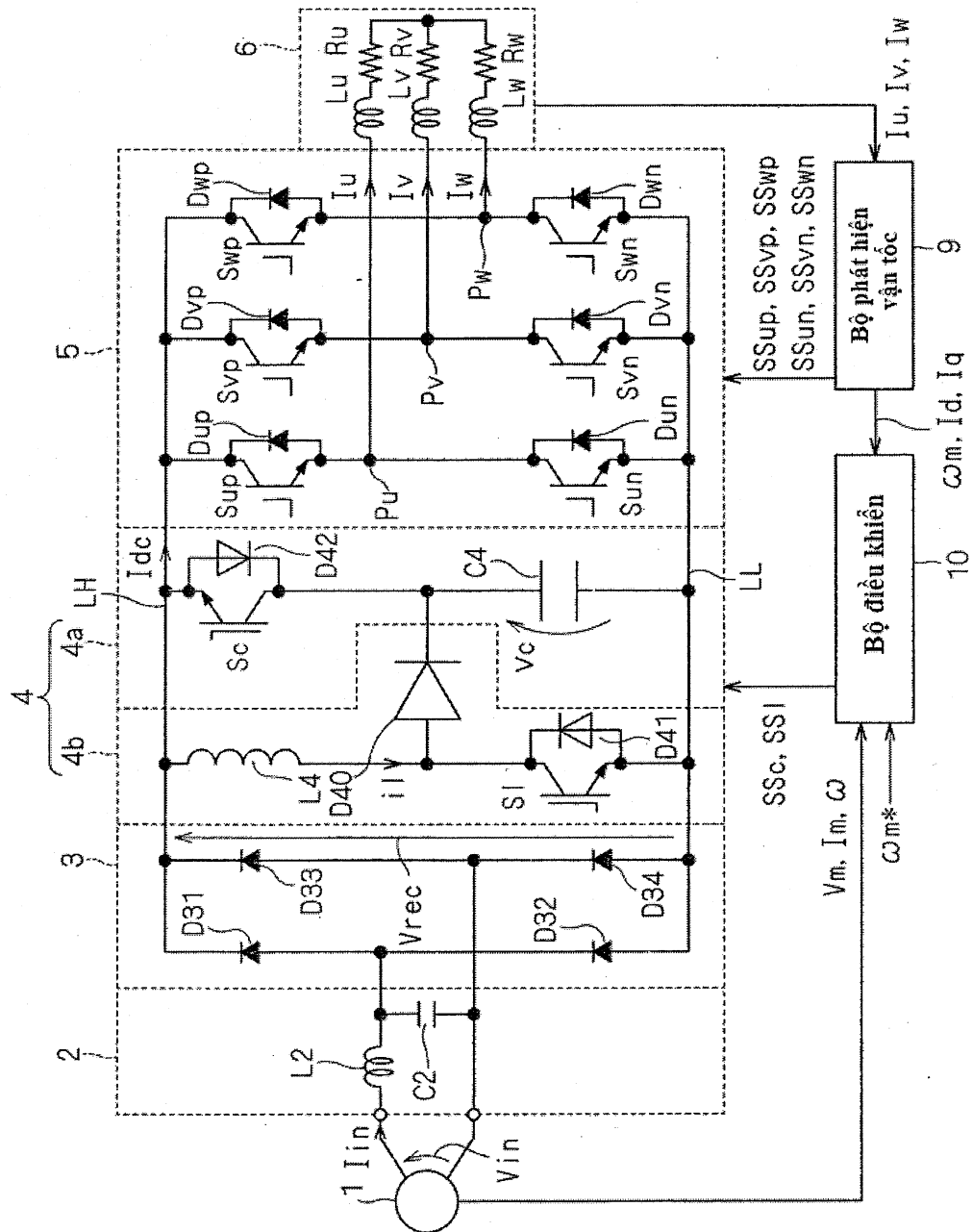


Fig.1

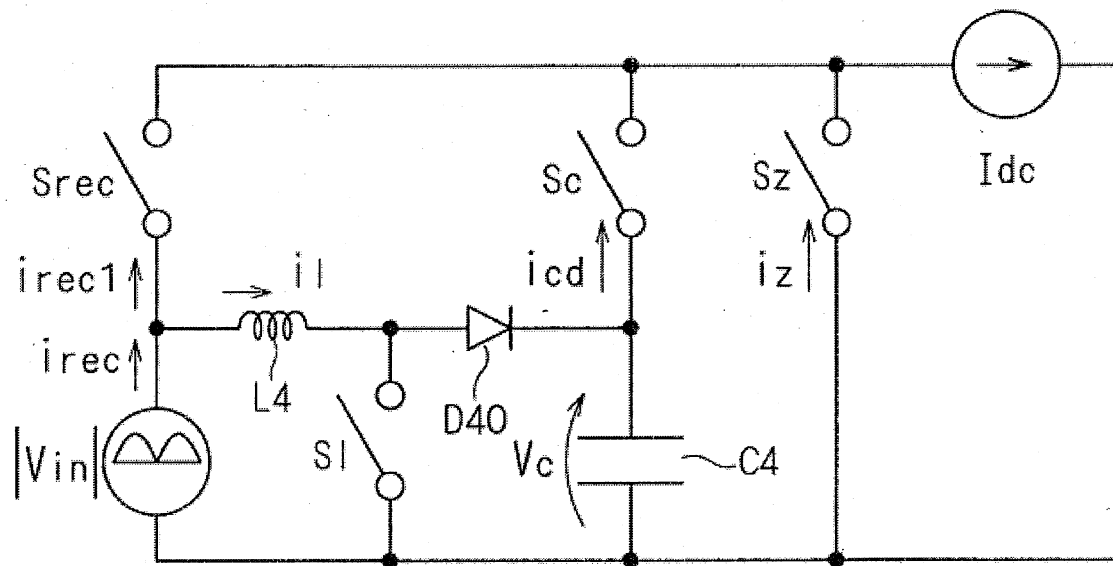
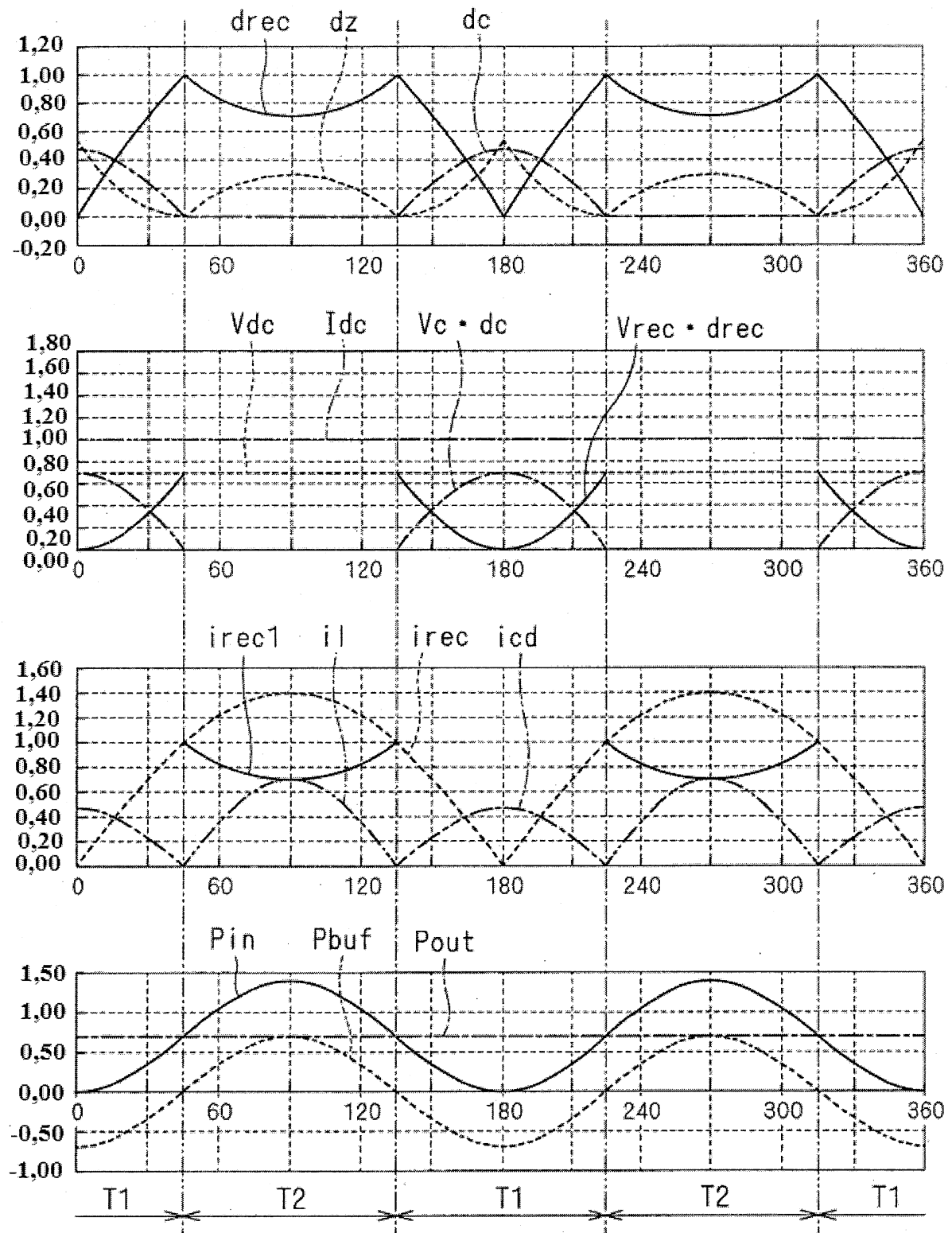
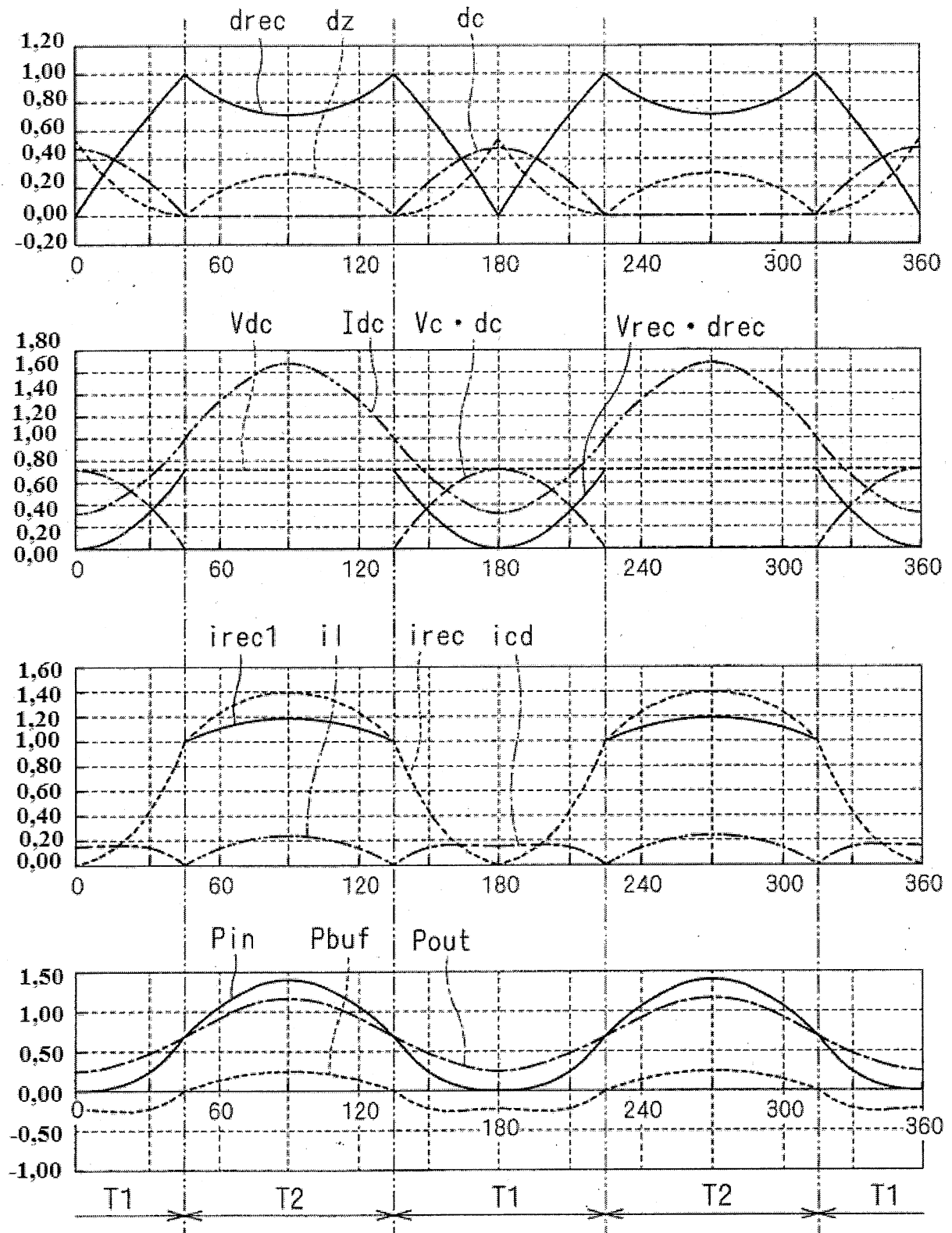
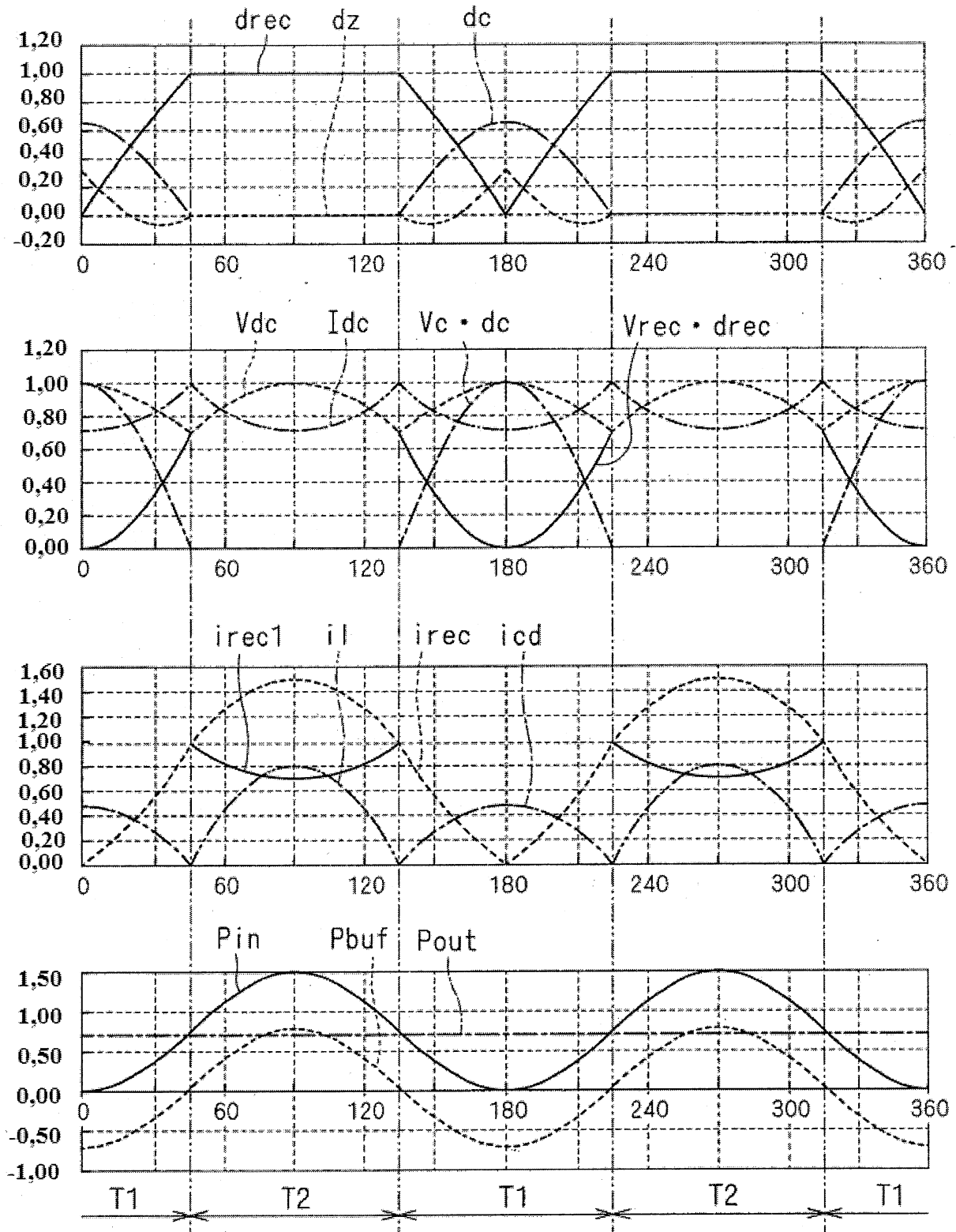
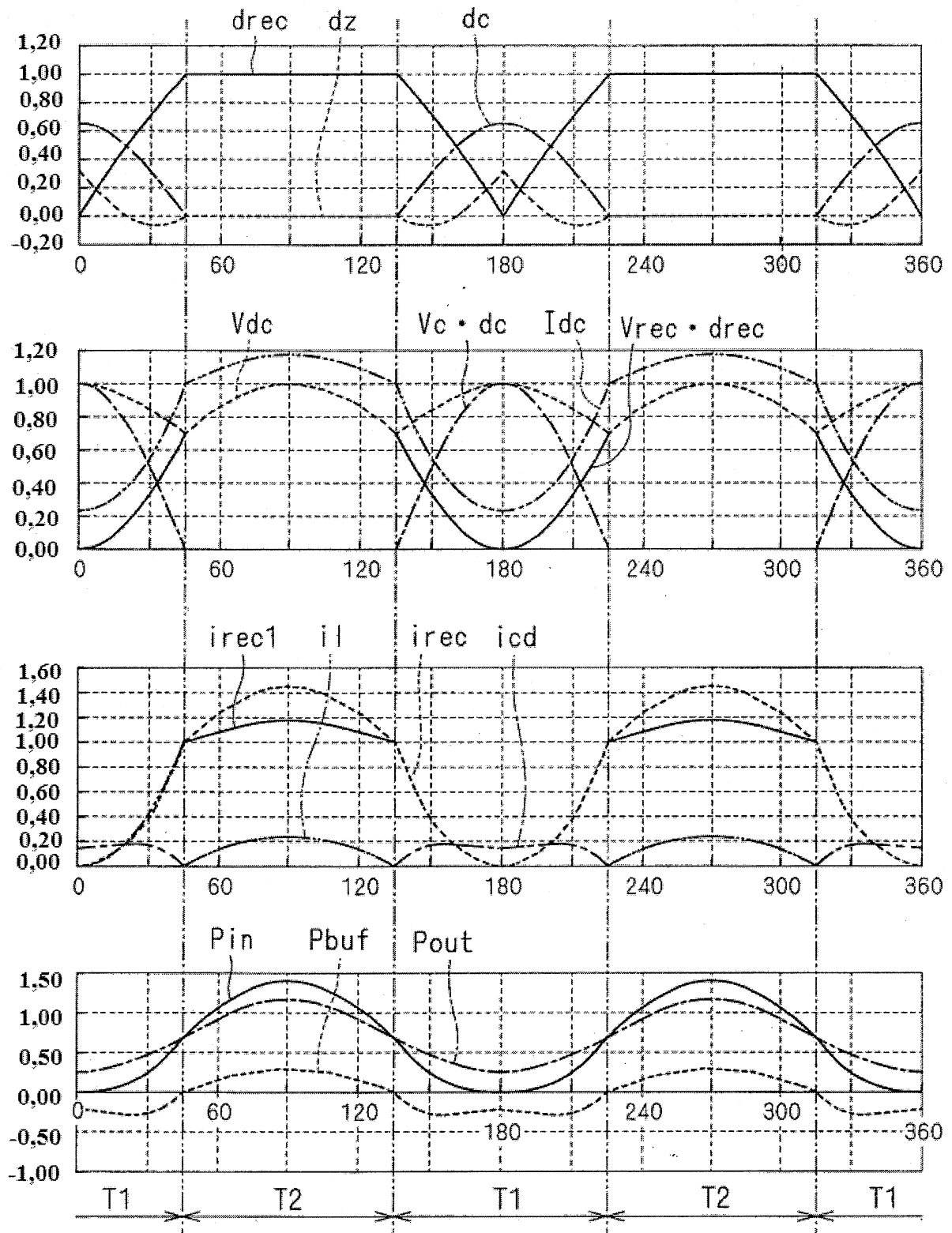


Fig.2

**Fig.3**

**Fig.4**

**Fig.5**

**Fig.6**

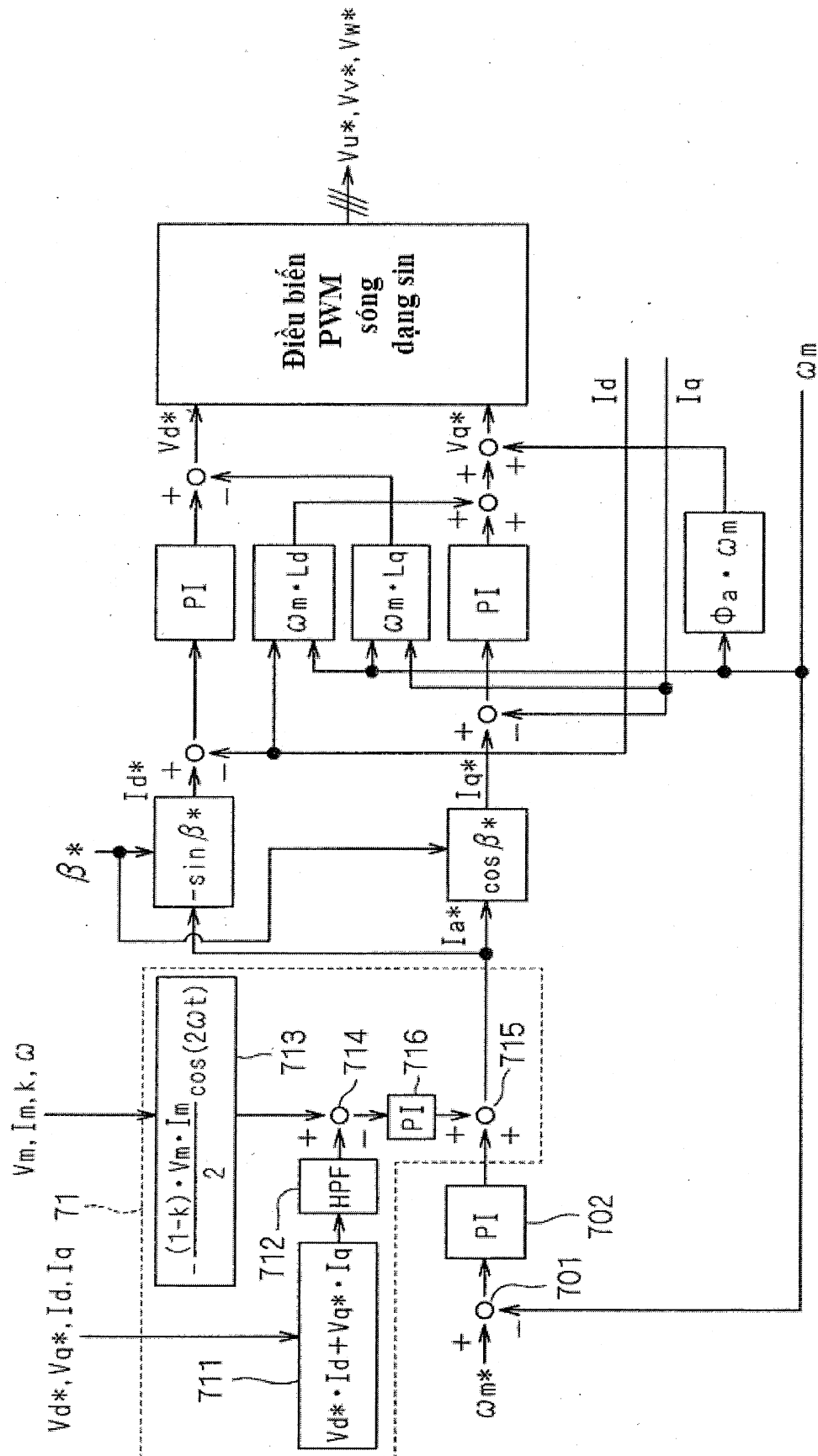


Fig.7

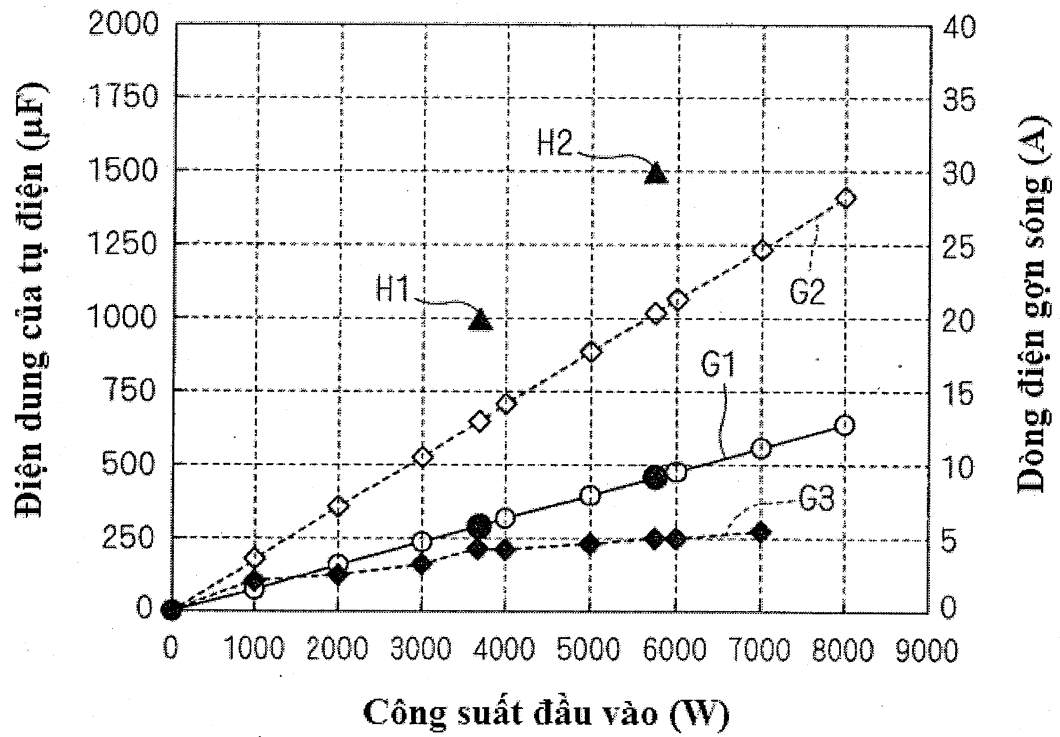


Fig.8

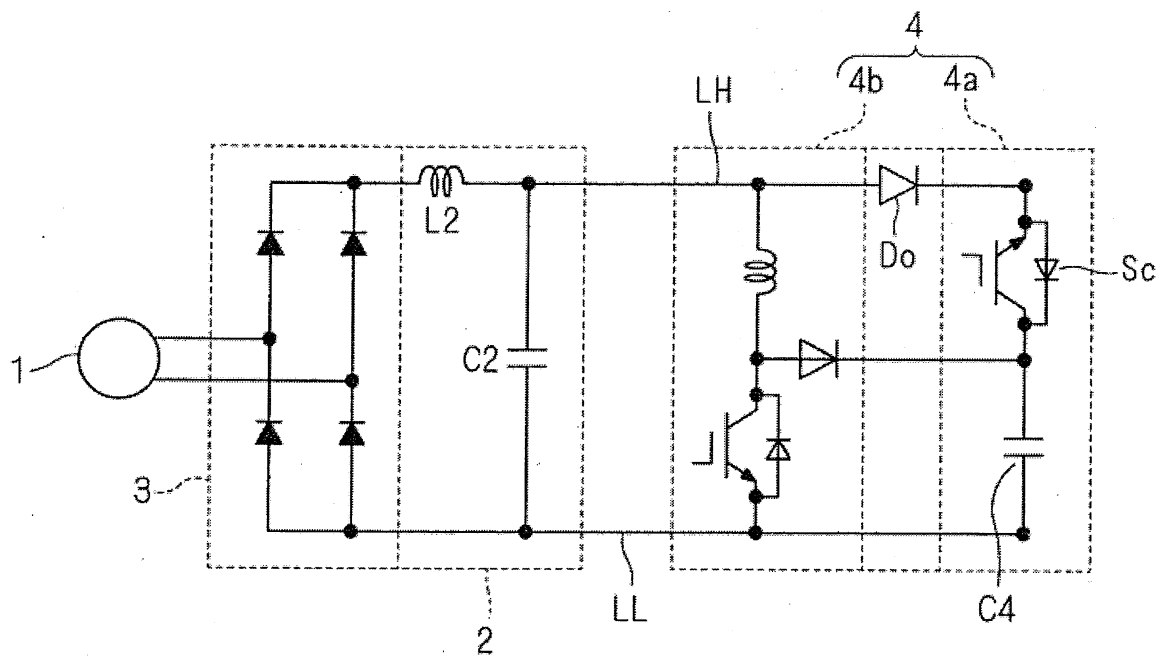


Fig.9