



(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)



1-0026576

(51)⁸ H02M 7/48; H02M 3/155

(13) B

(21) 1-2017-01780

(22) 07/10/2015

(86) PCT/JP2015/078470 07/10/2015

(87) WO2016/060039 21/04/2016

(30) 2014-210843 15/10/2014 JP

(45) 25/12/2020 393

(43) 25/07/2017 352A

(73) DAIKIN INDUSTRIES, LTD. (JP)

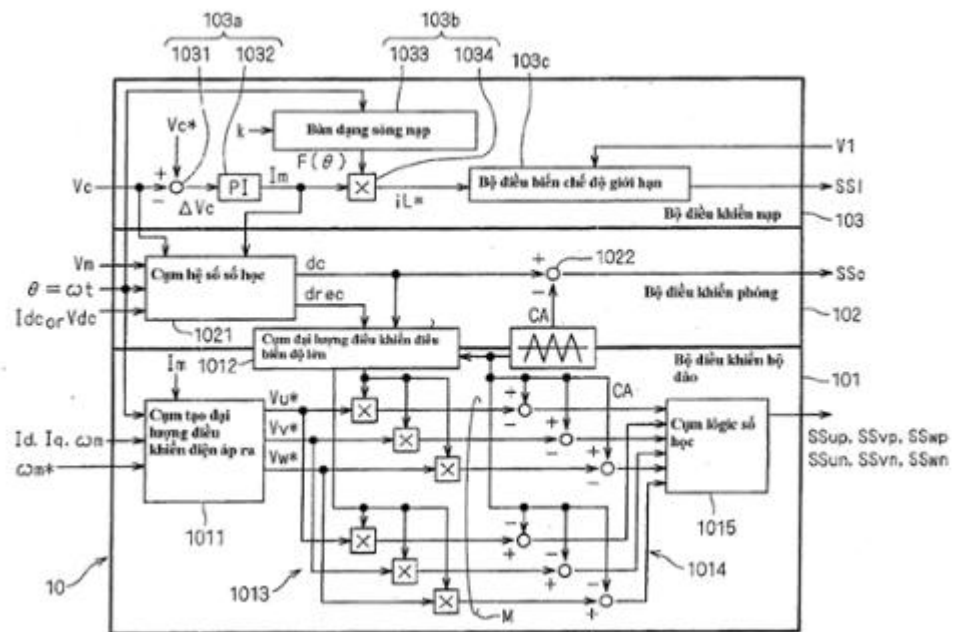
Umeda Center Building, 4-12, Nakazaki-Nishi 2-Chome, Kita-ku, Osaka-Shi, Osaka
530-8323, Japan

(72) SAKAKIBARA Kenichi (JP).

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

(54) THIẾT BỊ ĐIỀU KHIỂN BỘ BIẾN ĐỔI CÔNG SUẤT TRỰC TIẾP

(57) Trong mạch đệm công suất chứa trong bộ biến đổi công suất trực tiếp, các thay đổi về điện áp đi qua tụ điện đệm được ngăn chặn ngay cả khi điện dung tĩnh điện của tụ điện đệm thay đổi. Thiết bị điều khiển (10) bao gồm bộ điều khiển nạp (103). Bộ điều khiển nạp (103) bao gồm cụm xác định độ lớn (103a), cụm tạo đại lượng điều khiển nạp (103b), và bộ điều khiển hoạt động nạp (103c). Cụm xác định độ lớn (103a) xác định độ lớn (I_m) của dòng điện để được đưa vào bộ biến đổi bằng cách tiến hành ít nhất việc điều khiển tích phân theo tỷ lệ trên độ lệch (ΔV_c) giữa điện áp (V_c) đi qua tụ điện đệm và giá trị đại lượng điều khiển điện áp trung bình (V_{c*}) mà là giá trị đại lượng điều khiển của giá trị trung bình của điện áp (V_c) đi qua tụ điện đệm. Cụm tạo đại lượng điều khiển nạp (103b) xác định đại lượng điều khiển nạp (iL^*) bằng cách nhân độ lớn (I_m) với hàm số ($F(\theta)$) xác định theo hệ số phóng (dc), hệ số chỉnh lưu ($drec$), và hệ số phân phối của công suất. Bộ điều khiển hoạt động nạp (103c) điều khiển hoạt động nạp của tụ điện đệm dựa trên đại lượng điều khiển nạp (iL^*).



Lĩnh vực kỹ thuật được đề cập

Sáng chế đề cập tới kỹ thuật dùng để điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp bao gồm bộ biến đổi, bộ đảo, và mạch đệm công suất mà được nối chung qua đường dây một chiều.

Tình trạng kỹ thuật của sáng chế

Nói chung, các mạch chỉnh lưu toàn sóng được sử dụng như các bộ biến đổi để thu được điện áp một chiều từ điện áp xoay chiều một pha vào từ nguồn điện xoay chiều một pha. Tuy nhiên, đầu ra của các mạch chỉnh lưu toàn sóng chứa sự gợn sóng công suất có tần số gấp đôi tần suất của điện áp xoay chiều một pha. Do đó, việc giảm sự gợn sóng công suất này yêu cầu mạch đệm công suất phải hoãn xung công suất giữa đầu ra của mạch chỉnh lưu toàn sóng và tải.

Các tài liệu không phải sáng chế từ 1 tới 3 và các tài liệu sáng chế từ 1 tới 4 liệt kê bên dưới bộc lộ kỹ thuật để nối tụ điện với đường dây một chiều qua phần tử chuyển mạch. Theo kỹ thuật đề xuất, tụ điện (dưới đây cũng được xem như “tụ điện đệm”), mà có chức năng như nguồn điện áp, truyền động tải cùng với điện áp nguồn cấp để điều hòa sự gợn sóng công suất cũng như giảm điện dung tĩnh điện cần cho tụ điện đệm.

Cụ thể là, các tài liệu không phải sáng chế từ 1 tới 2 và các tài liệu sáng chế từ 1 tới 4 cũng đề xuất kỹ thuật sẽ đạt được chức năng của bộ ngắt quãng tăng áp sử dụng cuộn cảm và bộ chuyển mạch để tăng điện áp đi qua tụ điện đệm (dưới đây được xem như “điện áp hai đầu”).

Tài liệu không phải sáng chế 2 bộc lộ trường hợp (chế độ gián đoạn) trong đó dòng của cuộn cảm chảy qua cuộn cảm là gián đoạn để thu được chức năng của bộ ngắt quãng tăng áp. Giá trị đại lượng điều khiển của dòng của cuộn cảm (dưới đây cũng được xem như “đại lượng điều khiển dòng của cuộn cảm”) phụ thuộc vào dòng điện đi vào mạch chỉnh lưu toàn sóng. Tài liệu không phải

sáng chế 2 cũng bộc lộ kỹ thuật để ước tính dòng điện vào nhờ thu được giá trị lớn nhất và giá trị nhỏ nhất của điện áp hai đầu.

Hơn nữa, Tài liệu sáng chế 2 bộc lộ kỹ thuật để duy trì giá trị trung bình của điện áp hai đầu. Tài liệu sáng chế 3 bộc lộ các trường hợp trong đó dòng của cuộn cảm chảy không chỉ trong chế độ gián đoạn mà còn trong chế độ giới hạn.

Các Tài liệu kỹ thuật ưu tiên

Các Tài liệu sáng chế

Tài liệu sáng chế 1: Công bố đơn yêu cầu cấp bằng độc quyền sáng chế Nhật Bản số 2011-193678

Tài liệu sáng chế 2: Công bố đơn yêu cầu cấp bằng độc quyền sáng chế Nhật Bản số 2014-107935

Tài liệu sáng chế 3: Bằng độc quyền sáng chế Nhật Bản số 5454732

Tài liệu sáng chế 4: Công bố đơn yêu cầu cấp bằng độc quyền sáng chế Nhật Bản số 2014-96976

Các tài liệu không phải sáng chế

Tài liệu không phải sáng chế 1 Ohnuma, Itoh, “Circuit Configuration and Control Strategy of single-to-three Phase Power Converter with Active Buffer and Charge Circuit”, Hội nghị thường niên năm 2010 của viện kỹ sư điện Nhật Bản, 4-057 (2010)

Tài liệu không phải sáng chế 2 Ohnuma, Itoh, “Experimental Verification of Single Phase to Three Phase Converter Using an Active Buffer circuit with a Charge Circuit”, Hội thảo xã hội ứng dụng công nghiệp Nhật Bản-IEE 2010, 1-124 (2010)

Tài liệu không phải sáng chế 3 Ohnuma, Itoh, “Basic Investigation and Capacitance Reduction method of A Novel Single-Phase to Three-Phase Power Converter”, Các tài liệu của hội nghị kỹ thuật về bộ biến đổi công suất bán dẫn, IEE Nhật Bản, SPC-08-16 (2008)

Bản chất kỹ thuật của sáng chế

Tuy nhiên, việc sử dụng các tụ điện kiểu màng làm các tụ điện đệm là không mong muốn khi tính đến việc giảm kích cỡ tụ điện đệm. Ở đây, các lựa

chọn cho các tụ điện để được sử dụng làm các tụ điện đệm bao gồm các tụ điện sứ và các tụ điện hóa.

Phạm vi dung sai của điện dung tĩnh điện của các tụ điện hóa thay đổi lớn từ $\pm 20\%$ tới $\pm 30\%$. Hơn nữa, điện dung tĩnh điện có xu hướng giảm theo sự suy giảm của các tụ điện. Khi điện áp của tụ điện đệm thay đổi theo sự thay đổi của điện dung tĩnh điện, sai số tăng lên khi ước tính dòng điện vào. Điều này gây ra các thay đổi về điện áp hai đầu. Khi các thay đổi này trở nên lớn, bộ biến đổi công suất trực tiếp có thể không hoạt động được.

Do đó, mục đích của sáng chế là đề xuất kỹ thuật dùng để làm giảm các thay đổi về điện áp hai đầu ngay cả khi điện dung tĩnh điện của tụ điện đệm thay đổi.

Thiết bị điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp theo sáng chế này là thiết bị điều khiển (10) sẽ điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp.

Bộ biến đổi công suất trực tiếp bao gồm: đường dây một chiều (7) bao gồm đường cấp nguồn thứ nhất (LH) và đường cấp nguồn thứ hai; bộ biến đổi (3) sẽ tiếp nhận điện áp xoay chiều một pha (Vin), và xuất công suất gợn sóng (Pin) tới đường dây một chiều trong đó đường cấp nguồn thứ nhất có điện thế cao hơn đường cấp nguồn thứ hai; mạch đệm công suất (4) lắp giữa các đường cấp nguồn thứ nhất và thứ hai, mạch đệm công suất đệm công suất bởi công suất đệm (Pbuf) thu được bằng cách nhân thành phần xoay chiều ($\hat{Pin}$) của công suất gợn sóng (Pin) với hệ số phân phối (k); và bộ đảo (5) sẽ biến đổi điện áp một chiều (Vdc) giữa các đường cấp nguồn thứ nhất và thứ hai thành điện áp xoay chiều.

Mạch đệm công suất bao gồm: mạch phóng điện (4a) bao gồm tụ điện (C4) và bộ chuyển mạch (Sc, D42) nối nối tiếp với tụ điện giữa các đường cấp nguồn thứ nhất và thứ hai, bộ chuyển mạch nằm gần hơn với đường cấp nguồn thứ nhất tương đối với tụ điện; và mạch nạp điện (4b) sẽ nạp tụ điện.

Thiết bị điều khiển bao gồm bộ điều khiển bộ đảo (101), bộ điều khiển phóng (102), và bộ điều khiển nạp (103).

Bộ điều khiển bộ đảo xuất ra tín hiệu điều khiển bộ đảo (SSup, SSvp, SSwp, SSun, SSvn, SSwn) để điều khiển hoạt động của bộ đảo dựa trên hệ số chỉnh lưu (drec), hệ số phóng (dc), và giá trị đại lượng điều khiển (Vu^* , Vv^* ,

V_w^*) của điện áp xuất ra bởi bộ đảo, hệ số chỉnh lưu là hệ số tại đó bộ biến đổi được đưa vào dẫn điện đường dây một chiều, hệ số phóng là hệ số tại đó bộ chuyển mạch đang dẫn điện.

Bộ điều khiển phóng xuất ra tín hiệu chuyển mạch phóng (SSc) để làm cho bộ chuyển mạch dẫn điện dựa trên hệ số phóng.

Bộ điều khiển nạp bao gồm: cụm xác định độ lớn (103a) sẽ xác định độ lớn (I_m) của dòng điện vào (I_{in}) để được đưa vào bộ biến đổi bằng cách thực hiện ít nhất việc điều khiển tích phân theo tỷ lệ trên độ lệch (ΔV_c) giữa điện áp đi qua tụ điện và giá trị đại lượng điều khiển điện áp trung bình (V_c^*) mà là giá trị đại lượng điều khiển của giá trị trung bình của điện áp đi qua tụ điện; cụm tạo đại lượng điều khiển nạp (103b) sẽ xác định đại lượng điều khiển nạp (iL^*) trên dòng điện (i_l) chảy qua mạch nạp điện bằng cách nhân độ lớn với hàm số ($F_1(\omega t)$, $F_2(\omega t)$, $F_3(\omega t)$) của pha (ωt) của điện áp xoay chiều một pha, hàm số này được xác định theo hệ số phóng, hệ số chỉnh lưu, và hệ số phân phối; và bộ điều khiển hoạt động nạp (103c) sẽ điều khiển hoạt động nạp của mạch nạp điện dựa trên đại lượng điều khiển nạp.

Ví dụ, hệ số phóng và hệ số chỉnh lưu được đặt sao cho mạch đệm công suất (4) tiếp nhận công suất từ đường dây một chiều trong chu kỳ trong đó giá trị cosin ($\cos(2\omega t)$) là âm và cấp công suất tới đường dây một chiều trong chu kỳ trong đó giá trị cosin là dương, giá trị cosin là cosin của hai lần giá trị pha (ωt).

Theo cách lựa chọn, công suất (P_l) tiếp nhận bởi mạch đệm công suất (4) từ đường dây một chiều (7) và công suất (P_c) cấp bởi mạch đệm công suất (4) tới đường dây một chiều (7) được đặt để thay đổi ở tần số gấp đôi tần số của điện áp xoay chiều một pha (V_{in}) như sóng hài bậc nhất.

Tốt hơn là, hàm số được xác định bằng dòng điện vào (I_{in}) có dạng sóng hình sin.

Tốt hơn là, độ nhảy của bộ điều khiển nạp (103) nhỏ hơn hoặc bằng một phần mười giá trị gấp đôi tần số của điện áp xoay chiều một pha (V_{in}).

Ngay cả khi điện dung tĩnh điện của tụ điện (tụ điện đệm) chứa trong mạch phóng điện của mạch đệm công suất thay đổi, các thay đổi về điện áp hai đầu của tụ điện được làm giảm đáng kể.

Các mục đích, các dấu hiệu, các khía cạnh và các lợi ích của sáng chế sẽ trở nên rõ ràng hơn từ phần mô tả chi tiết và các hình vẽ kèm theo sau đây.

Mô tả vắn tắt các hình vẽ

Fig.1 là sơ đồ khối minh họa kết cấu của bộ biến đổi công suất trực tiếp theo các phương án thực hiện;

Fig.2 là sơ đồ khối minh họa kết cấu của thiết bị điều khiển theo các phương án thực hiện;

Fig.3 là sơ đồ khối minh họa dưới dạng sơ đồ sự cân bằng công suất trong bộ biến đổi công suất trực tiếp minh họa trên Fig.1;

Fig.4 là sơ đồ minh họa mạch tương đương của bộ biến đổi công suất trực tiếp minh họa trên Fig.1;

Fig.5 là đồ thị biểu thị các mối tương quan giữa giá trị trung bình, giá trị lớn nhất, giá trị nhỏ nhất, và sự dao động của điện áp hai đầu của tụ điện đệm;.

Fig.6 là đồ thị biểu thị các trạng thái của các đại lượng khác nhau trong kỹ thuật tương ứng với kỹ thuật của Tài liệu sáng chế 2 khi điện dung tĩnh điện của tụ điện đệm giảm;

Fig.7 là đồ thị biểu thị các trạng thái của các đại lượng khác nhau trong kỹ thuật tương ứng với kỹ thuật của Tài liệu sáng chế 2 khi điện dung tĩnh điện của tụ điện đệm tăng;

Fig.8 là đồ thị biểu thị các trạng thái của các đại lượng khác nhau theo phương án thực hiện thứ nhất khi điện dung tĩnh điện của tụ điện đệm giảm;

Fig.9 là đồ thị biểu thị các trạng thái của các đại lượng khác nhau theo phương án thực hiện thứ nhất khi điện dung tĩnh điện của tụ điện đệm tăng;

Fig.10 là đồ thị biểu thị các hoạt động của bộ biến đổi công suất trực tiếp theo phương án thực hiện thứ hai;

Fig.11 là đồ thị biểu thị các hoạt động của bộ biến đổi công suất trực tiếp theo phương án thực hiện thứ hai;

Fig.12 là sơ đồ khối minh họa một ví dụ của kết cấu để thực hiện việc điều khiển với dòng điện một chiều;

Fig.13 và Fig.14 là các đồ thị biểu thị các hoạt động của bộ biến đổi công

suất trực tiếp theo phương án thực hiện thứ ba;

Fig.15 là đồ thị biểu thị các trạng thái của các đại lượng khác nhau theo phương án thực hiện thứ ba khi điện dung tĩnh điện của tụ điện đệm giảm;

Fig.16 là đồ thị biểu thị các trạng thái của các đại lượng khác nhau theo phương án thực hiện thứ ba khi điện dung tĩnh điện của tụ điện đệm tăng; và

Fig.17 là sơ đồ mạch điện minh họa một biến thể của bộ biến đổi công suất trực tiếp minh họa trên Fig.1.

Mô tả chi tiết các phương án thực hiện sáng chế

A. Phân tích các vấn đề với các kỹ thuật đã biết

Trước khi mô tả chi tiết các phương án thực hiện, các vấn đề với các kỹ thuật đã biết sẽ được phân tích để giúp việc hiểu sáng chế trở nên dễ dàng.

(i) Kỹ thuật đã biết thứ nhất: Theo Tài liệu không phải sáng chế 2, giá trị nhỏ nhất của điện áp hai đầu được dò và giá trị lớn nhất của điện áp hai đầu được sử dụng làm đại lượng điều khiển điện áp để điều khiển điện áp hai đầu. Tuy nhiên, giá trị trung bình của điện áp hai đầu là cao ngay cả khi tải của bộ đảo thấp vì giá trị lớn nhất của điện áp hai đầu được sử dụng làm đại lượng điều khiển điện áp (xem, ví dụ, Fig.7 của Tài liệu sáng chế 2). Giá trị trung bình cao gây ra sự tăng tổn thất do chuyển mạch của mạch đệm công suất.

(ii) Kỹ thuật đã biết thứ hai: Rõ ràng, Tài liệu sáng chế 1 đề xuất phương pháp dùng để thu được đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm dựa trên giá trị lớn nhất và giá trị nhỏ nhất của điện áp hai đầu đã dò để điều khiển giá trị trung bình của điện áp hai đầu. Tuy nhiên, do sự điều khiển này bị ảnh hưởng đáng kể bởi độ gợn sóng của điện áp xuất ra bởi mạch chỉnh lưu toàn sóng, độ nhạy của hệ thống điều khiển là kém (xem, ví dụ, Fig.10 của Tài liệu sáng chế 2).

(iii) Kỹ thuật đã biết thứ ba: Theo Tài liệu sáng chế 2, thu được đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm nhờ sử dụng giá trị trung bình của điện áp hai đầu làm đại lượng điều khiển điện áp để điều khiển điện áp hai đầu. Do đó, giá trị trung bình được giữ không đổi, nhờ đó cải thiện độ nhạy (xem, ví dụ, Fig.6 của Tài liệu sáng chế 2).

Tuy nhiên, theo các kỹ thuật đã biết từ thứ nhất tới thứ ba, dòng điện vào

được ước tính không từ chính điện áp hai đầu mà từ giá trị trung bình, giá trị lớn nhất, và giá trị nhỏ nhất của điện áp hai đầu. Do đó, các thay đổi về điện dung tĩnh điện của tụ điện đệm làm tăng sai số của dòng điện vào, mà có thể gây ra các thay đổi về điểm hoạt động của điện áp hai đầu.

Điều này được biểu diễn bằng một phương trình. Theo các tài liệu nêu trên, đã biết rằng phương trình (1) sau đây có giá trị bằng cách đưa ra độ lớn I_m của dòng điện vào I_{in} để là đầu vào của mạch chỉnh lưu toàn sóng, độ lớn V_m và vận tốc góc ω của điện áp xoay chiều một pha $V_{in} (= V_m \cdot \sin(\omega t))$, trong đó t là thời gian) cần được chỉnh lưu bởi mạch chỉnh lưu toàn sóng, điện dung tĩnh điện C của tụ điện đệm, và giá trị lớn nhất V_{cmax} và giá trị nhỏ nhất V_{cmin} của điện áp hai đầu.

$$I_m = \frac{\omega \cdot C}{V_m} (V_{cmax}^2 - V_{cmin}^2) \quad (1)$$

[0033] Hơn nữa, phương trình (2) sau đây có giá trị bằng cách đưa ra giá trị trung bình $V_{avg} (= (V_{cmax} + V_{cmin}) / 2)$ của điện áp hai đầu (xem, ví dụ, Tài liệu sáng chế 2).

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

Hơn nữa, đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_l^* được xác định theo phương trình (3) sau đây sao cho dòng điện vào I_{in} có dạng sóng hình sin và hệ số công suất bằng 1 (nghĩa là, $I_{in} = I_m \cdot \sin(\omega t)$). Do độ lớn I_m có thể thu được từ các phương trình (1) và (2) như được mô tả trên đây, đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_l^* phụ thuộc vào giá trị lớn nhất V_{cmax} và giá trị nhỏ nhất V_{cmin} của điện áp hai đầu.

$$i_l^* = I_m \cdot |\sin(\omega t)| - \frac{I_m}{2 \cdot |\sin(\omega t)|} \quad (3)$$

Khi tụ điện đệm được lắp, đã biết rằng phương trình (4) sau đây có giá trị bằng cách đưa ra công suất P_{out} để được xuất ra bởi bộ đảo 5 và điện áp hai đầu V_c (xem, ví dụ, Tài liệu không phải sáng chế 3).

$$V_c = \sqrt{V_{avg}^2 - \frac{P_{out}}{\omega \cdot C} \cdot \sin(2\omega t)} \quad (4)$$

Khi giá trị lớn nhất V_{cmax} của điện áp hai đầu V_c được cố định làm giá trị đại lượng điều khiển như theo kỹ thuật đã biết thứ nhất, giá trị trung bình V_{avg} của điện áp hai đầu V_c cũng thay đổi theo các thay đổi về công suất P_{out} tùy theo các thay đổi về tải. Ngược lại, khi giá trị trung bình V_{avg} được cố định làm giá trị đại lượng điều khiển như theo kỹ thuật đã biết thứ ba, sự dao động ($V_{cmax} - V_{cmin}$) của điện áp hai đầu V_c thay đổi.

Ví dụ, Fig.5 biểu thị mối tương quan giữa giá trị trung bình V_{avg} , giá trị lớn nhất V_{cmax} , giá trị nhỏ nhất V_{cmin} , và sự dao động ($V_{cmax} - V_{cmin}$) của điện áp hai đầu V_c khi $V_m = 230\sqrt{2}$ (V), $I_m = 16\sqrt{2}$ (A), $P_{out} = 3680$ (W). Khi độ lớn I_m biểu thị bởi các phương trình (1) và (2) được cố định, điểm hoạt động của điện áp hai đầu V_c được xác định bởi giá trị trung bình V_{avg} , và giá trị lớn nhất V_{cmax} , giá trị nhỏ nhất V_{cmin} , hoặc sự dao động ($V_{cmax} - V_{cmin}$) theo các mối tương quan này. Nói theo cách khác, rõ ràng rằng việc đặt điểm hoạt động của điện áp hai đầu V_c là linh hoạt.

Theo các kỹ thuật đã biết từ thứ nhất tới thứ ba, khi điện dung tĩnh điện của tụ điện đệm thay đổi, nó khác với điện dung tĩnh điện C sử dụng trong các phương trình (1) và (2). Do đó, khi độ lớn I_m được ước tính bởi các phương trình (1) và (2), đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_{l*} đặt bởi (3) là không phù hợp cho điện dung tĩnh điện thực tế.

Fig.6 là đồ thị biểu thị các trạng thái của các đại lượng khác nhau theo kỹ thuật đã biết thứ ba (tương ứng với kỹ thuật của Tài liệu sáng chế 2) khi điện dung tĩnh điện thực tế của tụ điện đệm sau 0,1 giây giảm 30% tương đối với điện dung tĩnh điện trước 0,1 giây. Giả sử tải của bộ đảo là tải cân bằng ba pha, các dòng tải i_u , i_v , và i_w chảy qua tải được sử dụng.

Như được hiểu từ phương trình (1), sự giảm điện dung tĩnh điện thực tế của tụ điện đệm tương ứng với lượng dư của điện dung tĩnh điện C sử dụng để tính toán khi độ lớn I_m được ước tính. Do đó, giá trị ước tính của độ lớn I_m và đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_{l*} trở nên dư, và giá trị trung bình V_{avg} cũng tăng lên. Hơn nữa, lượng dư của đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn

cảm i_l^* gây ra sự tăng độ lớn I_m của dòng điện vào I_{in} .

Do giá trị trung bình V_{avg} được duy trì không đổi trong phương trình (2) theo kỹ thuật đã biết thứ ba, sự dao động ($V_{cmax} - V_{cmin}$) sau 0,1 giây tăng lên (sự chênh lệch giữa giá trị lớn nhất V_{cmax} và giá trị nhỏ nhất V_{cmin} tăng đột ngột trên Fig.6). Do đó, sự tăng giá trị trung bình V_{avg} giảm đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_l^* , và sau đó đạt tới trạng thái cân bằng.

Tuy nhiên, giá trị trung bình V_{avg} sau khi đạt tới trạng thái cân bằng là lớn hơn, và không chỉ tụ điện đệm mà còn cả phần tử chuyển đổi chứa trong bộ đảo yêu cầu các điện áp đánh thủng cao.

Fig.7 là đồ thị biểu thị trạng thái của các đại lượng khác nhau theo kỹ thuật đã biết thứ ba khi điện dung tĩnh điện thực tế của tụ điện đệm sau 0,1 giây tăng 30% tương đối với điện dung tĩnh điện trước 0,1 giây.

Ở đây, giá trị trung bình V_{avg} giảm bởi các hoạt động ngược với các hoạt động thực hiện trên Fig.6. Tuy nhiên, sự giảm giá trị trung bình V_{avg} làm giảm chức năng của bộ ngắt quãng tăng áp.

B. Các ý tưởng cơ bản của kỹ thuật được đề xuất

Như được thấy trong “A. Phân tích các vấn đề với các kỹ thuật đã biết”, khi điện dung tĩnh điện thực tế của tụ điện đệm thay đổi dưới sự điều khiển của điện áp hai đầu V_c bằng việc dò giá trị lớn nhất V_{cmax} và giá trị nhỏ nhất V_{cmin} , ảnh hưởng lên đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_l^* tăng.

Mặc dù giá trị đại lượng điều khiển (dưới đây được xem như “giá trị đại lượng điều khiển điện áp trung bình) V_c^* của giá trị trung bình của điện áp hai đầu V_c được đưa vào trong kỹ thuật đề xuất bởi đơn này, giá trị đại lượng điều khiển điện áp trung bình V_c^* không được so sánh với giá trị trung bình V_{avg} mà với chính điện áp hai đầu V_c . Sau đó, độ lớn I_m được xác định ít nhất bằng cách tiến hành điều khiển tích phân theo tỷ lệ trên độ lệch ΔV_c giữa giá trị đại lượng điều khiển điện áp trung bình V_c^* và điện áp hai đầu V_c .

Sau đó, phép nhân các hàm số (sẽ được mô tả chi tiết trong mỗi một trong số các phương án thực hiện mô tả sau) xác định theo các chế độ khác nhau trong đó bộ biến đổi công suất trực tiếp được vận hành, bởi độ lớn I_m xác định dựa trên độ lệch ΔV_c sinh ra đại lượng điều khiển nạp (đại lượng điều khiển nạp này khác

với đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_l^* , mà sẽ được mô tả trong “C. Các cấu trúc của bộ biến đổi công suất và thiết bị điều khiển của nó” mô tả sau) như chuẩn của đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_l^* .

Nhờ đó, đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_l^* được xác định một cách thích hợp theo điện dung tĩnh điện thực tế của tụ điện đệm, mà khác với trường hợp trong đó đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_l^* được dựa trên độ lớn I_m ước tính từ các phương trình (1) và (2) phụ thuộc vào điện dung tĩnh điện C .

C. Các kết cấu của bộ biến đổi công suất và thiết bị điều khiển của nó

Fig.1 là sơ đồ khối minh họa kết cấu của bộ biến đổi công suất trực tiếp mà có thể áp dụng trong các chế độ tương ứng chung mô tả trong các phương án thực hiện dưới đây. Bộ biến đổi công suất trực tiếp bao gồm bộ biến đổi 3, mạch đệm công suất 4, bộ đảo 5, và đường dây một chiều 7.

Bộ biến đổi 3 được nối với nguồn điện xoay chiều một pha 1 qua, ví dụ, bộ lọc 2. Bộ lọc 2 bao gồm cuộn cảm L_2 và tụ điện C_2 . Cuộn cảm L_2 được lắp giữa bộ biến đổi 3 và một trong số hai đầu cực ra của nguồn điện xoay chiều một pha 1. Tụ điện C_2 được lắp giữa hai đầu cực ra của nguồn điện xoay chiều một pha 1. Bộ lọc 2 loại bỏ thành phần tần số cao của dòng điện. Bộ lọc 2 có thể được loại bỏ. Để cho đơn giản, chức năng của bộ lọc 2 được bỏ qua trong phần mô tả dưới đây.

Đường dây một chiều 7 bao gồm các đường dây điện một chiều LH và LL.

Ví dụ, cầu đi-ốt được sử dụng là bộ biến đổi 3. Bộ biến đổi 3 bao gồm các đi-ốt từ D31 tới D34. Các đi-ốt từ D31 tới D34 tạo thành mạch cầu sẽ chỉnh lưu toàn sóng một pha điện áp xoay chiều một pha Vin là điện áp đầu vào từ nguồn điện xoay chiều một pha 1 để biến đổi điện áp xoay chiều một pha Vin thành điện áp chỉnh lưu $V_{rec} (= |V_{in}|)$, và xuất ra điện áp chỉnh lưu giữa các đường dây điện một chiều LH và LL. Điện thế cao hơn điện thế đặt vào đường dây điện một chiều LL được đặt vào đường dây điện một chiều LH. Dòng điện vào I_{in} chảy từ nguồn điện xoay chiều một pha 1 vào trong bộ biến đổi 3. Sau đó, bộ biến đổi 3 xuất ra dòng điện $i_{rec} (= |I_{in}|)$.

Mạch đệm công suất 4 bao gồm mạch phóng điện 4a và mạch nạp điện 4b, và cấp và tiếp nhận điện vào và ra khỏi đường dây một chiều 7. Mạch phóng điện 4a bao gồm tụ điện C4 như tụ điện đệm, và mạch nạp điện 4b tăng điện áp chỉnh lưu Vrec để nạp tụ điện C4.

Mạch phóng điện 4a còn bao gồm đi-ốt D42, và tranzito (ở đây, tranzito lưỡng cực có cổng cách điện: dưới đây được viết tắt là "IGBT") Sc nối đối song với đi-ốt D42. Tranzito Sc được nối nối tiếp với tụ điện C4 giữa các đường dây điện một chiều LH và LL, trong đó tranzito Sc nằm gần hơn với đường dây điện một chiều LH tương đối với tụ điện C4.

Mỗi nối đối song được nói đến trong bản mô tả này nghĩa là mỗi nối song song trong đó các hướng về phía trước đối diện với nhau. Cụ thể hơn, hướng về phía trước của tranzito Sc là hướng từ đường dây điện một chiều LL tới đường dây điện một chiều LH. Hướng về phía trước của đi-ốt D42 là hướng từ đường dây điện một chiều LH tới đường dây điện một chiều LL. Tranzito Sc và đi-ốt D42 có thể được hiểu chung như một chi tiết chuyển mạch (bộ chuyển mạch Sc). Khi bộ chuyển mạch Sc đang dẫn điện, tụ điện C4 phóng, và cấp điện tới đường dây một chiều 7.

Mạch nạp điện 4b bao gồm, ví dụ, đi-ốt D40, cuộn cảm L4, và tranzito (ở đây, IGBT) S1. Đi-ốt D40 có catốt và anốt. Catốt được nối giữa bộ chuyển mạch Sc và tụ điện C4. Kết cấu này là đã biết như thường được gọi là bộ ngắt quãng tăng áp.

Cuộn cảm L4 được nối giữa đường dây điện một chiều LH và anốt của đi-ốt D40. Tranzito S1 được nối giữa đường dây điện một chiều LL và anốt của đi-ốt D40. Tranzito S1 được nối đối song với đi-ốt D41. Tranzito S1 và đi-ốt D41 có thể được hiểu chung như một chi tiết chuyển mạch (bộ chuyển mạch S1). Cụ thể là, hướng về phía trước của tranzito S1 là hướng từ đường dây điện một chiều LH tới đường dây điện một chiều LL. Hướng về phía trước của đi-ốt D41 là hướng từ đường dây điện một chiều LL tới đường dây điện một chiều LH.

Tụ điện C4 được nạp bởi mạch nạp điện 4b để sinh ra điện áp hai đầu Vc cao hơn điện áp chỉnh lưu Vrec. Cụ thể là, dòng điện được làm cho chảy từ đường dây điện một chiều LH tới đường dây điện một chiều LL qua bộ chuyển mạch S1

để tích tụ năng lượng trong cuộn cảm L4. Sau đó, bộ chuyển mạch S1 được tắt, khiến cho năng lượng này được tích tụ trong tụ điện C4 qua đi-ốt D40.

Điện áp hai đầu Vc cao hơn điện áp chỉnh lưu Vrec, khiến cho dòng điện về cơ bản không chảy vào trong đi-ốt D42. Nhờ đó, bộ chuyển mạch Sc có dẫn điện hay không chỉ phụ thuộc vào việc tranzito Sc có dẫn điện hay không. Ở đây, đi-ốt D42 đảm bảo điện áp đánh thủng ngược khi điện áp hai đầu Vc thấp hơn điện áp chỉnh lưu Vrec, và làm cho dòng điện chảy ngược từ tải điện cảm 6 tới đường dây một chiều 7 thành sự dẫn điện ngược khi bộ đảo 5 dừng bất thường.

Hơn nữa, do đường dây điện một chiều LH có điện thế cao hơn đường dây điện một chiều LL, dòng điện về cơ bản không chảy vào trong đi-ốt D41. Nhờ đó, việc bộ chuyển mạch S1 có dẫn điện hay không chỉ phụ thuộc vào việc tranzito S1 có dẫn điện hay không. Mặc dù đi-ốt D41 được minh họa để làm ví dụ như đi-ốt để sinh ra điện áp đánh thủng ngược hoặc sự dẫn điện ngược và như đi-ốt chứa trong tranzito S1 để được vật chất hoá bởi IGBT, nhưng chính đi-ốt D41 không góp phần vào sự hoạt động mạch bất kỳ.

Bộ đảo 5 biến đổi điện áp một chiều giữa các đường dây điện một chiều LH và LL thành điện áp xoay chiều và xuất ra điện áp xoay chiều tới các đầu cực ra Pu, Pv, và Pw. Bộ đảo 5 bao gồm sáu chi tiết chuyển mạch Sup, Svp, Swp, Sun, Svn, và Swn. Các chi tiết chuyển mạch Sup, Svp, và Swp được nối lần lượt giữa các đầu cực ra Pu, Pv, và Pw, và đường dây điện một chiều LH. Các chi tiết chuyển mạch Sun, Svn, và Swn được nối lần lượt giữa các đầu cực ra Pu, Pv, và Pw, và đường dây điện một chiều LL. Bộ đảo 5 tạo thành bộ đảo nguồn điện áp, và bao gồm sáu đi-ốt Dup, Dvp, Dwp, Dun, Dvn, và Dwn.

Mỗi một trong số các đi-ốt Dup, Dvp, Dwp, Dun, Dvn, và Dwn được bố trí sao cho catốt của nó được định hướng về phía đường dây điện một chiều LH và anốt của nó được định hướng về phía đường dây điện một chiều LL. Đi-ốt Dup được mắc song song với chi tiết chuyển mạch Sup giữa đầu cực ra Pu và đường dây điện một chiều LH. Tương tự, các đi-ốt Dvp, Dwp, Dun, Dvn, và Dwn được mắc song song lần lượt với chi tiết chuyển mạch Svp, Swp, Sun, Svn, và Swn. Các đầu cực ra Pu, Pv, và Pw lần lượt xuất ra các dòng tải iu, iv, và iw, mà tạo thành dòng xoay chiều ba pha. Ví dụ, các IGBT được sử dụng như các chi tiết chuyển

mạch Sup, Svp, Swp, Sun, Svn, và Swn.

Tải điện cảm 6 là, ví dụ, máy quay, và được minh họa bởi mạch tương đương thể hiện tải điện cảm. Cụ thể là, cuộn cảm Lu và điện trở Ru được nối nối tiếp. Một đầu của mỗi nối nối tiếp này được nối với đầu cực ra Pu. Điều này tác dụng vào cuộn cảm Lv và điện trở Rv và vào cuộn cảm Lw và điện trở Rw. Các đầu đối diện của các mỗi nối nối tiếp này được nối với nhau.

Khi hệ thống điều khiển được minh họa để làm ví dụ sử dụng tải điện cảm 6 như máy điện đồng bộ, cảm biến vận tốc 9 phát hiện các dòng tải i_u , i_v , và i_w mà chảy qua tải điện cảm 6 và cấp tới thiết bị điều khiển 10 cho bộ biến đổi công suất trực tiếp vận tốc góc quay ω_m , dòng điện trục q I_q , và dòng điện trục d I_d mà thu được dựa trên dòng tải i_u , i_v , và i_w .

Thiết bị điều khiển 10 tiếp nhận độ lớn V_m của điện áp xoay chiều một pha Vin, vận tốc góc ω (hoặc pha $\theta = \omega t$ mà là tích số của vận tốc góc ω và thời gian t), giá trị đại lượng điều khiển ω_m^* của vận tốc góc quay, giá trị đại lượng điều khiển V_q^* của điện áp trục q, giá trị đại lượng điều khiển V_d^* của điện áp trục d, điện áp hai đầu V_c , và điện áp VL, bên cạnh vận tốc góc quay ω_m , dòng điện trục q I_q , và dòng điện trục d I_d . Ở đây, điện áp VL là điện áp tác động lên cuộn cảm L4.

Fig.2 là sơ đồ khối minh họa kết cấu của thiết bị điều khiển 10. Thiết bị điều khiển 10 bao gồm bộ điều khiển bộ đảo 101, bộ điều khiển phóng 102, và bộ điều khiển nạp 103.

Bộ điều khiển bộ đảo 101 xuất ra các tín hiệu điều khiển bộ đảo SSvp, SSwp, SSun, SSvn, và SSwn, dựa trên hệ số phóng d_c và hệ số chỉnh lưu d_{rec} , mà sẽ được mô tả sau trong "D. Tóm tắt các hoạt động của mạch đệm công suất 4", và các giá trị đại lượng điều khiển V_u^* , V_v^* , và V_w^* xuất ra bởi bộ đảo 5. Các tín hiệu điều khiển bộ đảo SSvp, SSwp, SSun, SSvn, và SSwn lần lượt điều khiển các hoạt động của chi tiết chuyển mạch Sup, Svp, Swp, Sun, Svn, và Swn.

Bộ điều khiển bộ đảo 101 bao gồm cụm tạo đại lượng điều khiển điện áp ra 1011 sẽ tạo ra các giá trị đại lượng điều khiển V_u^* , V_v^* , và V_w^* dựa trên pha $\theta = \omega t$, dòng điện trục q I_q , dòng điện trục d I_d , và vận tốc góc quay ω_m và giá trị đại

lượng điều khiển ωm^* của nó.

Bộ điều khiển bộ đảo 101 còn bao gồm cụm đại lượng điều khiển điều biến độ lớn 1012, cụm tổng các tích số số học 1013, bộ so sánh 1014, và cụm logic số học 1015.

Cụm đại lượng điều khiển điều biến độ lớn 1012 điều khiển sự hoạt động của cụm tổng các tích số số học 1013 dựa trên hệ số phóng dc và hệ số chỉnh lưu drec. Cụm tổng các tích số số học 1013 (minh họa chỉ bằng các dấu nhân để cho đơn giản) tính toán tổng các tích số của các giá trị đại lượng điều khiển V_u^* , V_v^* , và V_w^* , hệ số phóng dc, và hệ số chỉnh lưu drec để sinh ra các sóng tín hiệu M. Bộ so sánh 1014 xuất ra các kết quả so sánh giá trị giữa các sóng tín hiệu M và sóng mang CA tới cụm logic số học 1015. Cụm logic số học 1015 thực hiện các phép toán logic trên các kết quả này để xuất ra các tín hiệu điều khiển bộ đảo SSUp, SSvp, SSwp, SSUn, SSvn, và SSwn.

Bộ điều khiển phóng 102 bao gồm cụm hệ số số học 1021 và bộ so sánh 1022. Cụm hệ số số học 1021 tiếp nhận, theo các chế độ khác nhau trong đó bộ biến đổi công suất trực tiếp được vận hành, điện áp một chiều Vdc hoặc dòng điện một chiều Idc mà có thể được sử dụng bởi bộ đảo 5 qua đường dây một chiều 7 bên cạnh pha θ , độ lớn V_m , và điện áp hai đầu Vc, và tạo ra hệ số phóng dc và hệ số chỉnh lưu drec. Do các phương pháp để tạo ra hệ số phóng dc và hệ số chỉnh lưu drec khác nhau theo các chế độ khác nhau trong đó bộ biến đổi công suất trực tiếp được vận hành, các phương pháp này sẽ được mô tả theo các phương án thực hiện tương ứng sẽ được mô tả sau.

Bộ so sánh 1022 so sánh hệ số phóng dc với sóng mang CA để sinh ra tín hiệu phóng SSc để làm cho bộ chuyển mạch Sc dẫn điện.

Do các hoạt động này bởi bộ điều khiển bộ đảo 101 và bộ so sánh 1022 dựa trên các kỹ thuật đã biết (ví dụ, Các tài liệu không phải sáng chế 1 và 2 và Tài liệu sáng chế 1), các hoạt động chi tiết được bỏ qua trong bản mô tả này.

Tuy nhiên, trong các phương án thực hiện sau đây, cụm tạo đại lượng điều khiển điện áp ra 1011 đôi khi yêu cầu độ lớn V_m , độ lớn I_m (xác định dựa trên độ lệch ΔV_c như trên), và hệ số phân phối k ($0 \leq k \leq 1$) sẽ được mô tả sau trong “D. Tóm tắt các hoạt động của mạch đệm công suất 4” để sinh ra các giá trị

đại lượng điều khiển V_u^* , V_v^* , và V_w^* .

Bộ điều khiển nạp 103 bao gồm cụm xác định độ lớn 103a, cụm tạo đại lượng điều khiển nạp 103b, và bộ điều khiển hoạt động nạp 103c.

Cụm xác định độ lớn 103a bao gồm bộ trừ 1031 và bộ điều khiển tích phân theo tỷ lệ 1032. Bộ trừ 1031 thu được độ lệch ΔV_c từ điện áp hai đầu V_c và giá trị đại lượng điều khiển điện áp trung bình V_c^* . Bộ điều khiển tích phân theo tỷ lệ 1032 thực hiện điều khiển tích phân theo tỷ lệ trên độ lệch ΔV_c để xác định độ lớn I_m . Độ lớn I_m tác động tới các giá trị đại lượng điều khiển V_u^* , V_v^* , và V_w^* mà tác động tới các hoạt động của bộ đảo 5 mà giảm độ lệch ΔV_c . Nhờ đó, ít nhất việc điều khiển tích phân theo tỷ lệ trên độ lệch ΔV_c là đủ để xác định độ lớn I_m . Rõ ràng, chi tiết mà thực hiện điều khiển vi phân- tích phân theo tỷ lệ có thể được sử dụng thay cho bộ điều khiển tích phân theo tỷ lệ 1032.

Cụm tạo đại lượng điều khiển nạp 103b bao gồm bàn dạng sóng nạp 1033 và bộ nhân 1034. Bàn dạng sóng nạp 1033 tiếp nhận hệ số phân phối k và pha $\theta = \omega t$, và xuất ra hàm số $F(\theta)$ ($= F(\omega t)$) trên pha θ . Bộ nhân 1034 nhân độ lớn I_m bởi hàm số $F(\omega t)$ để xác định đại lượng điều khiển nạp iL^* . Do hàm số $F(\omega t)$ là khác cho mỗi phương án thực hiện, nó sẽ được mô tả một cách riêng biệt theo mỗi phương án thực hiện.

Bộ điều khiển hoạt động nạp 103c điều khiển sự hoạt động của mạch nạp điện 4b dựa trên đại lượng điều khiển nạp iL^* . Cụ thể hơn, bộ điều khiển hoạt động nạp 103c sinh ra tín hiệu chuyển mạch nạp SSI để điều khiển bộ chuyển mạch SI sao cho dòng của cuộn cảm i_L chảy qua cuộn cảm L_4 bằng đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_L^* tương ứng với đại lượng điều khiển nạp iL^* . Do cần điện áp V_L để sinh ra tín hiệu chuyển mạch nạp SSI này, nên nó được nhập vào bộ điều khiển hoạt động nạp 103c.

Bộ điều khiển hoạt động nạp 103c có chức năng, ví dụ, bộ điều biến chế độ giới hạn mà sinh ra tín hiệu chuyển mạch nạp SSI khiến cho dòng của cuộn cảm i_L chảy trong chế độ giới hạn. Theo Tài liệu không phải sáng chế 2, giá trị điện cảm của cuộn cảm L_4 được giới hạn trên giả thuyết rằng dòng của cuộn cảm i_L chảy trong chế độ gián đoạn. Tuy nhiên, theo kỹ thuật đề xuất bởi đơn này, ngay cả khi điện cảm thay đổi từ các giới hạn và tác động tới điện áp hai đầu V_c , sự hoạt động

của cụm xác định độ lớn 103a thích ứng với tác động của các thay đổi.

Với các kết cấu này, kỹ thuật mô tả trong “B. Các ý tưởng cơ bản của kỹ thuật được đề xuất” có thể được sử dụng

D. Tóm tắt các hoạt động của mạch đệm công suất 4

Công suất đầu vào tức thời P_{in} để được đưa vào bộ biến đổi 3 được biểu thị bởi phương trình (5) sau đây với hệ số công suất đầu vào 1.

$$P_{in} = V_m \cdot I_m \cdot \sin^2(\omega t) \\ = \frac{V_m \cdot I_m}{2} - \frac{V_m \cdot I_m}{2} \cdot \cos(2\omega t) \quad (5)$$

Công suất đầu vào tức thời P_{in} có thành phần xoay chiều $(-1/2) \cdot V_m \cdot I_m \cdot \cos(2\omega t)$ (dưới đây có thể được xem như “thành phần xoay chiều $P_{in}^{\wedge}$ ”) biểu thị bởi thuật ngữ thứ hai ở bên phải phương trình (5). Nhờ đó, công suất đầu vào tức thời P_{in} dưới đây có thể được xem như công suất gợn sóng P_{in} .

Bộ biến đổi công suất minh họa trên Fig.1 có thể được hiểu như sau.

Bộ biến đổi 3 tiếp nhận điện áp xoay chiều một pha V_{in} , và xuất ra công suất gợn sóng P_{in} . Mạch đệm công suất 4 nhận công suất nhận P_I từ đường dây một chiều 7, và xuất công suất cấp P_c tới đường dây một chiều 7. Bộ đảo 5 tiếp nhận công suất đầu vào P_{dc} ($= P_{in} + P_c - P_I$) thu được bằng cách trừ công suất nhận P_I từ tổng của công suất gợn sóng P_{in} và công suất cấp P_c , và xuất ra các dòng tải i_u , i_v , và i_w . Nếu tổn thất của bộ đảo 5 được bỏ qua, công suất đầu vào P_{dc} bằng công suất P_{out} (xem phương trình (4)).

Fig.3 là sơ đồ khối minh họa dưới dạng sơ đồ sự cân bằng của công suất trong bộ biến đổi công suất trực tiếp minh họa trên Fig.1. Công suất trải qua sự đệm (dưới đây được xem như “công suất đệm P_{buf} ”) bằng chênh lệch công suất $(P_c - P_I)$ thu được bằng cách trừ công suất nhận P_I từ công suất cấp P_c . Hơn nữa, công suất P_{rec} chuyển từ bộ biến đổi 3 tới bộ đảo 5 bằng $(P_{in} - P_I)$. Do đó, $P_{dc} = P_{rec} + P_c$ có giá trị.

[Hệ số phân phối k được đưa vào trong phương trình (6) tiếp theo.

$$P_{dc} = \frac{V_m \cdot I_m}{2} - (1-k) \cdot \frac{V_m \cdot I_m}{2} \cdot \cos(2\omega t) \quad (6)$$

Nói theo cách khác, khi $k = 0$, bộ đảo 5 tiếp nhận công suất gợn sóng P_{in} như là công suất đầu vào P_{dc} từ đường dây một chiều 7. Điều này nghĩa là $P_{buf} = 0$ mà tương ứng với trường hợp trong đó không có công suất được phân phối tới mạch đệm công suất 4. Khi $k=1$, $P_{dc} = P_{in} - \hat{P}_{in}$ có giá trị. Điều này tương ứng với trường hợp trong đó mạch đệm công suất 4 cấp và nhận vào tới và từ đường dây một chiều 7 các công suất của giá trị tuyệt đối $|\hat{P}_{in}|$ của thành phần xoay chiều $\hat{P}_{in}$.

Nói theo cách khác, hệ số phân phối k biểu thị mức của giá trị tuyệt đối $|\hat{P}_{in}|$ của thành phần xoay chiều $\hat{P}_{in}$ để được phân phối tới mạch đệm công suất 4 như công suất đệm P_{buf} .

E. Mạch tương đương của bộ biến đổi công suất trực tiếp và các hệ số khác nhau

Fig.4 minh họa mạch tương đương của bộ biến đổi công suất trực tiếp minh họa trên Fig.1. Mạch tương đương được giới thiệu bởi, ví dụ, Tài liệu không phải sáng chế 2 và các Tài liệu sáng chế 1, 3, và 4. Trong mạch tương đương, dòng điện i_{rec1} được thể hiện tương đương với dòng điện i_{rec1} chảy qua bộ chuyển mạch S_{rec} khi bộ chuyển mạch S_{rec} đang dẫn điện. Tương tự, dòng điện phóng i_c được thể hiện tương đương với dòng điện phóng i_c chảy qua bộ chuyển mạch S_c khi bộ chuyển mạch S_c đang dẫn điện.

Hơn nữa, dòng điện chảy vào trong tải điện cảm 6 qua bộ đảo 5 khi các đầu cực ra P_u , P_v , và P_w được nối chung với một trong số các đường dây điện một chiều LH và LL trong bộ đảo 5 cũng được thể hiện tương đương với dòng điện không i_z chảy qua bộ chuyển mạch S_z khi bộ chuyển mạch S_z đang dẫn điện.

Hơn nữa, Fig.4 thể hiện cuộn cảm L_4 , đi-ốt D_{40} , và bộ chuyển mạch S_1 mà được chứa trong mạch nạp điện 4b, và dòng điện i_l chảy qua cuộn cảm L_4 .

Sau đó, các hệ số d_{rec} , d_c , và d_z trong đó các bộ chuyển mạch S_{rec} , S_c , và S_z được đưa vào dẫn điện, lần lượt, được đưa vào trong mạch tương đương tạo ra nhờ đó. Như đã biết bởi các tài liệu nêu trên, $0 \leq d_{rec} \leq 1$, $0 \leq d_c \leq 1$, $0 \leq d_z \leq 1$, và $d_{rec} + d_c + d_z = 1$ có giá trị.

Do hệ số drec là hệ số để đặt chu kỳ trong quá trình đó bộ biến đổi 3 được nối với đường dây một chiều 7 để cho phép dòng điện chảy qua bộ đảo 5, nên nó là hệ số chỉnh lưu drec.

Do hệ số dc là hệ số tại đó tụ điện C4 phóng, nên nó là hệ số phóng dc.

Do hệ số dz là hệ số tại đó dòng điện không iz luôn chảy bất kể điện áp ra trong bộ đảo 5, nên nó có thể được gọi là hệ số không dz.

Do dòng điện irec1, ic, và iz thu được bằng cách nhân lần lượt các hệ số drec, dc, và dz, với dòng điện một chiều Idc đưa vào bộ đảo 5, nên các dòng điện irec1, ic, và iz lần lượt là các giá trị trung bình trong các chu kỳ chuyển mạch của các bộ chuyển mạch Srec, Sc, và Sz. Nhờ đó, các hệ số drec, dc, và dz có thể được coi như các hệ số phân phối dòng điện của dòng điện một chiều Idc lần lượt tương đối với các dòng điện irec1, ic, và iz.

Khi cầu đi-ốt được sử dụng làm bộ biến đổi 3, bộ biến đổi 3 không thể thực hiện một cách nhanh chóng công đoạn chuyển mạch trong hệ số chỉnh lưu drec. Nhờ đó, bộ đảo 5 và bộ chuyển mạch Sc thực hiện công đoạn chuyển mạch lần lượt ở hệ số không dz và hệ số phóng dc, nhờ đó thu được dòng điện irec1.

Trong chu kỳ trong đó dòng điện không iz chảy, bộ đảo 5 không thể sử dụng điện áp một chiều trong đường dây một chiều 7. Do đó, điện áp một chiều trong đường dây một chiều 7 sử dụng khi cấp công suất tới bộ đảo 5 là đáng kể khi biến đổi công suất. Nói theo cách khác, điện áp một chiều tức thời mà không được sử dụng bởi bộ đảo 5 để biến đổi công suất là vô nghĩa khi xem xét hệ số sử dụng điện áp. Điện áp một chiều Vdc đáng kể khi biến đổi công suất có thể được biểu diễn bởi phương trình (7) bên dưới.

$$V_{dc} = V_{rec} \cdot d_{rec} + V_c \cdot d_c + 0 \cdot d_z \quad (7)$$

Ngược lại, điện áp một chiều Vdc có thể được hiểu là điện áp đặt lên đường dây một chiều 7 như giá trị trung bình của các giá trị lớn nhất của điện áp mà bộ đảo 5 có thể xuất ra trong chu kỳ trong đó việc chuyển mạch của các bộ chuyển mạch Sc và Sl và bộ đảo 5 được điều khiển. Điều này là vì bộ đảo 5 được cách điện khỏi một trong số các đường dây điện một chiều LL và LH trong chu kỳ tương ứng với hệ số không dz, mặc dù bộ đảo 5 có thể góp phần vào điện áp ở

đường dây một chiều 7 ở tỷ số được biểu thị bởi hệ số không dz.

Trên Fig.4, điện áp một chiều Vdc được thể hiện dưới dạng điện áp qua nguồn dòng Idc (mà cấp dòng điện một chiều Idc) thể hiện bộ đảo 5 và tải của bộ đảo 5.

Dưới đây, các chế độ khác nhau trong đó bộ biến đổi công suất trực tiếp được vận hành sẽ được mô tả cụ thể.

F. Phương án thực hiện thứ nhất

Phương án thực hiện thứ nhất sẽ được mô tả so với các hoạt động của bộ biến đổi công suất trực tiếp nêu bởi Tài liệu sáng chế 2.

Trong kỹ thuật bộc lộ bởi Tài liệu sáng chế 2, các sự điều khiển khác nhau đã được thực hiện luân phiên trên một phần tư chu kỳ ($1/4$ chu kỳ) của điện áp xoay chiều một pha Vin (dưới đây, sự điều khiển này cũng sẽ được xem như “sự điều khiển một phần tư chu kỳ” cho thuận tiện) để loại bỏ thành phần xoay chiều $P_{in}^{\wedge}$. Cụ thể là, sự điều khiển trong đó $P_l = P_{in}^{\wedge}$ và $P_c = 0$ và sự điều khiển trong đó $P_l = 0$ và $P_c = -P_{in}^{\wedge}$ đã được thực hiện luân phiên trên một phần tư chu kỳ của điện áp xoay chiều một pha Vin. Do đó, $P_{dc} = P_{in} + P_c - P_l = P_{in} - P_{in}^{\wedge} = (1/2) \cdot V_m \cdot I_m$ có giá trị trong tất cả các chu kỳ, và sự gợn sóng công suất đã được ngăn chặn. Điều này có giá trị khi $k = 1$ trong phương trình (6).

Theo đơn này, chu kỳ trong đó công suất nhận P_l được tiếp nhận từ đường dây một chiều 7 (chu kỳ trong đó giá trị cosin $\cos(2\omega t)$ mà là cosin của hai lần giá trị pha ωt là âm) được gọi là chu kỳ nhận, và chu kỳ trong đó công suất cấp P_c được cấp tới đường dây một chiều 7 (chu kỳ trong đó giá trị cosin $\cos(2\omega t)$ là dương) được gọi là chu kỳ cấp, tương tự với Tài liệu sáng chế 2.

(f-1) Đặt hệ số

Theo Tài liệu sáng chế 2, hệ số phóng dc được đặt bởi phương trình tiếp theo (8), và đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_l^* được xác định bởi phương trình (3) sử dụng hệ số phóng dc này và trên giả thuyết rằng dòng điện vào I_{in} có dạng sóng hình sin. Ở đây, dòng điện một chiều Idc có thể được đặt là giá trị đại lượng điều khiển.

$$dc = \begin{cases} 0(\text{receivingperiod}) \\ \frac{V_m \cdot I_m}{2 \cdot V_c \cdot I_{dc}} \cdot \cos(2\omega t)(\text{providingperiod}) \end{cases} \quad (8)$$

Hơn nữa, hệ số chỉnh lưu drec được đặt bởi phương trình tiếp theo (9), nhờ đó cho phép điện áp một chiều Vdc có giá trị không đổi (ví dụ, Tài liệu sáng chế 1).

$$drec = \begin{cases} \frac{I_m}{2 \cdot I_{dc} \cdot |\sin(\omega t)|} (\text{receivingperiod}) \\ \frac{I_m}{I_{dc}} \cdot |\sin(\omega t)| (\text{providingperiod}) \end{cases} \quad (9)$$

Theo phương án thực hiện thứ nhất, cụm hệ số số học 1021 tạo ra các hệ số dc và drec lần lượt theo các phương trình (8) và (9), sử dụng độ lớn Im thu được từ cụm xác định độ lớn 103a làm độ lớn Im trong các phương trình (3), (8), và (9). Nói theo cách khác, cụm hệ số số học 1021 tiếp nhận các độ lớn Vm và Im, dòng điện một chiều Idc, và pha ωt theo phương án thực hiện thứ nhất.

Tuy nhiên, công suất đầu vào Pdc để đưa vào bộ đảo 5 từ đường dây một chiều 7 là bằng với tích số của điện áp một chiều Vdc và dòng điện một chiều Idc. Do bộ đảo 5 tiếp nhận công suất đầu vào Pdc ($= P_{in} + P_c - P_l$) thu được bằng cách trừ công suất nhận Pl từ tổng của công suất gợn sóng Pin và công suất cấp Pc, phương trình (10) bên dưới có giá trị.

$$I_{dc} = \frac{P_{in} + P_c - P_l}{V_{dc}} = \frac{V_m \cdot I_m}{2 \cdot V_{dc}} \quad (10)$$

Nhờ đó, các phương trình (8) và (9) có thể lần lượt được biến đổi thành các phương trình (11) và (12). Điện áp một chiều Vdc có thể được đưa vào cụm hệ số số học 1021 làm giá trị đại lượng điều khiển, thay cho dòng điện một chiều Idc.

$$dc = \begin{cases} 0(\text{receivingperiod}) \\ \frac{V_{dc}}{V_c} \cdot \cos(2\omega t)(\text{providingperiod}) \end{cases} \quad (11)$$

$$d_{rec} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{V_m} \cdot \frac{1}{|\sin(\omega t)|} & (\text{receiving period}) \\ \frac{2 \cdot V_{dc}}{V_m} \cdot |\sin(\omega t)| & (\text{providing period}) \end{cases} \quad (12)$$

(f-2) Dòng của cuộn cảm il

Trong chế độ giới hạn, dòng của cuộn cảm il tăng lên từ 0 tới giá trị đỉnh trong chu kỳ $\Delta T1$ trong đó bộ chuyển mạch S1 đang dẫn điện, và giảm xuống từ giá trị đỉnh về 0 trong chu kỳ $\Delta T2$ trong đó bộ chuyển mạch S1 không dẫn điện. Các chu kỳ $\Delta T1$ và $\Delta T2$ này được đặt luân phiên. Khi sự tăng và giảm này thay đổi gần như tuyến tính theo thời gian, dòng của cuộn cảm il mà bằng nửa giá trị đỉnh chảy theo giá trị trung bình.

Xét đến điện áp chỉnh lưu $V_{rec} = |V_{in}| = V_m \cdot |\sin(\omega t)|$ được đặt lên mạch đệm công suất 4, chu kỳ $\Delta T1$ được biểu thị bằng phương trình (13) bên dưới mà điện cảm L của cuộn cảm L4 được đưa vào đó.

$$\Delta T1 = \frac{2 \cdot i_L \cdot L}{V_m \cdot |\sin(\omega t)|} \quad (13)$$

[0124] Do đó, chu kỳ $\Delta T1$ trong đó bộ chuyển mạch S1 đang dẫn điện được xác định bởi phương trình (14) sử dụng đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_L^* biểu thị bằng phương trình (3) như dòng của cuộn cảm il trong phương trình (13).

[0125]

$$\Delta T1 = \frac{2 \cdot L}{V_m} \cdot I_m \cdot \left(1 - \frac{1}{2 \cdot \sin^2(\omega t)} \right) \quad (14)$$

Trong phương trình (14), độ lớn I_m có thể thu được từ cụm xác định độ lớn 103a, và hệ số $2 \cdot L / V_m$ có thể được coi như độ khuếch đại tỷ lệ cho hệ thống điều khiển điện áp. Nhờ đó, khi đại lượng điều khiển nạp i_L^* biểu thị bởi các phương trình (15) được xác định, chu kỳ $\Delta T1$ được xác định bởi sự điều khiển hồi tiếp điện áp.

$$i_L^* = I_m \cdot F1(\omega t)$$

$$F1(\omega t) = 1 - \frac{1}{2 \cdot \sin^2(\omega t)} \quad (15)$$

Ở đây, hàm số $F1(\omega t)$ là tương tự với hàm số $F(\omega t)$ bên trên, và là hàm số của pha $\theta (= \omega t)$ sử dụng trong phương án thực hiện thứ nhất. Như được mô tả trong “B. Các ý tưởng cơ bản của kỹ thuật được đề xuất”, đại lượng điều khiển nạp iL^* được xác định bởi tích số của độ lớn I_m và hàm số $F1(\omega t)$.

Sau đó, hàm số $F1(\omega t)$ được xác định theo hệ số phóng dc xác định bởi phương trình (8) hoặc (11), hệ số chỉnh lưu drc xác định bởi phương trình (9) hoặc (12), và hệ số phân phối k mà bằng 1.

Bộ điều khiển hoạt động nạp 103c vận hành bộ đếm cho đến khi đạt tới đại lượng điều khiển nạp iL^* , và biến đổi giá trị đếm thành chu kỳ $\Delta T1$ của tín hiệu chuyển mạch nạp SSI (trong đó bộ chuyển mạch SI đang dẫn điện). Hệ số biến đổi của bộ đếm cũng có chức năng như độ khuếch đại tỷ lệ cho hệ thống điều khiển điện áp, theo cách tương tự như hệ số $2 \cdot L/V_m$.

Khi chu kỳ $\Delta T1$ bắt đầu được đếm cho tín hiệu chuyển mạch nạp SSI là thời điểm khi bộ chuyển mạch SI được bật, mà được khởi động bởi điện áp $V1$ giảm về 0 mà được đặt vào cuộn cảm $L4$. Điều này là vì bộ chuyển mạch SI có thể được chuyển mạch từ TẮT sang BẬT trong chế độ giới hạn khi dòng của cuộn cảm iL giảm về 0 và vì thời điểm dòng của cuộn cảm iL giảm về 0 có thể được coi như thời điểm điện áp $V1$ giảm về 0.

(f-3) Các ưu điểm

Fig.8 và Fig.9 là các đồ thị biểu thị các trạng thái của các đại lượng khác nhau khi kỹ thuật đề xuất bởi phương án thực hiện thứ nhất được sử dụng. Fig.8 biểu thị trường hợp trong đó điện dung tĩnh điện thực tế của tụ điện đệm sau 0,1 giây giảm 30% tương đối với điện dung tĩnh điện trước 0,1 giây, và Fig.9 biểu thị trường hợp trong đó điện dung tĩnh điện thực tế của tụ điện đệm sau 0,1 giây tăng 30% tương đối với điện dung tĩnh điện trước 0,1 giây.

Như được hiểu từ sự so sánh giữa Fig.8 và Fig.6 và sự so sánh giữa Fig.9 và Fig.7, mặc dù các thay đổi về sự dao động V_c ($V_{cmax} - V_{cmin}$) vẫn còn, các thay đổi về độ lớn I_m và về giá trị đỉnh của đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm iL^* theo kỹ thuật đề xuất bởi phương án thực hiện thứ nhất nhỏ hơn các

thay đổi này khi kỹ thuật của Tài liệu sáng chế 2 được sử dụng. Giá trị trung bình của các độ lớn Im gần như bằng 23 A.

Để giảm các thay đổi về độ lớn Im, độ nhạy của bộ điều khiển nạp 103 tốt hơn là nhỏ hơn hoặc bằng một phần mười giá trị hai lần tần số ($\omega/(2\pi)$) của điện áp xoay chiều một pha Vin. Cụ thể hơn, băng thông điều khiển của cụm xác định độ lớn 103a, một cách cụ thể, của bộ điều khiển tích phân theo tỷ lệ 1032 tốt hơn là nhỏ hơn hoặc bằng một phần mười sóng hài bậc nhất của điện áp chỉnh lưu Vrec. Điều này là vì các thay đổi về độ lớn Im giảm ở 20 dB/dec theo sự giảm băng thông điều khiển.

Như được mô tả trên đây theo phương án thực hiện thứ nhất, ngay cả khi điện dung tĩnh điện thực tế của tụ điện đệm thay đổi, các thay đổi về giá trị đỉnh của đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm il^* được ngăn chặn và nhờ đó các thay đổi lớn về điện áp hai đầu Vc được tránh.

G. Phương án thực hiện thứ hai

Phương án thực hiện thứ hai sẽ mô tả trường hợp trong đó hệ số phân phối k, hệ số chỉnh lưu drec, và hệ số phóng dc là khác về giá trị với hệ số phân phối, hệ số chỉnh lưu và hệ số phóng sử dụng trong phương án thực hiện thứ nhất.

Hệ số phóng dc và hệ số chỉnh lưu drec biểu thị bởi các phương trình (11) và (12) cho phép điện áp một chiều Vdc không đổi. Điều này có thể được hiểu từ thực tế là phương trình (7) có giá trị tương tự khi tính đến $V_{rec} = V_m \cdot |\sin(\omega t)|$.

Tuy nhiên, trong khi $d_{rec} \leq 1$ và chu kỳ cấp, $|\sin(\omega t)| \leq 1/\sqrt{2}$ có giá trị. Nhờ đó, như thấy từ hệ số chỉnh lưu trong chu kỳ cấp ở bên phải phương trình (12), miễn là điện áp một chiều Vdc được duy trì không đổi, giá trị này không bao giờ vượt quá $1/\sqrt{2}$ độ lớn Vm.

[Phương án thực hiện thứ hai đề xuất kỹ thuật để cải thiện tỷ số R của điện áp một chiều Vdc với độ lớn Vm (dưới đây được xem như “hệ số sử dụng điện áp”) bằng cách sử dụng phương trình tiếp theo (16) biểu thị điện áp một chiều Vdc, nhờ đó biểu thị hàm số $F_2(\omega t)$ mà là hàm số $F(\omega t)$ khi kỹ thuật được sử dụng.

$$V_{dc} = \begin{cases} V_m \cdot |\sin(\omega t)| (\text{receiving period}) \\ V_m \cdot |\cos(\omega t)| (\text{providing period}) \end{cases} \quad (16)$$

Phần mô tả sau đây sẽ mô tả, theo thứ tự, khả năng mà hệ số sử dụng điện áp R có thể vượt quá $1/\sqrt{2}$ bằng cách đặt điện áp một chiều V_{dc} nhờ phương trình (16), sự tồn tại của hệ số chỉnh lưu d_{rec} và hệ số phóng d_c để (gần như nhờ) thu được điện áp một chiều V_{dc} , và đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_l^* và hàm số $F_2(\omega t)$ khi điện áp một chiều V_{dc} được đặt.

(g-1) Cải thiện hệ số sử dụng điện áp R

Giá trị trung bình R_a của hệ số sử dụng điện áp R trong chu kỳ nhận thu được từ phương trình tiếp theo (17). Hơn nữa, do mỗi sự lệch pha giữa chu kỳ cấp và chu kỳ nhận và giữa dạng sóng hình sin và dạng sóng cosin là $\pi/2$, giá trị trung bình R_a trong chu kỳ cấp bằng giá trị trung bình trong chu kỳ nhận.

$$\begin{aligned} R_a &= \frac{1}{V_m} \cdot \frac{1}{\pi/2} \cdot \int_{\pi/4}^{3\pi/4} V_m \cdot |\sin(\omega t)| d(\omega t) \\ &= \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (17)$$

Nhờ đó, trong chu kỳ cấp và chu kỳ nhận bất kỳ, các hệ số sử dụng điện áp R đã được cải thiện về giá trị trung bình tới $4/\pi$ (>1) lần mà được nêu trong phương án thực hiện thứ nhất.

(g-2) Đặt hệ số

Theo phương án thực hiện thứ hai, $d_{rec} = 1$ và $d_c = 0$ có giá trị trong chu kỳ nhận. Hệ số chỉnh lưu d_{rec} và hệ số phóng d_c thỏa mãn và có thể đặt các trạng thái tương ứng tác động vào đó, nghĩa là, $0 \leq d_{rec} \leq 1$, $0 \leq d_c \leq 1$, và $d_{rec} + d_c + d_z = 1$.

Nhờ đó, kết quả tính toán ở bên phải phương trình (7) bằng bên phải cho chu kỳ nhận trong phương trình (16).

Trong chu kỳ cấp, hệ số chỉnh lưu d_{rec} và hệ số phóng d_c lần lượt được đặt bởi phương trình (18) và phương trình (19).

$$d_{rec} = \sqrt{2} \cdot |\sin(\omega t)| (\text{providing period}) \quad (18)$$

$$d_c = \frac{V_m}{V_c} \cdot \cos(2\omega t) (\text{providing period}) \quad (19)$$

Do $0 \leq |\sin(\omega t)| \leq 1/\sqrt{2}$ có giá trị trong chu kỳ cấp, hệ số chỉnh lưu d_{rec} đặt bởi phương trình (18) thỏa mãn trạng thái $0 \leq d_{rec} \leq 1$ tác động vào đó. Hơn nữa, do $0 \leq \cos(2\omega t) \leq 1$ có giá trị trong chu kỳ cấp, hệ số phóng d_c đặt bởi phương trình (19) thỏa mãn $0 \leq d_c \leq 1$, và $d_{rec} + d_c + d_z = 1$ bằng cách tăng điện áp hai đầu V_c lớn hơn độ lớn V_m . Để cho thuận tiện, tỷ số điện áp $\alpha = V_c/V_m$ được đưa vào trong bản mô tả này.

Điện áp một chiều V_{dc} trong chu kỳ cấp có thể thu được từ phương trình tiếp theo (20) bằng cách đặt hệ số chỉnh lưu d_{rec} và hệ số phóng d_c như được mô tả trên đây.

$$\begin{aligned} V_{rec} \cdot d_{rec} + V_c \cdot d_c + 0 \cdot d_z \\ = V_m \cdot \sqrt{2} \cdot \sin^2(\omega t) + V_m \cdot \cos(2\omega t) \\ = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[1 + (\sqrt{2} - 1) \cdot \cos(2\omega t) \right] \end{aligned} \quad (20)$$

Phương trình (20) cũng gần giống phương trình (16) khi, ví dụ, pha ωt lấy giá trị a nằm trong khoảng từ $3\pi/4$ tới $5\pi/4$ trong chu kỳ cấp. Cụ thể là, đã biết rằng sự chênh lệch về giá trị tích phân trên chu kỳ cấp giữa điện áp một chiều V_{dc} biểu thị bởi phương trình (16) và điện áp một chiều V_{dc} biểu thị bởi phương trình (20) nhỏ hơn 1%.

Như được mô tả trên đây, việc thỏa mãn $d_c = d_z = 0$ trong chu kỳ nhận và sử dụng hệ số d_{rec} và hệ số d_c biểu thị bởi phương trình (18) và phương trình (19) cho phép các dạng sóng của điện áp một chiều V_{dc} gần giống với các hệ số biểu thị bởi phương trình (16), nhờ đó cải thiện các hệ số sử dụng điện áp R .

(g-3) Dòng của cuộn cảm il

Trong chu kỳ cấp, hệ số phóng d_c biểu thị bởi phương trình (19) sử dụng trong phương án thực hiện thứ hai bằng V_m/V_{dc} lần hệ số phóng trong phương trình (11) sử dụng trong phương án thực hiện thứ nhất. Do $V_{dc}/V_m = 2\sqrt{2}/\pi$ có

giá trị trong phương án thực hiện thứ hai như thấy rõ từ phương trình (17), hệ số phóng dc theo phương án thực hiện thứ hai bằng $\pi/(2\sqrt{2})$ lần hệ số phóng trong phương án thực hiện thứ nhất.

Nhờ đó, lượng nạp để cấp tới đường dây một chiều 7 bởi dòng điện phóng ic trong chu kỳ cấp theo phương án thực hiện thứ hai bằng $k \cdot \pi/(2\sqrt{2})$ lần lượng nạp theo phương án thực hiện thứ nhất khi tính đến hệ số phân phối k. Do đó, dòng của cuộn cảm il chảy trong chu kỳ nhận phải bằng $k \cdot \pi/(2\sqrt{2})$ lần dòng của cuộn cảm theo phương án thực hiện thứ nhất. Nhờ đó, đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_{l*} được đặt bởi phương trình tiếp theo (21) khi tính đến phương trình (3).

$$i_{l*} = \text{Im} \cdot \left(|\sin(\omega t)| - \frac{1}{2 \cdot |\sin(\omega t)|} \right) \cdot k \cdot \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \quad (21)$$

Do đó, các phương trình (22) sinh ra hàm số F2 (ωt) theo phương án thực hiện thứ hai từ các phương trình (15) và (21).

$$\begin{aligned} i_{L*} &= \text{Im} \cdot F2(\omega t) \\ F2(\omega t) &= F1(\omega t) \cdot \frac{k \cdot \pi}{2\sqrt{2}} \\ &= \frac{k \cdot \pi}{2\sqrt{2}} \left[1 - \frac{1}{2 \cdot \sin^2(\omega t)} \right] \end{aligned} \quad (22)$$

Hàm số F2 (ωt) được xác định theo hệ số phân phối k, hệ số phóng dc mà được xác định ở giá trị 0 trong chu kỳ nhận và xác định bởi phương trình (19) trong chu kỳ cấp, và hệ số chỉnh lưu drec mà được xác định ở giá trị 1 trong chu kỳ nhận và xác định bởi phương trình (18) trong chu kỳ cấp.

Như thấy từ dòng điện irec biểu thị bởi Fig.10 và Fig.11 sẽ được mô tả sau, dạng sóng hình sin của dòng điện vào i_{in} như cơ sở của phương trình (3) không có giá trị trong phương án thực hiện thứ hai. Do đó, rõ ràng, việc áp dụng phương trình (3) là không hợp lý để thu được các phương trình (22).

Tuy nhiên, khi xét đến toàn bộ chu kỳ nhận, phương trình (3) có giá trị ngay cả khi dòng điện vào i_{in} không có dạng sóng hình sin. Do đó, hàm số F2 (ωt)

cũng có thể được xác định với dòng điện vào i_{in} có dạng sóng hình sin theo phương án thực hiện thứ hai.

Nói theo cách khác, xét đến rằng dòng của cuộn cảm i_L chảy chỉ trong chu kỳ nhận, tích số của điện áp chỉnh lưu V_{rec} và đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_L^* biểu thị bởi phương trình (3) là đủ thành phần xoay chiều $\hat{P}_{in}$.

Việc tính tích số sinh ra phương trình tiếp theo (23), nhờ đó rõ ràng rằng tích số $V_{rec} \cdot i_L^*$ bằng thành phần xoay chiều $\hat{P}_{in}$.

$$\begin{aligned} V_{rec} \cdot i_L^* &= V_m \cdot |\sin(\omega t)| \cdot I_m \cdot \left(|\sin(\omega t)| - \frac{1}{2 \cdot \sin(\omega t)} \right) \\ &= V_m \cdot I_m \cdot \left[\sin^2(\omega t) - \frac{1}{2} \right] \\ &= -\frac{V_m \cdot I_m}{2} \cdot \cos(2\omega t) \end{aligned} \quad (23)$$

Do các phương trình (6) và (10) có giá trị không phụ thuộc vào hệ số chỉnh lưu d_{rec} và hệ số phóng d_c , nên cũng thu được dòng điện một chiều I_{dc} từ phương trình tiếp theo (24) sử dụng các phương trình (6) và (10) theo phương án thực hiện thứ hai. Ở đây, điện áp một chiều V_{dc} được tính xấp xỉ bởi phương trình (16).

$$I_{dc} = \frac{P_{dc}}{V_{dc}} = \frac{V_m \cdot I_m}{2 \cdot V_{dc}} [1 - (1 - k) \cdot \cos(2\omega t)] \quad (24)$$

Nhờ đó, đại lượng điều khiển nạp i_L^* có thể đạt được nhờ sử dụng hàm số $F_2(\omega t)$ theo phương án thực hiện thứ hai theo cách tương tự như hàm số $F_1(\omega t)$ theo phương án thực hiện thứ nhất. Hơn nữa, các thay đổi lớn về điện áp hai đầu V_c được tránh ngay cả khi điện dung tĩnh điện thực tế của tụ điện đệm thay đổi theo cách tương tự như phương án thực hiện thứ nhất.

(g-4) Các trạng thái của các đại lượng khác nhau

Fig.10 và Fig.11 là các đồ thị thể hiện các hoạt động của bộ biến đổi công suất trực tiếp được minh họa trên Fig.1 khi các hệ số d_{rec} , d_c , và d_z được đặt theo phương án thực hiện thứ hai. Fig.10 minh họa trường hợp trong đó $k = 1$, trong khi Fig.11 minh họa trường hợp trong đó $k = 1/3$.

Trên cả Fig.10 lẫn Fig.11, lớp trên cùng minh họa các hệ số d_{rec} , d_c , và d_z , lớp thứ hai từ đỉnh minh họa điện áp một chiều V_{dc} (xem phương trình (16)), điện áp $V_{rec} \cdot d_{rec}$ và $V_c \cdot d_c$ (xem phương trình (7)) mà được chứa trong điện áp một chiều V_{dc} , và dòng điện một chiều I_{dc} (xem phương trình (24)), lớp thứ ba từ đỉnh minh họa các dòng điện i_{rec} , i_c , i_l , và i_{rec1} , và lớp đáy minh họa các công suất tức thời P_{in} , P_{out} , và P_{buf} . Hơn nữa, các ký hiệu T1 và T2 lần lượt biểu thị chu kỳ cấp và chu kỳ nhận.

Trên cả Fig.10 lẫn Fig.11, trục nằm ngang thể hiện pha ωt sử dụng “độ” làm đơn vị. Ngoài ra, các dòng điện I_{dc} , i_{rec} , i_c , i_l , và i_{rec1} đã được biến đổi sử dụng độ lớn I_m là $\sqrt{2}$. Điện áp $V_{rec} \cdot d_{rec}$ và $V_c \cdot d_c$ đã được biến đổi sử dụng độ lớn V_m là 1, và $\alpha = 1,5$ được đặt. Thu được các công suất tức thời P_{in} , P_{out} , và P_{buf} như các tích số tương ứng của các điện áp và các dòng điện mà đã được biến đổi như trên. Do dòng của cuộn cảm i_l bằng không trong chu kỳ cấp T1, dòng điện i_{rec1} phù hợp với dòng điện i_{rec} . Với $d_c = 0$ trong chu kỳ nhận T2, điện áp $V_{rec} \cdot d_{rec}$ phù hợp với điện áp một chiều V_{dc} .

Do các hệ số d_{rec} và d_c không phụ thuộc vào hệ số phân phối k như được mô tả trên đây, điện áp một chiều V_{dc} và các điện áp $V_{rec} \cdot d_{rec}$ và $V_c \cdot d_c$ mà chứa trong điện áp một chiều V_{dc} có cùng các dạng sóng trên cả Fig.10 lẫn Fig.11.

[0173] Tuy nhiên, do dòng điện một chiều I_{dc} được biểu thị bởi phương trình (24) và phụ thuộc vào hệ số phân phối k , có khác biệt lớn giữa $k = 1$ trên Fig.10 và $k = 1/3$ trên Fig.11.

Các dòng điện i_c và i_l trong lớp thứ ba từ đỉnh trên Fig.11 trong đó $k = 1/3$ được giảm nhiều hơn so với các dòng điện trên Fig.10 trong đó $k = 1$. Việc giảm các dòng điện i_l và i_c này được ưu tiên vì việc giảm điện dung công suất cần cho cuộn cảm L_4 và tụ điện C_4 mà được sử dụng trong mạch đệm công suất 4, và giảm kích cỡ cuộn cảm L_4 và tụ điện C_4 và giảm các chi phí của chúng.

(g-5) Ví dụ về kỹ thuật để phân phối độ gọn sóng của công suất theo hệ số phân phối k

Đoạn này sẽ mô tả một ví dụ về kỹ thuật để thỏa mãn phương trình (24) và phân phối độ gọn sóng của công suất theo hệ số phân phối k .

Trong ví dụ này, các hoạt động trên tải xoay chiều tiêu chuẩn được điều

khíên theo trục dq mà đã được biết. Nói chung, phương trình công suất trên dq-trục được biểu thị bởi phương trình (25). Các ký hiệu V^* và I biểu thị giá trị đại lượng điều khiển của điện áp đặt lần lượt vào tải xoay chiều và dòng điện chảy qua tải xoay chiều. Do có sự luân phiên, dấu chấm thể hiện số phức trên mỗi một trong số các ký hiệu V^* và I . Lưu ý rằng điện áp trục q và điện áp trục d lần lượt bám theo một cách lý tưởng giá trị đại lượng điều khiển (dưới đây được xem như "giá trị đại lượng điều khiển điện áp trục q") V_q^* và giá trị đại lượng điều khiển (dưới đây được xem như "giá trị đại lượng điều khiển điện áp trục d") V_d^* .

$$P + jQ = \cancel{V^* \cdot I} = V_d^* \cdot I_d + V_q^* \cdot I_q + j(V_q^* \cdot I_d - V_d^* \cdot I_q) \quad (25)$$

Do công suất cấp từ các đường dây điện một chiều LH và LL tới bộ đảo 5 không có công suất vô công, công suất này được biểu thị bởi phương trình (26) mà bỏ qua số hạng thứ hai của phương trình (25).

$$P_{dc} = V_d^* \cdot I_d + V_q^* \cdot I_q \quad (26)$$

Nhờ đó, việc điều khiển có thể được thực hiện bằng làm phù hợp thành phần xoay chiều của phương trình (26) với số hạng thứ hai ở bên phải phương trình (6) để thỏa mãn phương trình (24). Fig.12 là sơ đồ khối minh họa một ví dụ về kết cấu để thực hiện việc điều khiển. Kết cấu được trang bị, ví dụ, cụm tạo đại lượng điều khiển điện áp ra 1011 trên Fig.2.

Trước tiên, các phần dựa trên giải pháp kỹ thuật đã biết trong kết cấu trên Fig.12 sẽ được mô tả đơn giản. Các giá trị hàm lượng giác $\cos\beta^*$ và $-\sin\beta^*$ thu được từ giá trị đại lượng điều khiển pha dòng β^* , và giá trị đại lượng điều khiển dòng điện trục q I_q^* và giá trị đại lượng điều khiển dòng điện trục d I_d^* được sinh ra từ các giá trị hàm lượng giác thu được $\cos\beta^*$ và $-\sin\beta^*$ và giá trị đại lượng điều khiển dòng I_a^* . Giả sử tải điện cảm 6 như máy quay, giá trị đại lượng điều khiển điện áp trục q V_q^* và giá trị đại lượng điều khiển điện áp trục d V_d^* thu được dựa trên vận tốc góc quay ω_m , thông lượng trường Φ_a , điện cảm d-trục L_d , và điện cảm q-trục L_q của máy quay, giá trị đại lượng điều khiển dòng điện trục q I_q^* , giá trị đại lượng điều khiển dòng điện trục d I_d^* , dòng điện trục q I_q , và dòng điện trục d I_d . Sau đó, các giá trị đại lượng điều khiển điện áp V_u^* , V_v^* , và V_w^* được sinh

ra để điều khiển bộ đảo 5 sử dụng giá trị đại lượng điều khiển điện áp trực $q Vq^*$ và giá trị đại lượng điều khiển điện áp trực $d Vd^*$.

Theo kết cấu minh họa trên Fig.1, ví dụ, cảm biến vận tốc 9 phát hiện các dòng tải i_u , i_v , và i_w chảy qua tải điện cảm 6, và cấp cho thiết bị điều khiển 10 vận tốc góc quay ω_m , dòng điện trực $q Iq$, và dòng điện trực $d Id$ dựa trên các dòng tải i_u , i_v , và i_w .

Dưới đây, bộ xử lý 71 mà thực hiện việc điều khiển để làm phù hợp thành phần xoay chiều của phương trình (26) với số hạng thứ hai ở bên phải phương trình (6) sẽ được mô tả. Bộ xử lý 71 bao gồm máy tính công suất một chiều 711, bộ tách thành phần gợn sóng 712, máy tính thành phần gợn sóng 713, bộ trừ 714, bộ cộng 715, và bộ xử lý PI (tỷ lệ và tích phân) 716.

Máy tính công suất một chiều 711 tiếp nhận giá trị đại lượng điều khiển điện áp trực $q Vq^*$, giá trị đại lượng điều khiển điện áp trực $d Vd^*$, dòng điện trực $q Iq$, và dòng điện trực $d Id$, và tính công suất đầu vào P_{dc} dựa trên phương trình (26) và cấp nó tới bộ tách thành phần gợn sóng 712.

Bộ tách thành phần gợn sóng 712 tách và xuất ra thành phần xoay chiều của phương trình (6). Bộ tách thành phần gợn sóng 712 là, ví dụ, bộ lọc thông cao (HPF).

Máy tính thành phần gợn sóng 713 tiếp nhận các độ lớn V_m và I_m , vận tốc góc ω , và hệ số phân phối k , và thu được số hạng thứ hai ở bên phải phương trình (6). Máy tính thành phần gợn sóng 713 có thể tiếp nhận độ lớn V_m và vận tốc góc ω như thông tin thu được từ nguồn điện xoay chiều một pha 1 (xem Fig.1). Máy tính thành phần gợn sóng 713 có thể tiếp nhận độ lớn I_m từ cụm xác định độ lớn 103a.

Như được mô tả trên đây, quá trình mong muốn là làm phù hợp thành phần xoay chiều của phương trình (26) với số hạng thứ hai ở bên phải phương trình (6). Nhờ đó, sự điều khiển có thể được thực hiện bằng cách giảm sự chênh lệch giữa đầu ra của bộ tách thành phần gợn sóng 712 và đầu ra của máy tính thành phần gợn sóng 713. Nhờ đó, bộ trừ 714 tính toán sự chênh lệch. Bộ xử lý PI 716 thực hiện điều khiển tích phân theo tỷ lệ trên sự chênh lệch này, và xuất ra giá trị kết quả tới bộ cộng 715.

Bộ cộng 715 hiệu chỉnh giá trị đại lượng điều khiển dòng I_a^* trong các quá trình tiêu chuẩn, sử dụng đầu ra của bộ xử lý PI 716. Cụ thể là, bộ trừ 701 tính toán độ lệch giữa vận tốc góc quay ω_m và giá trị đại lượng điều khiển ω_m^* của nó như các quá trình tiêu chuẩn để thu được giá trị đại lượng điều khiển dòng I_a^* . Bộ xử lý PI 702 thực hiện điều khiển tích phân theo tỷ lệ trên độ lệch này để tạm thời thu được giá trị đại lượng điều khiển dòng I_a^* . Sau đó, bộ cộng 715 tăng giá trị đại lượng điều khiển dòng I_a^* sử dụng đầu ra từ bộ xử lý PI 716.

Sau đó, giá trị đại lượng điều khiển điện áp trực $q V_q^*$ và giá trị đại lượng điều khiển điện áp trực $d V_d^*$ được tạo ra bằng cách áp dụng kỹ thuật đã biết với giá trị đại lượng điều khiển dòng I_a^* hiệu chỉnh bởi bộ xử lý 71 theo cách này. Sự điều khiển này được thực hiện bằng cách đặt sự phản hồi vào giá trị đại lượng điều khiển điện áp trực $q V_q^*$, giá trị đại lượng điều khiển điện áp trực $d V_d^*$, dòng điện trực $q I_q$, và dòng điện trực $d I_d$ khiến cho sự chênh lệch xuất ra từ bộ trừ 714 hội tụ về 0. Nói theo cách khác, sự điều khiển này cho phép thành phần xoay chiều của phương trình (26) được làm thích ứng với số hạng thứ hai ở bên phải phương trình (6).

H. Phương án thực hiện thứ ba

(h-1) Đặt hệ số

Phương án thực hiện thứ ba không sử dụng sự điều khiển một phần tử chu kỳ sử dụng trong các phương án thực hiện thứ nhất và thứ hai. Nói theo cách khác, hệ số chỉnh lưu d_{rec} và hệ số phóng d_c được xác định mà không phân biệt cụ thể giữa chu kỳ nhận và chu kỳ cấp theo phương án thực hiện thứ ba. Tuy nhiên, hệ số chỉnh lưu d_{rec} và hệ số phóng d_c không phụ thuộc vào hệ số phân phối k , tương tự như các phương án thực hiện thứ nhất và thứ hai.

Cụ thể là, hệ số chỉnh lưu d_{rec} và hệ số phóng d_c lần lượt được xác định bởi phương trình (27) và phương trình (28).

$$d_{rec} = \frac{V_{dc}}{V_m} \cdot |\sin(\omega t)| \quad (27)$$

$$\begin{aligned}
 dc &= \frac{V_{dc}}{V_c} \cdot \cos^2(\omega t) \\
 &= \frac{V_{dc}}{2 \cdot V_c} \cdot [1 + \cos(2\omega t)] \quad (28)
 \end{aligned}$$

Mặc dù điện áp hai đầu V_c chứa các độ gợn sóng sẽ được mô tả sau, nhưng nó vẫn được duy trì gần như không đổi. Do đó, hệ số phóng dc tỷ lệ thuận với $[1 + \cos(2\omega t)]$, và thay đổi ở tần số gấp đôi tần số của điện áp xoay chiều một pha V_{in} như sóng hài bậc nhất. Do hệ số phóng dc được xác định mà không phân biệt giữa chu kỳ nhận và chu kỳ cấp theo phương án thực hiện thứ ba như mô tả trên đây, công suất cấp P_c cấp bởi mạch đệm công suất 4 tới đường dây một chiều 7 cũng thay đổi ở tần số gấp đôi tần số của điện áp xoay chiều một pha V_{in} như sóng hài bậc nhất.

Phương trình (29) thu được từ các phương trình (27) và (28). Do đó, phương trình (7) có giá trị tương tự. Do đó, điện áp một chiều V_{dc} có thể được đặt ở giá trị không đổi.

$$\begin{aligned}
 &V_{rec} \cdot d_{rec} + V_c \cdot dc + 0 \cdot dz \\
 &= V_m \cdot |\sin(\omega t)| \cdot \frac{V_{dc}}{V_m} \cdot |\sin(\omega t)| + V_{dc} \cdot \cos^2(\omega t) \\
 &= V_{dc} \quad (29)
 \end{aligned}$$

Hơn nữa, $0 \leq d_{rec} \leq 1$ được thỏa mãn khi $V_{dc} \leq V_m$. Hơn nữa, việc đặt điện áp một chiều V_{dc} nhỏ hơn hoặc bằng điện áp hai đầu V_c có thể thiết lập sự đặt mà thỏa mãn $0 \leq dc \leq 1$ và $d_{rec} + dc + dz = 1$.

(h-2) Dòng của cuộn cảm il

Sau đó, dòng của cuộn cảm il cần phải thỏa mãn phương trình (6), nghĩa là, thu được đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm il^* . Do công suất đầu vào P_{dc} được biểu thị bởi tích số của điện áp một chiều V_{dc} và dòng điện một chiều I_{dc} như được mô tả trên đây, dòng điện i_{rec1} thu được bằng phương trình tiếp theo (30) từ các phương trình (24) và (27).

$$\begin{aligned}
i_{rec1} &= d_{rec} \cdot I_{dc} \\
&= \frac{V_{dc}}{V_m} \cdot |\sin(\omega t)| \cdot \frac{V_m \cdot I_m}{2 \cdot V_{dc}} \cdot [1 - (1 - k) \cdot \cos(2\omega t)] \\
&= \frac{I_m}{2} \cdot |\sin(\omega t)| \cdot [1 - (1 - k) \cdot \cos(2\omega t)]
\end{aligned} \tag{30}$$

Sau đó, đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_L^* được xác định bởi phương trình tiếp theo (31) sao cho dòng điện vào I_{in} có dạng sóng hình sin. Như được hiểu từ phương trình (31), đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_L^* thay đổi ở tần số gấp đôi tần số của điện áp xoay chiều một pha V_{in} như sóng hài bậc nhất. Ngoài ra, điện áp chỉnh lưu V_{rec} thay đổi theo cách tương tự. Nhờ đó, công suất nhận P_I tiếp nhận bởi mạch đệm công suất 4 từ đường dây một chiều 7 cũng thay đổi ở tần số gấp đôi tần số của điện áp xoay chiều một pha V_{in} như sóng hài bậc nhất.

Do đó, cả công suất nhận P_I lẫn công suất cấp P_c được đặt để thay đổi ở tần số gấp đôi tần số của điện áp xoay chiều một pha V_{in} như sóng hài bậc nhất theo phương án thực hiện thứ ba.

$$\begin{aligned}
i_L^* &= I_m \cdot |\sin(\omega t)| - i_{rec1} \\
&= \frac{I_m}{2} \cdot |\sin(\omega t)| \cdot [1 + (1 - k) \cdot \cos(2\omega t)]
\end{aligned} \tag{31}$$

Hơn nữa, các phương trình (32) có thể sinh ra hàm số $F_3(\omega t)$ từ phương trình (31) theo phương án thực hiện thứ ba.

$$\begin{aligned}
i_L^* &= I_m \cdot F_3(\omega t) \\
F_3(\omega t) &= \frac{1 + (1 - k) \cdot \cos(2\omega t)}{2}
\end{aligned} \tag{32}$$

Hàm số $F_3(\omega t)$ được xác định theo hệ số phóng dc xác định bởi phương trình (28), hệ số chỉnh lưu d_{rec} xác định bởi phương trình (27), và hệ số phân phối k .

(h-3) Các trạng thái của các đại lượng khác nhau

Fig.13 và Fig.14 là các đồ thị thể hiện các hoạt động của bộ biến đổi công suất trực tiếp được minh họa trên Fig.1 1 khi các hệ số d_{rec} , d_c , và d_z được đặt

theo phương án thực hiện thứ ba. Fig.13 minh họa trường hợp trong đó $k = 1$, trong khi Fig.14 minh họa trường hợp trong đó $k = 1/3$.

Trên cả Fig.13 lẫn Fig.14, đồ thị trên cùng minh họa các hệ số d_{rec} , d_c , và d_z , đồ thị thứ hai từ đỉnh minh họa điện áp một chiều V_{dc} (xem phương trình (29)), các điện áp $V_{rec} \cdot d_{rec}$ và $V_c \cdot d_c$ (xem phương trình (7)) mà chứa trong điện áp một chiều V_{dc} , và dòng điện một chiều I_{dc} (xem phương trình (24)), đồ thị thứ ba từ đỉnh minh họa các dòng điện i_{rec} , i_c , i_l , và i_{rec1} , và đồ thị dưới cùng minh họa các công suất tức thời P_{in} , P_{out} , và P_{buf} .

Trên cả Fig.13 lẫn Fig.14, trục nằm ngang thể hiện pha ωt sử dụng “độ” làm đơn vị. Ngoài ra, các dòng điện I_{dc} , i_{rec} , i_c , i_l , và i_{rec1} đã được biến đổi sử dụng độ lớn I_m là $\sqrt{2}$, và $R = 0,96$ và $\alpha = 1,5$ được đặt. Các điện áp $V_{rec} \cdot d_{rec}$ và $V_c \cdot d_c$ đã được biến đổi sử dụng độ lớn V_m là 1. Thu được các công suất tức thời P_{in} , P_{out} , và P_{buf} như các tích số tương ứng của các điện áp và các dòng điện mà đã được biến đổi như trên.

Do các hệ số d_{rec} và d_c không phụ thuộc vào hệ số phân phối k như được mô tả trên đây, điện áp một chiều V_{dc} và các điện áp $V_{rec} \cdot d_{rec}$ và $V_c \cdot d_c$ mà chứa trong điện áp một chiều V_{dc} có cùng các dạng sóng trên cả Fig.13 lẫn Fig.14.

Tuy nhiên, do dòng điện một chiều I_{dc} được biểu thị bởi phương trình (24) và phụ thuộc vào hệ số phân phối k , có khác biệt lớn giữa $k = 1$ trên Fig.13 và $k = 1/3$ trên Fig.14. Một cách cụ thể, khi $k = 1$, dòng điện một chiều I_{dc} sẽ không đổi với điện áp một chiều không đổi V_{dc} , độc lập với pha ωt .

Rõ ràng rằng phương án thực hiện thứ ba có thể sử dụng kết cấu đưa ra trong “(g-5) Ví dụ về kỹ thuật để phân phối độ gợn sóng của công suất theo hệ số phân phối k ”.

Các dòng điện i_c và i_l trên đồ thị thứ ba từ đỉnh trên Fig.14 trong đó $k = 1/3$ được giảm nhiều hơn so với các dòng điện trên Fig.13 trong đó $k = 1$. Việc giảm các dòng điện i_l và i_c này được ưu tiên vì việc giảm điện dung công suất cần cho cuộn cảm L_4 và tụ điện C_4 mà được sử dụng trong mạch đệm công suất 4, và giảm kích cỡ cuộn cảm L_4 và tụ điện C_4 và giảm các chi phí của chúng.

(h-4) Các ưu điểm

Fig.15 và Fig.16 là các đồ thị biểu thị các trạng thái của các đại lượng

khác nhau khi kỹ thuật đề xuất bởi phương án thực hiện thứ ba được sử dụng. Fig.15 biểu thị trường hợp trong đó điện dung tĩnh điện thực tế của tụ điện đệm sau 0,1 giây giảm 30% tương đối với điện dung tĩnh điện trước 0,1 giây, và Fig.16 biểu thị trường hợp trong đó điện dung tĩnh điện thực tế của tụ điện đệm sau 0,1 giây tăng 30% tương đối với điện dung tĩnh điện trước 0,1 giây.

Mặc dù công suất đầu vào P_{dc} là tương tự theo các phương án thực hiện thứ nhất và thứ ba, nhưng các độ lớn của các dòng tải i_u , i_v , và i_w theo phương án thực hiện thứ ba nhỏ hơn các độ lớn của các dòng tải theo phương án thực hiện thứ nhất vì hệ số sử dụng điện áp R theo phương án thực hiện thứ ba là 0,96 trong khi hệ số sử dụng điện áp R theo phương án thực hiện thứ nhất là $1/\sqrt{2}$ (≈ 0.71).

Như được hiểu từ sự so sánh giữa Fig.15 và Fig.6 và sự so sánh giữa Fig.16 và Fig.7, mặc dù các thay đổi về sự dao động ($V_{cmax} - V_{cmin}$) giữ nguyên, các thay đổi về độ lớn I_m và về giá trị đỉnh của đại lượng điều khiển dòng điện của cuộn cảm i_L^* theo kỹ thuật đề xuất bởi phương án thực hiện thứ ba nhỏ hơn các thay đổi này khi kỹ thuật của Tài liệu sáng chế 2 được sử dụng. Giá trị trung bình của các độ lớn I_m gần như bằng 23 A như theo phương án thực hiện thứ nhất.

Để giảm các thay đổi về độ lớn I_m , độ nhạy của bộ điều khiển nạp 103 tốt hơn là nhỏ hơn hoặc bằng một phần mười giá trị hai lần tần số ($\omega/(2\pi)$) của điện áp xoay chiều một pha V_{in} như theo phương án thực hiện thứ nhất.

Nhờ đó, đại lượng điều khiển nạp i_L^* có thể đạt được nhờ sử dụng hàm số $F_3(\omega t)$ theo phương án thực hiện thứ ba theo cách tương tự như hàm số $F_1(\omega t)$ theo phương án thực hiện thứ nhất. Hơn nữa, các thay đổi lớn về điện áp hai đầu V_c được tránh ngay cả khi điện dung tĩnh điện thực tế của tụ điện đệm thay đổi theo cách tương tự như phương án thực hiện thứ nhất.

I. Các biến thể

Bộ lọc 2 có thể được lắp giữa bộ biến đổi 3 và mạch đệm công suất 4 trong các kỹ thuật bất kỳ mô tả trên đây.

Fig.17 là sơ đồ mạch điện minh họa chỉ vùng lân cận của bộ lọc 2 lắp giữa bộ biến đổi 3 và mạch đệm công suất 4 như một biến thể.

Khi kết cấu này được sử dụng, a đi-ốt Do tốt hơn là được lắp trong đường dây điện một chiều LH và giữa bộ lọc 2 và mạch phóng điện 4a. Anốt của đi-ốt Do

được bố trí gần hơn với bộ lọc 2, và catốt của nó được bố trí gần hơn với mạch phóng điện 4a.

Đi-ốt Do có thể ngăn không cho điện áp V_c đi qua tụ điện C4 ảnh hưởng tới điện áp hai đầu của tụ điện C2 nhờ sự chuyển mạch của bộ chuyển mạch Sc. Ưu điểm này được đưa ra bởi, ví dụ, Tài liệu sáng chế 4.

Mặc dù sáng chế đã được thể hiện và mô tả chi tiết, nhưng phần mô tả nêu trên nằm trong tất cả các dấu hiệu minh họa và không giới hạn sáng chế. Do đó cần hiểu rằng các biến thể và các thay đổi có thể được nghĩ ra mà không vượt ra khỏi phạm vi của sáng chế.

Yêu cầu bảo hộ

1. Thiết bị điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp để điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp,

bộ biến đổi công suất trực tiếp này bao gồm:

đường dây một chiều bao gồm đường cấp nguồn thứ nhất và đường cấp nguồn thứ hai;

bộ biến đổi tiếp nhận điện áp xoay chiều một pha, và xuất công suất gợn sóng tới đường dây một chiều trong đó đường cấp nguồn thứ nhất có điện thế cao hơn đường cấp nguồn thứ hai;

mạch đệm công suất bố trí giữa các đường cấp nguồn thứ nhất và thứ hai, mạch đệm công suất này đệm công suất bởi công suất đệm thu được bằng cách nhân thành phần xoay chiều của công suất gợn sóng với hệ số phân phối; và

bộ đảo để biến đổi điện áp một chiều giữa các đường cấp nguồn thứ nhất và thứ hai thành điện áp xoay chiều,

mạch đệm công suất bao gồm:

mạch phóng điện bao gồm tụ điện và bộ chuyển mạch nối nối tiếp với tụ điện giữa các đường cấp nguồn thứ nhất và thứ hai, bộ chuyển mạch này nằm gần hơn với đường cấp nguồn thứ nhất tương đối với tụ điện; và

mạch nạp điện để nạp tụ điện,

thiết bị điều khiển bao gồm bộ điều khiển bộ đảo, bộ điều khiển phóng, và bộ điều khiển nạp,

trong đó bộ điều khiển bộ đảo xuất ra tín hiệu điều khiển bộ đảo dùng để điều khiển hoạt động của bộ đảo dựa trên hệ số chỉnh lưu, hệ số phóng, và giá trị đại lượng điều khiển của điện áp xuất ra bởi bộ đảo này, hệ số chỉnh lưu là hệ số tại đó bộ biến đổi được đưa vào dẫn điện bằng đường dây một chiều, hệ số phóng là hệ số tại đó bộ chuyển mạch đang dẫn điện,

bộ điều khiển phóng xuất ra tín hiệu chuyển mạch phóng để làm cho bộ chuyển mạch dẫn điện dựa trên hệ số phóng, và

bộ điều khiển nạp bao gồm:

cụm xác định độ lớn sẽ xác định độ lớn của dòng điện vào để được đưa vào bộ biến đổi bằng cách thực hiện ít nhất sự điều khiển tích phân theo tỷ lệ trên độ lệch giữa điện áp đi qua tụ điện và giá trị đại lượng điều khiển điện áp trung bình mà là giá trị đại lượng điều khiển của giá trị trung bình của điện áp đi qua tụ điện;

cụm tạo đại lượng điều khiển nạp sẽ xác định đại lượng điều khiển nạp trên dòng điện chảy qua mạch nạp điện bằng cách nhân độ lớn với hàm số pha của điện áp xoay chiều một pha, hàm số này được xác định theo hệ số phóng, hệ số chỉnh lưu, và hệ số phân phối; và

bộ điều khiển hoạt động nạp sẽ điều khiển hoạt động nạp của mạch nạp điện dựa trên đại lượng điều khiển nạp.

2. Thiết bị điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp theo điểm 1,

trong đó hệ số phóng và hệ số chỉnh lưu được đặt sao cho mạch đệm công suất tiếp nhận công suất từ đường dây một chiều trong chu kỳ trong đó giá trị cosin là âm và cấp công suất tới đường dây một chiều này trong chu kỳ trong đó giá trị cosin là dương, giá trị cosin là cosin của hai lần giá trị pha.

3. Thiết bị điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp theo điểm 2,

trong đó độ nhảy của bộ điều khiển nạp nhỏ hoặc bằng một phần mười giá trị hai lần tần số của điện áp xoay chiều một pha.

4. Thiết bị điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp theo điểm 2,

trong đó hàm được xác định bằng dòng vào có dạng sóng hình sin.

5. Thiết bị điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp theo điểm 4,

trong đó độ nhảy của bộ điều khiển nạp nhỏ hơn hoặc bằng một phần mười giá trị hai lần tần số của điện áp xoay chiều một pha.

6. Thiết bị điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp theo điểm 1,

trong đó công suất tiếp nhận bởi mạch đệm công suất từ đường dây một

chiều và công suất cấp bởi mạch đệm công suất tới đường dây một chiều được đặt để thay đổi ở tần số gấp đôi tần số của điện áp xoay chiều một pha dưới dạng tần số cơ sở.

7. Thiết bị điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp theo điểm 6,

trong đó độ nhảy của bộ điều khiển nạp nhỏ hơn hoặc bằng một phần mười giá trị hai lần tần số của điện áp xoay chiều một pha.

8. Thiết bị điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp theo điểm 6,

trong đó hàm được xác định bằng dòng vào có dạng sóng hình sin.

9. Thiết bị điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp theo điểm 8,

trong đó độ nhảy của bộ điều khiển nạp nhỏ hơn hoặc bằng một phần mười giá trị hai lần tần số của điện áp xoay chiều một pha.

10. Thiết bị điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp theo điểm 1,

trong đó hàm được xác định bằng dòng vào có dạng sóng hình sin.

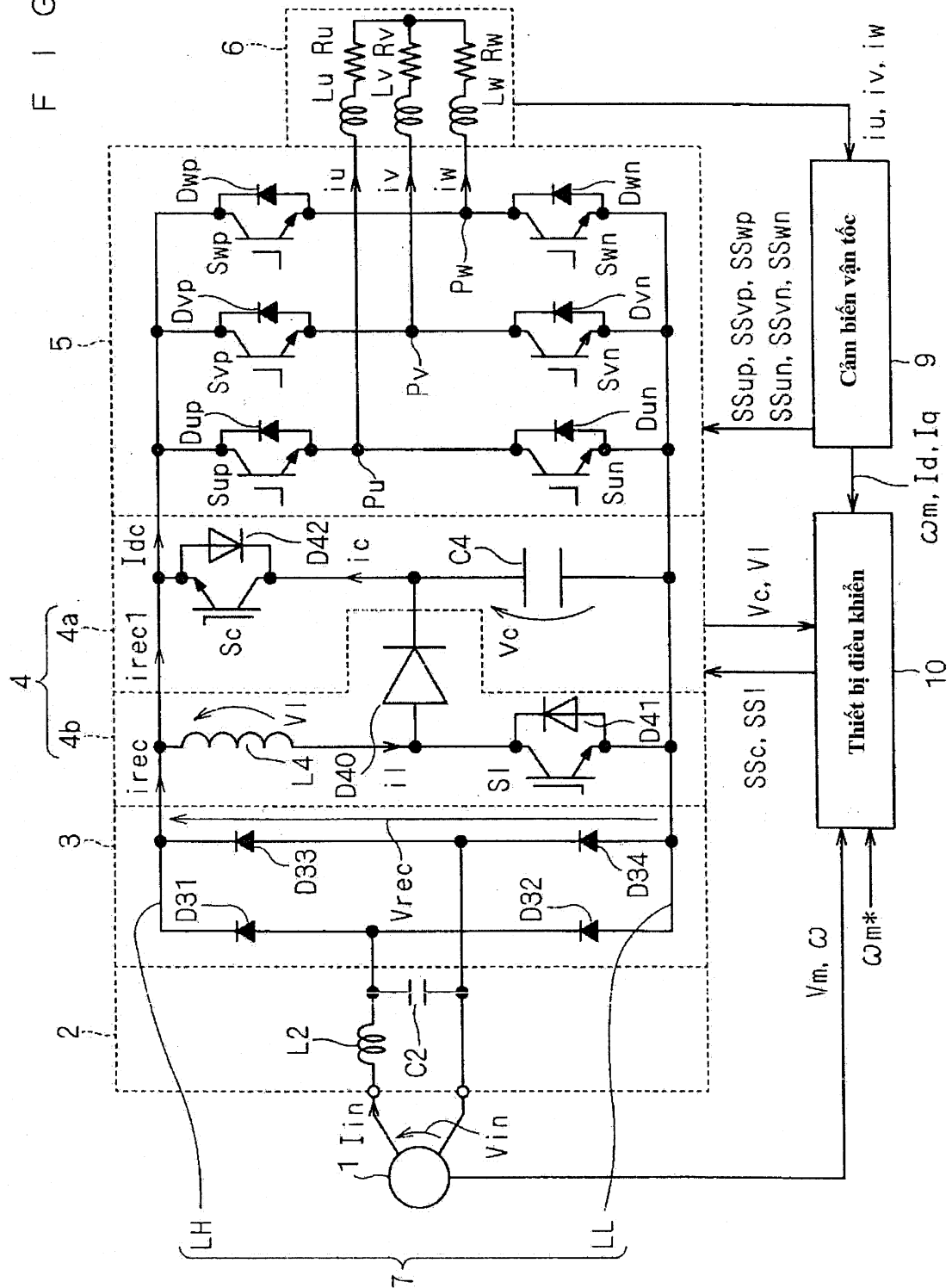
11. Thiết bị điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp theo điểm 10,

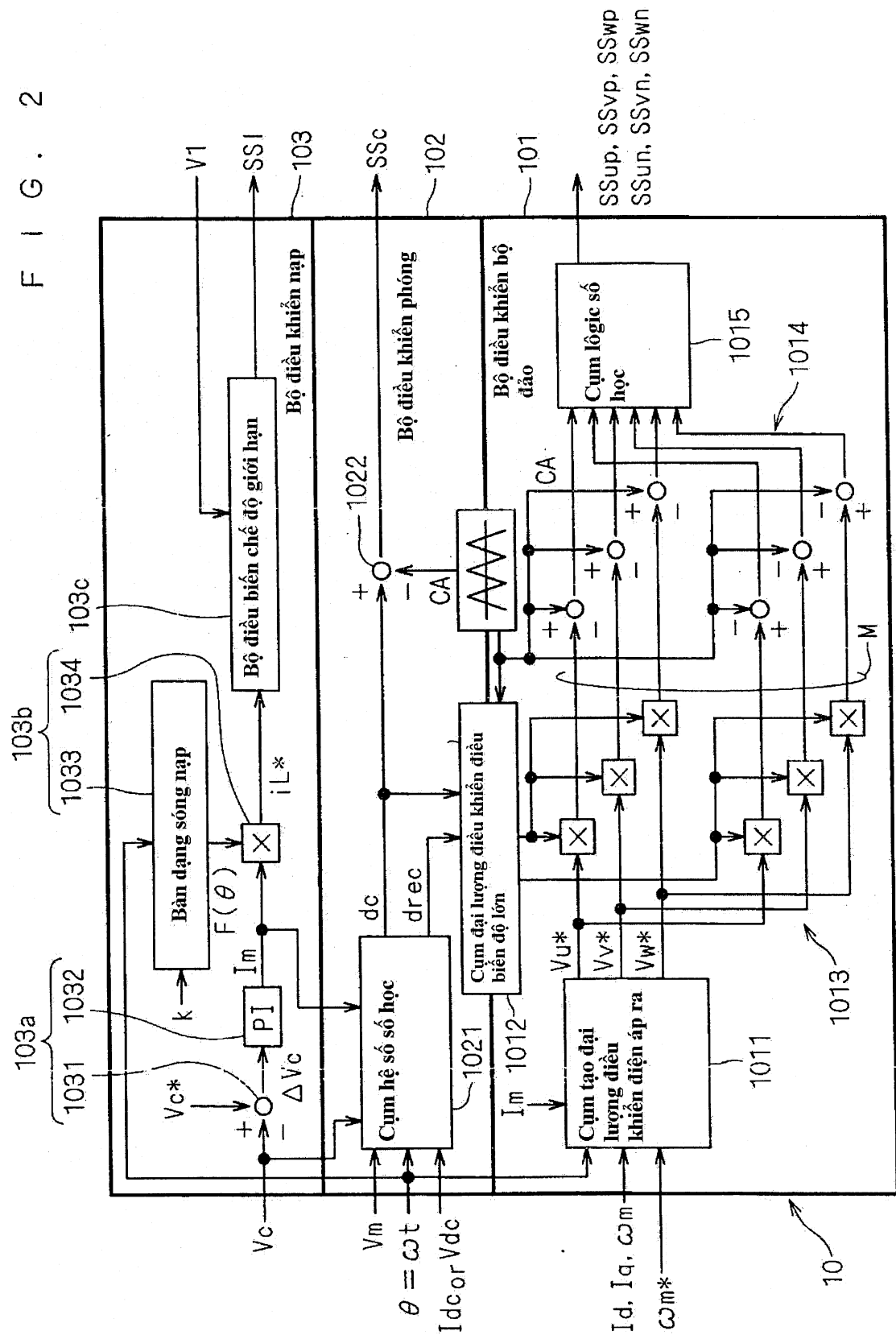
trong đó độ nhảy của bộ điều khiển nạp nhỏ hơn hoặc bằng một phần mười giá trị hai lần tần số của điện áp xoay chiều một pha.

12. Thiết bị điều khiển bộ biến đổi công suất trực tiếp theo điểm 1,

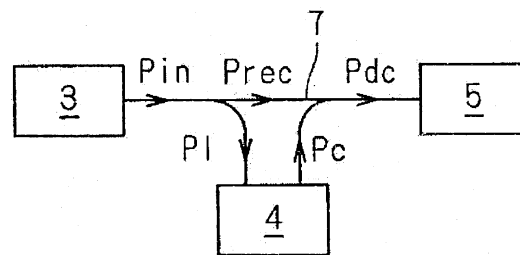
trong đó độ nhảy của bộ điều khiển nạp nhỏ hơn hoặc bằng một phần mười giá trị hai lần tần số của điện áp xoay chiều một pha.

F I G . 1

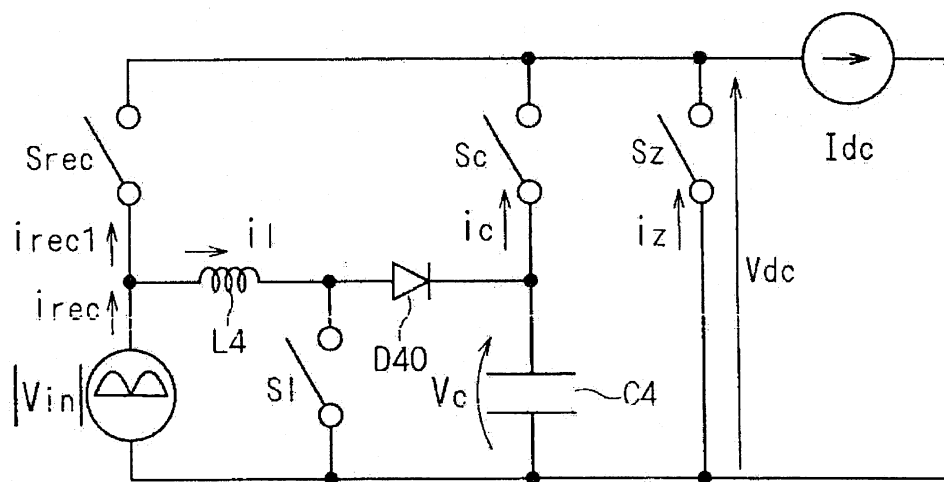




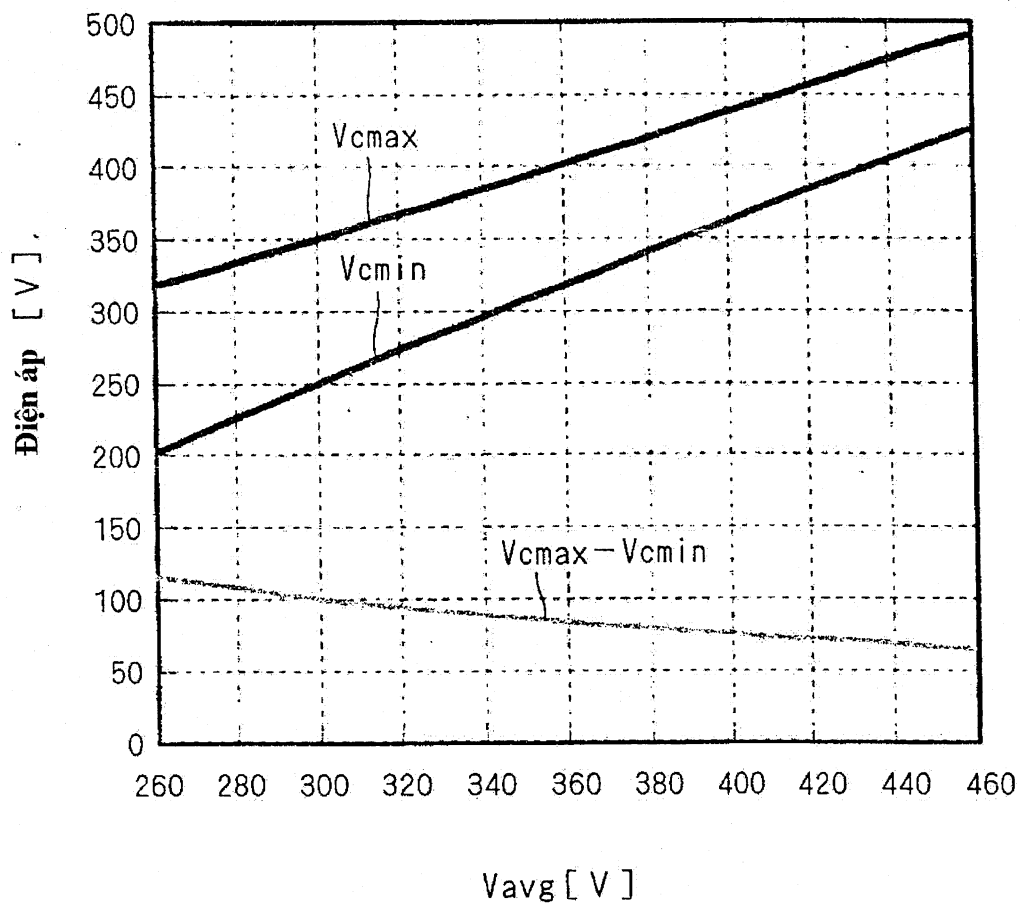
F I G . 3

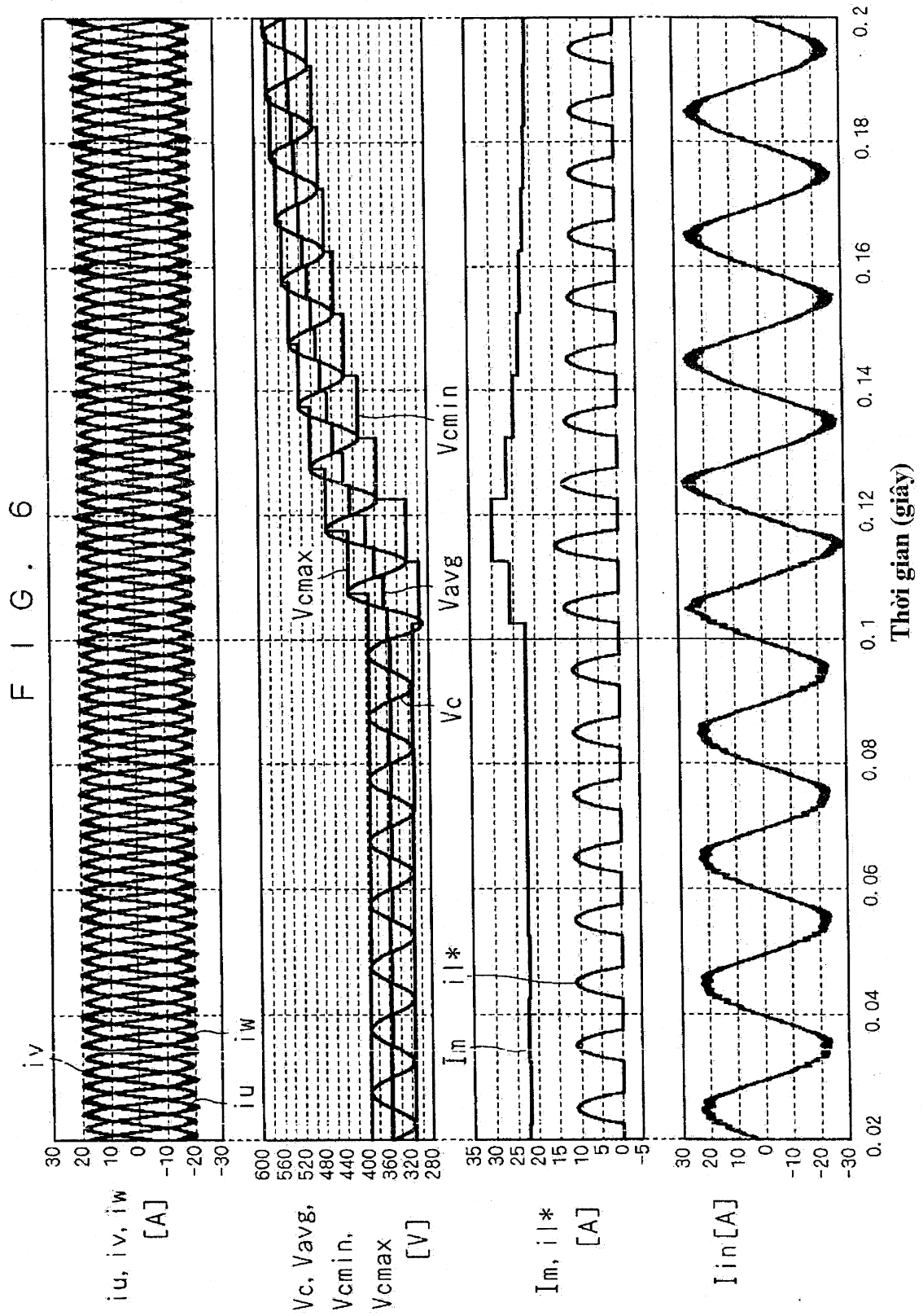


F I G . 4

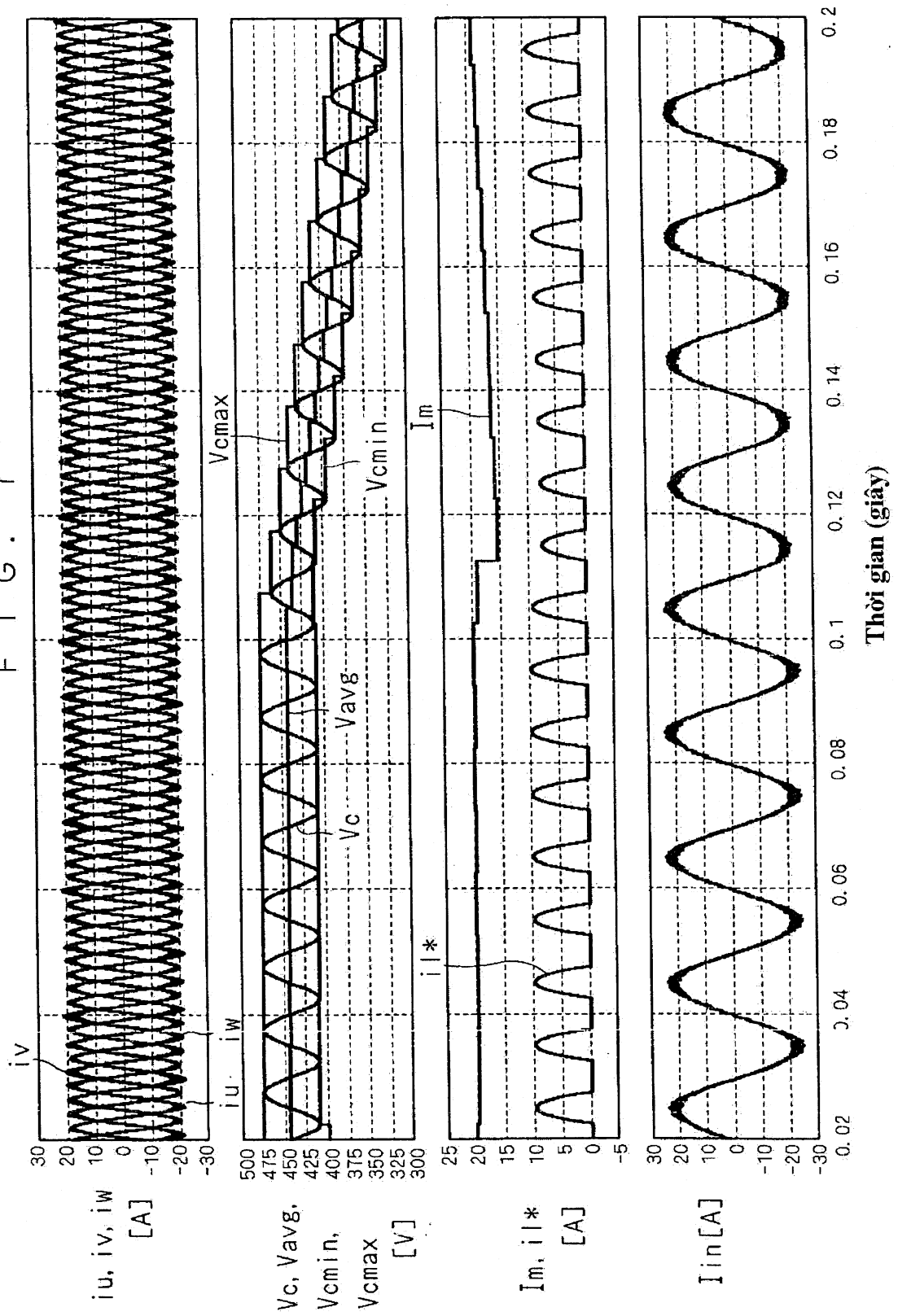


F I G . 5





F I G . 7



F I G . 8

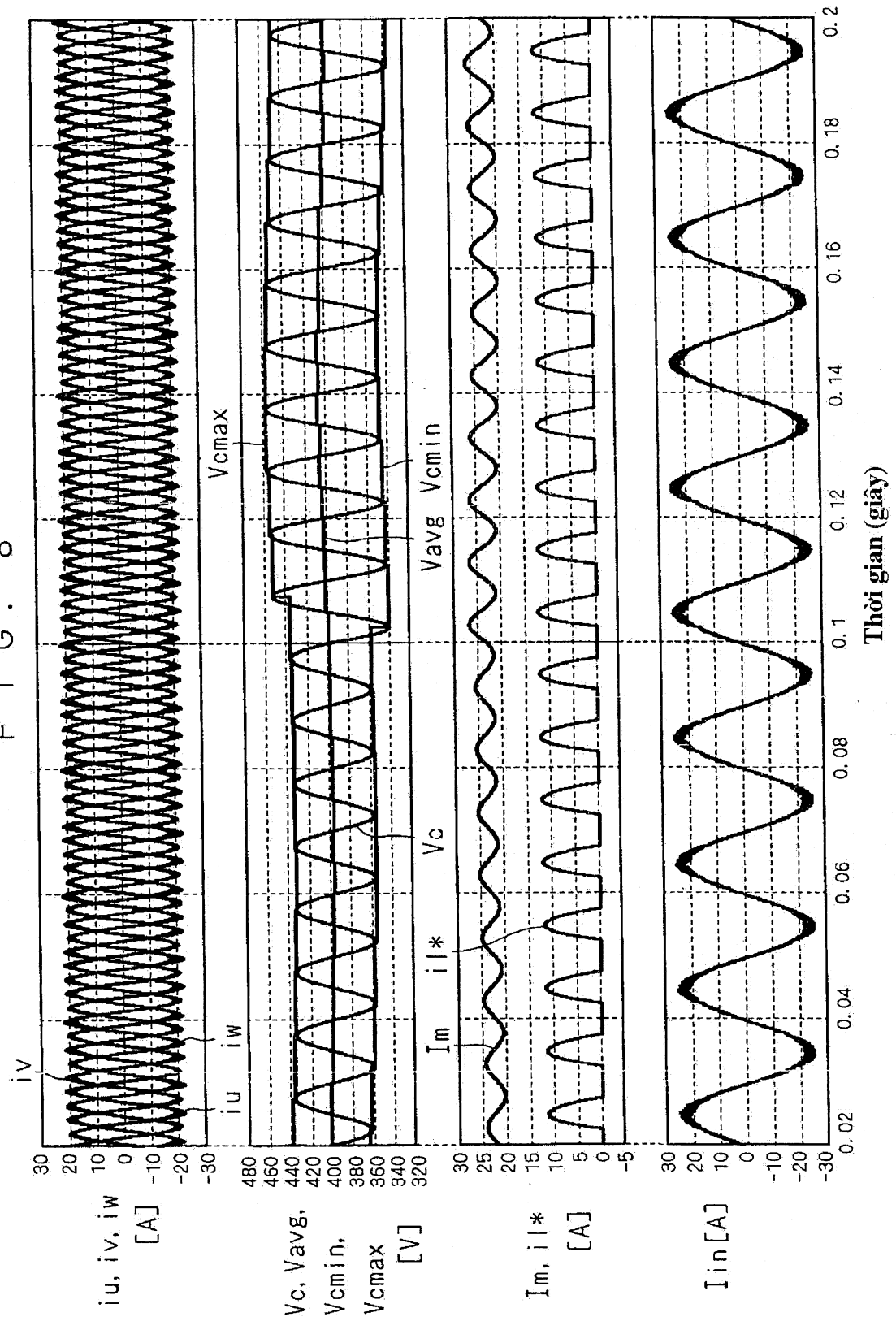
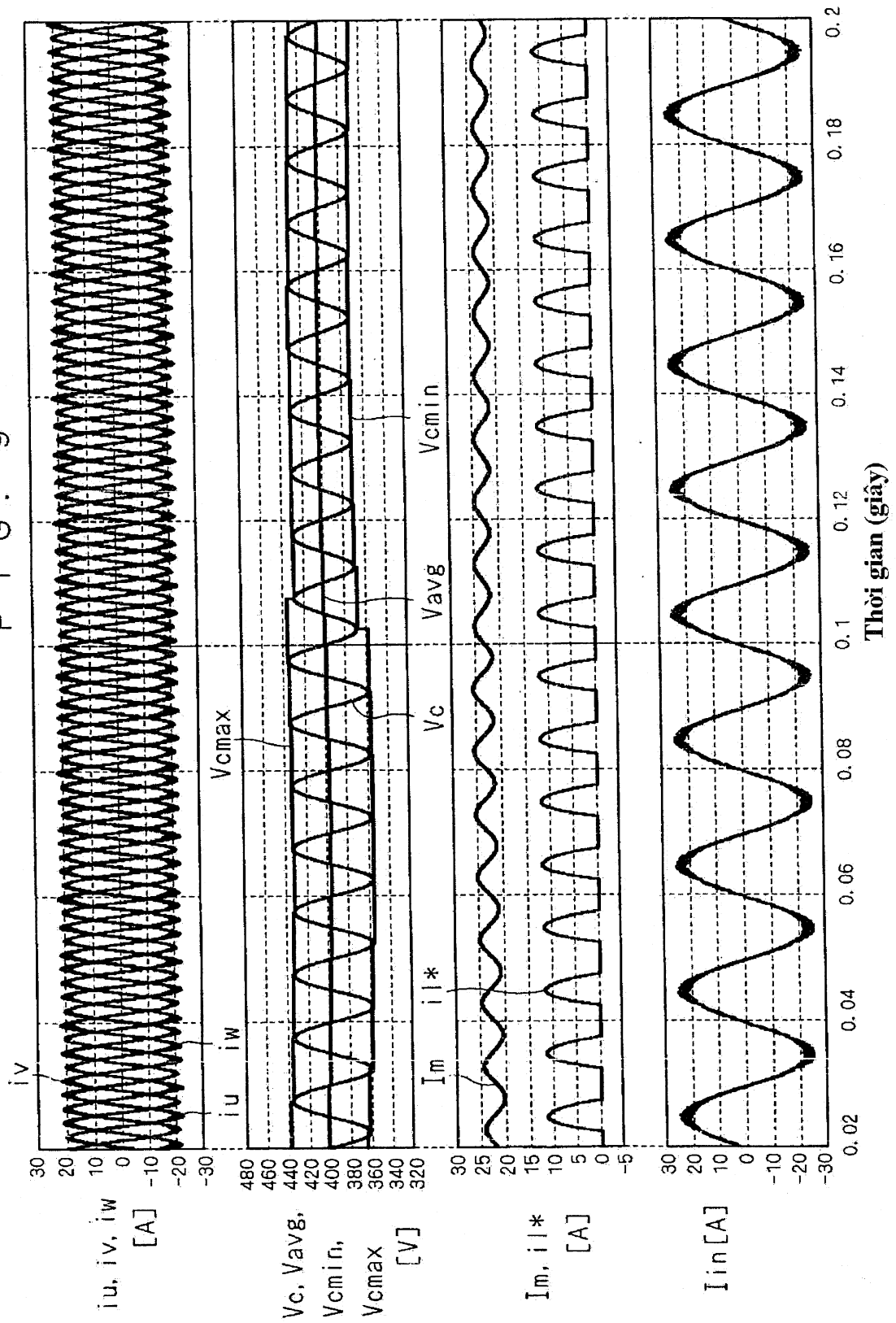
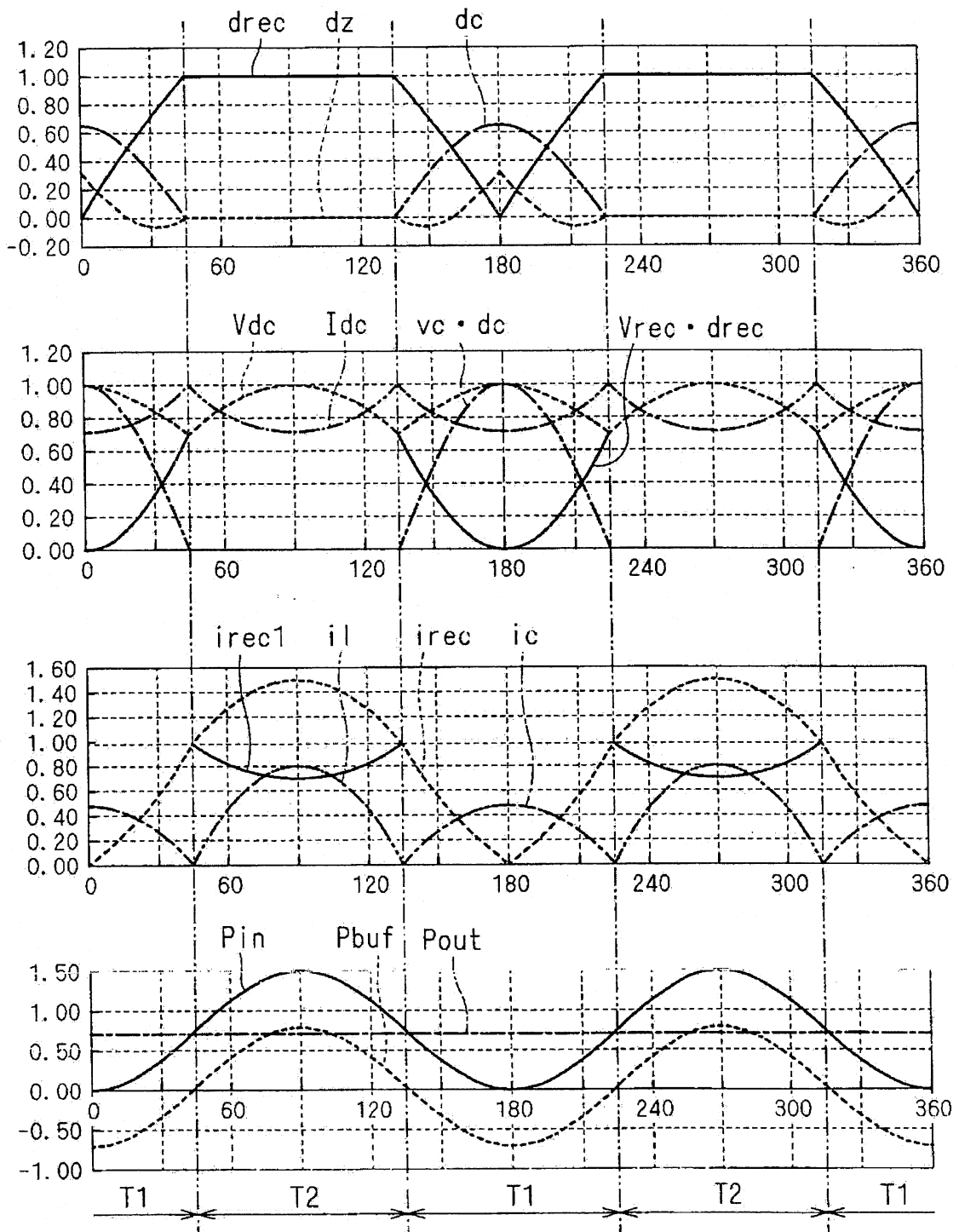


FIG. 9



F I G . 1 0



F I G . 1 1

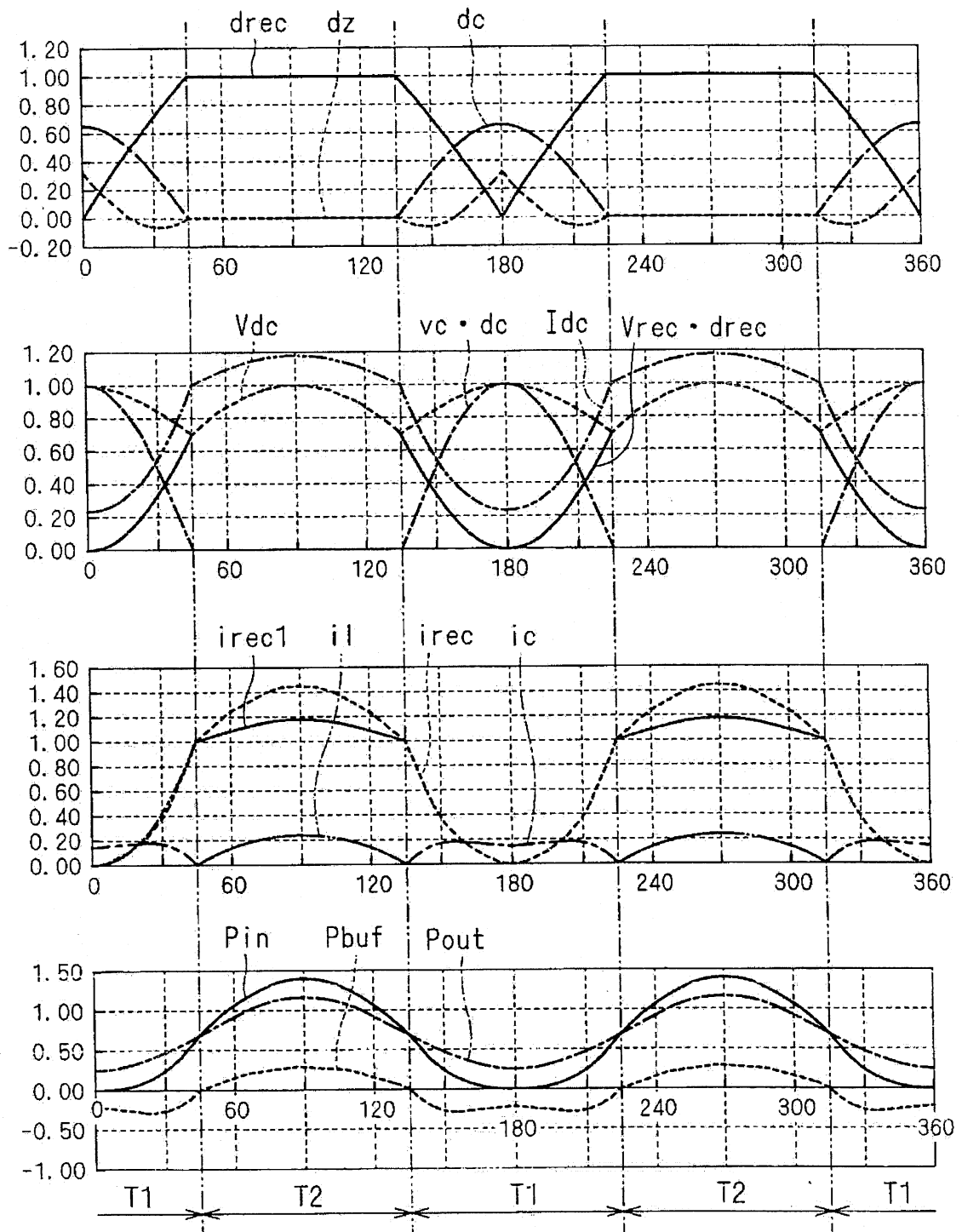
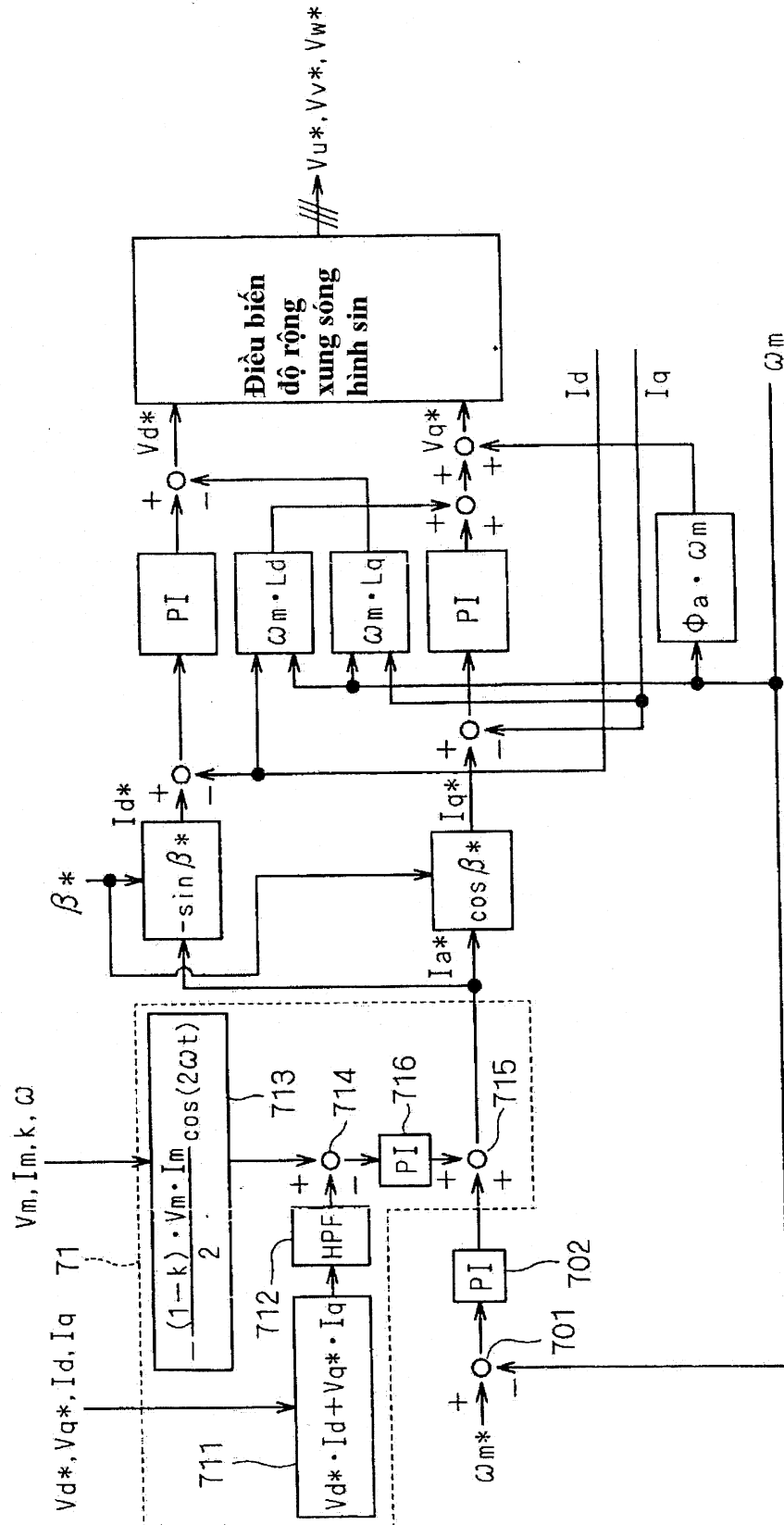
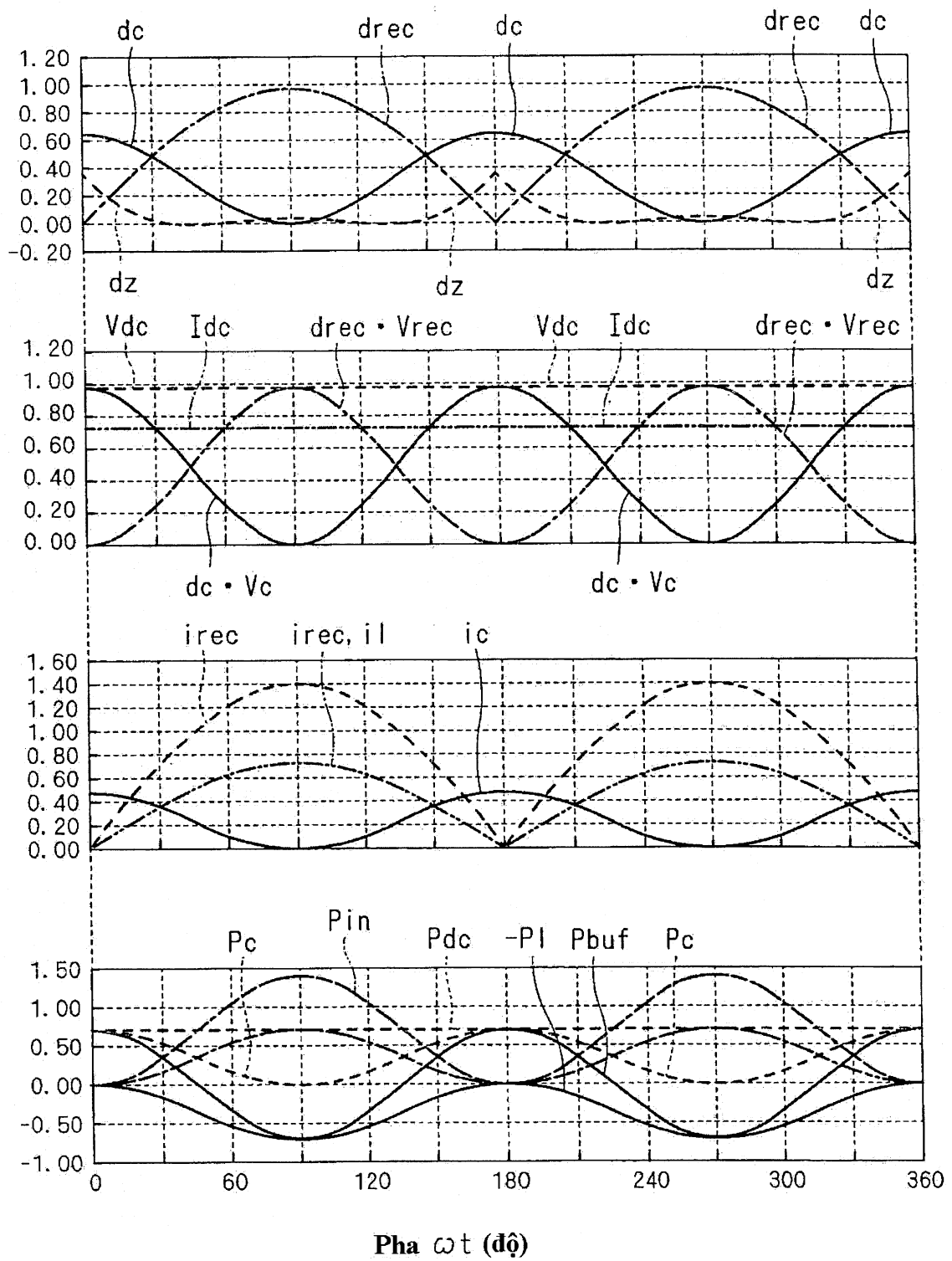


FIG. 12



F I G . 1 3



F I G . 1 4

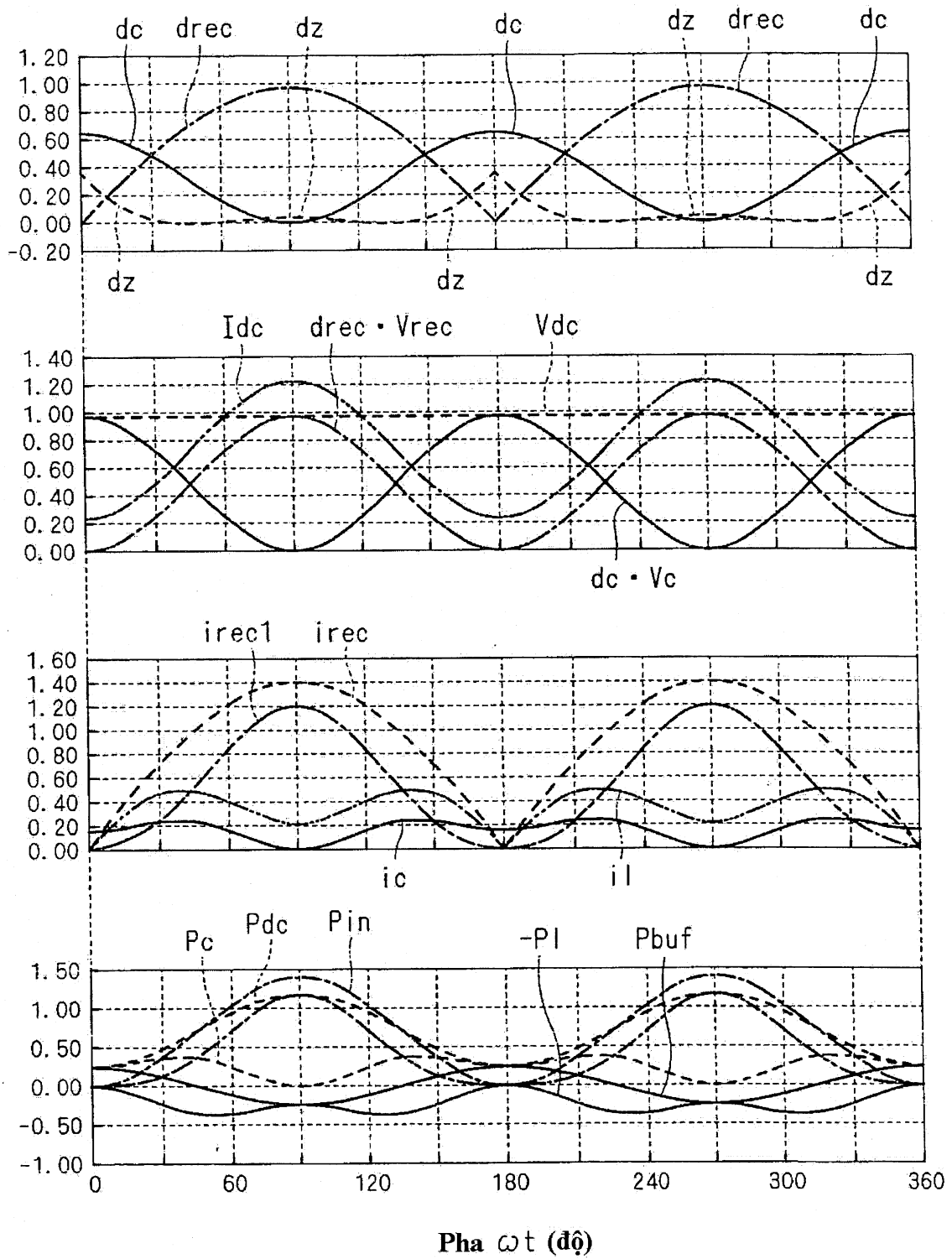


FIG. 15

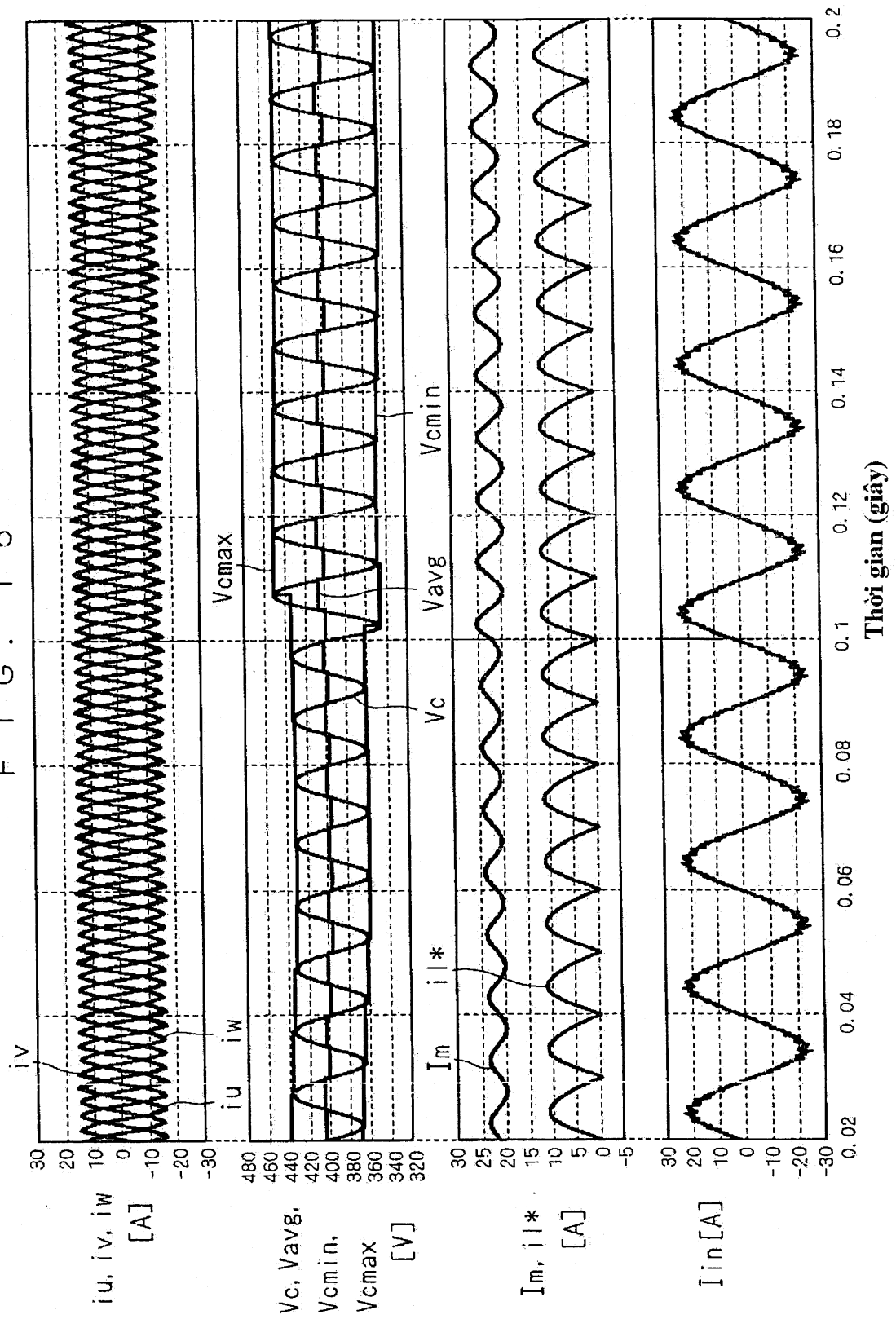
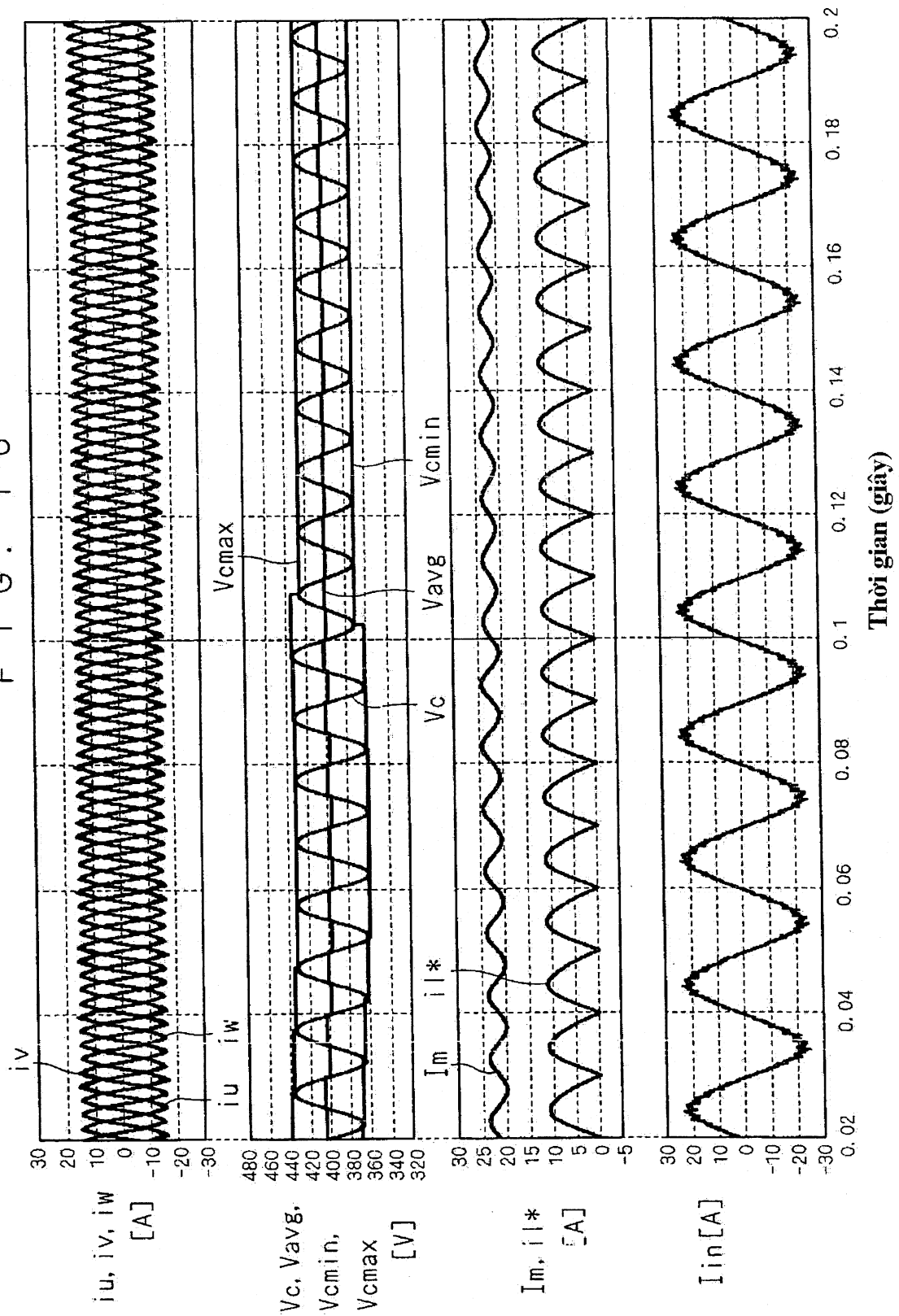


FIG. 16



F I G . 1 7

