BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
TRƯỜNG ĐẠI HỌC DÂN LẬP HẢI PHÒNG

ISO 9001:2015

TÌM HIỂU PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN DỰ BÁO BỘ BIẾN TẦN NGUỒN ÁP

ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC HỆ CHÍNH QUY
NGÀNH ĐIỆN TỰ ĐỘNG CÔNG NGHIỆP

HẢI PHÒNG - 2019

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO
TRƯỜNG ĐẠI HỌC DÂN LẬP HẢI PHÒNG

ISO 9001:2015

TÌM HIỂU PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN DỰ BÁO BỘ BIẾN TẦN NGUỒN ÁP

ĐỒ ÁN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC HỆ CHÍNH QUY

NGÀNH ĐIỆN TỰ ĐỘNG CÔNG NGHIỆP

Sinh viên: Trần Việt Hà
Người hướng dẫn: GS.TSKH Thân Ngọc Hoàn

HẢI PHÒNG - 2019

Cộng hoà xã hội chủ nghĩa Việt Nam

Độc lập – Tự Do – Hạnh Phúc

----------o0o----------

BỘ GIÁO DỤC VÀ ĐÀO TẠO

TRƯỜNG ĐẠI HỌC DÂN LẬP HẢI PHÒNG

NHIỆM VỤ ĐỀ TÀI TỐT NGHIỆP

Sinh viên **:** Trần Việt Hà MSV : 1412102040

Lớp **:** ĐC1801 Ngành Điện Tự Động Công Nghiệp

Tên đề tài : Tìm hiểu phương pháp điều khiển dự báo bộ biến tần nguồn áp

NHIỆM VỤ ĐỀ TÀI

1. Nội dung và các yêu cầu cần giải quyết trong nhiệm vụ đề tài tốt nghiệp (về lý luận, thực tiễn, các số liệu cần tính toán và các bản vẽ).

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

2. Các số liệu cần thiết để thiết kế, tính toán

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

3. Địa điểm thực tập tốt nghiệp.....:

CÁC CÁN BỘ HƯỚNG DẪN ĐỀ TÀI TỐT NGHIỆP

Người hướng dẫn thứ nhất:

Họ và tên : Thân Ngọc Hoàn

Học hàm, học vị : GS.TSKH

Cơ quan công tác : Trường Đại học dân lập Hải Phòng

Nội dung hướng dẫn : Toàn bộ đề tài

Người hướng dẫn thứ hai:

Họ và tên :

Học hàm, học vị :

Cơ quan công tác :

Nội dung hướng dẫn :

Đề tài tốt nghiệp được giao ngày 15 tháng 10 năm 2018.

Yêu cầu phải hoàn thành xong trước ngày 07 tháng 1 năm 2019

Đã nhận nhiệm vụ Đ.T.T.N	Đã giao nhiệm vụ Đ.T.T.N
Sinh viên	Cán bộ hướng dẫn Đ.T.T.N
Trần Việt Hà	GS.TSKH Thân Ngọc Hoàn

Hải Phòng, ngày.....tháng.....năm 2019

HIỆU TRƯỞNG

GS.TS.NGƯT TRẦN HỮU NGHỊ

CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM

Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

PHIẾU NHẬN XÉT CỦA GIẢNG VIÊN HƯỚNG DẪN TỐT NGHIỆP

Họ và tên giảng viên: .....

Đơn vị công tác: .....

Họ và tên sinh viên: ..... Chuyên ngành: .....

Nội dung hướng dẫn: .....

.....

1. Tinh thần thái độ của sinh viên trong quá trình làm đề tài tốt nghiệp

.....

.....

.....

.....

2. Đánh giá chất lượng của đồ án/khóa luận (so với nội dung yêu cầu đã đề ra trong nhiệm vụ Đ.T. T.N trên các mặt lý luận, thực tiễn, tính toán số liệu…)

.....

.....

.....

.....

.....

3. Ý kiến của giảng viên hướng dẫn tốt nghiệp

Được bảo vệ ☐ Không được bảo vệ ☐ Điểm hướng dẫn ☐

Hải Phòng, ngày ... tháng ... năm 2019

Giảng viên hướng dẫn

(Ký và ghi rõ họ tên)

CỘNG HÒA XÃ HỘI CHỦ NGHĨA VIỆT NAM

Độc lập - Tự do - Hạnh phúc

PHIẾU NHẬN XÉT CỦA GIẢNG VIÊN CHẤM PHẢN BIỆN

Họ và tên giảng viên: .....

Đơn vị công tác: ....

Họ và tên sinh viên: ..... Chuyên ngành: .....

Đề tài tốt nghiệp: ....

....

.....

1. Phần nhận xét của giáo viên chấm phản biện

.....

.....

.....

.....

2. Những mặt còn hạn chế

.....

.....

.....

.....

3. Ý kiến của giảng viên chấm phản biện

Được bảo vệ ☐ Không được bảo vệ ☐ Điểm hướng dẫn ☐

Hải Phòng, ngày ... tháng ... năm 2019

Giảng viên chấm phản biện

(Ký và ghi rõ họ tên)

MỤC LỤC

LỜI MỞ ĐẦU 1
CHƯƠNG 1: GIỚI THIỆU VỀ BIẾN TẦN 3
1.1. TỔNG QUAN VỀ BỘ BIẾN TẦN 3
1.1.2 Bộ chỉnh lưu 4
1.1.2.1 Bộ chỉnh lưu tia ba pha *4*
1.2.2.2 Bộ chỉnh lưu cầu ba pha *5*
1.1.3 Bộ nghịch lưu 5
1.1.3.1 Bộ nghịch lưu áp *6*
1.1.3.2 Bộ nghịch ba pha hai bậc *6*
1.1.3.3 Bộ nghịch lưu ba pha ba bậc *7*
1.1.4. Các phương pháp điều khiển bộ nghịch lưu đa bậc 8
1.1.5. BBT gián tiếp ba pha nguồn áp: 12
1.1.6. Biến tần trực tiếp: 15
1.1.7. Bộ biến tần 2 bậc: 16
1.1.8 bộ biến tần 3 bậc npc 29
1.2. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG 47
1.1.1.bộ biến tần 2 bậc 47
1.2.2.Bộ biến tần 3 bậc npc 57
1.3 SỬ DỤNG BIẾN TẦN TRONG ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ CÓ LỢI ÍCH GÌ? 64
1.3.1 Tiện ích sử dụng của biến tần INVT 64
1.3.2 Phạm vi sử dụng 65
1.3.3. Nối mạng và truy cập từ xa 66
1.3.4. Lập trình thông minh 67
1.3.5. Điều khiển phân tán 67
CHƯƠNG 2 BIẾN TẦN NGUỒN ÁP VÀ MỘT SỐ NGUYÊN TẮC ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ 69
2.1 BIẾN TẦN BÁN DẪN 69
2.1.1 Cấu trúc biến tần bán dẫn 69
2.1.2 Phương pháp PWM thông thường 71
2.1.3 Phương pháp PWM điều chế véctơ không gian 74
2.2 CHIẾN LƯỢC ĐIỀU KHIỂN TẦN SỐ ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ 78
2.2.1 Giới thiệu chung 78

2.2.2 Nguyên lý điều khiển điện áp tần số U/f 80
2.2.3 Điều khiển vectơ 84
2.2.4 Giới thiệu nguyên tắc điều khiển trực tiếp mô men (DTC): 88
CHƯƠNG 3:PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN DỰ BÁO BỘ BIẾN TẦN NGUỒN ÁP 94
3.1 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN CỔ ĐIỂN 94
3.1.1 Điều khiển dòng điện trễ 94
3.1.2. Điều khiển dòng điện tuyến tính PWM 96
3.2 MIÊU TẢ SỰ ĐIỀU KHIỂN DÒNG ĐIỆN DỰ BÁO 96
3.2.1. Phương pháp điều khiển 96
3.2.2. Giá trị hàm số 97
3.2.2. Mô hình bộ biến tần 98
3.2.3. Mô Hình điện áp 99
3.2.4. Mô hình thời gian gián đoạn 101
3.2.5. Việc lựa chọn vectơ điện áp 102
3.3. VIỆC THỰC HIỆN PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN DỰ BÁO 102
3.3.1. Sự suy xét phương pháp 102
3.3.2. Thuật toán điều khiển 104
3.4. KẾT QUẢ SỰ MÔ PHỎNG 106
3.4.1. Ảnh hưởng của sai số mô hình tải 108
3.5. KẾT QUẢ THÍ NGHIỆM 108
3.6. CHÚ THÍCH VÀ KẾT LUẬN 111
TÀI LIỆU THAM KHẢO 112

LỜI MỞ ĐẦU

Điều khiển dòng điện của bộ biến tần 3 pha là một trong những điều quan trọng và cơ bản nhất trong điện tử công suất và đã được nghiên cứu tổng quát trong thập kỉ vừa qua. Phương pháp phi tuyến tính , như điều khiển hiện tượng trễ và phương pháp tuyến tính, như bộ điều chỉnh tỉ lệ - tích phân sử dụng điều biến độ rộng xung được dẫn chứng bằng tài liệu [1]-[3]

Với sự phát triển nhanh và mạnh mẽ của bộ xử lý, sự quan tâm ngày càng tăng đã được dành cho sự điều khiển dòng điện dự báo. Trong phương pháp này, những mô hình tải vào và bộ biến tần đã được sử dụng để dự báo hoạt động dòng điện và do đó có thể lựa chọn sự khởi động thích hợp nhất theo tiêu chuẩn giám sát bất kì[4]-[11]. Phương pháp dự báo có nội dung bao quát và khác với các phương pháp điều khiển đã được đưa ra dưới tên này. Sự phân loại là một trong số đó đã được nêu ra ở [4].

Một phương pháp sử dụng điều khiển dự báo để tính toán dòng điện tải cần thiết để đánh giá hoạt động dòng điện. mới đây, bộ điều biến được sử dụng để phát điện áp mong muốn. Trong phương pháp này, bộ biến đổi chỉ đơn giản là mô hình hóa như một sự tăng thêm. Phương pháp này đã được sử dụng trong điều khiển dòng điện cho bộ biến tần [6], [7], cũng như là cho bộ chỉnh lưu và bộ lọc [8]. Bộ biến đổi để phương pháp này tính toán chu kì công suất của PWM dao động cần thiết cho điều khiển dòng điện [9], [10]

Một trong những ưu điểm của điều khiển dự báo là có thể bao gồm phi tuyến tính của hệ thống trong mô Hình dự báo và do đó tính toán hoạt động biến động cho trạng thái độ dẫn. đặc tính này đã được khai thác trong học tập sớm hơn [12], nơi điều khiển dự báo đã được sự dụng để giảm tối thiểu sự chuyển đổi tần số cho bộ biến tần năng lượng cao. Cũng trong [11], đặc tính của điều khiển dự báo được sử dụng để đánh giá hoạt động sai số dòng điện cho mỗi trạng thái chuyển đổi trong bộ lọc một pha.

Phương pháp khác nhau được nêu ra trong [13], để điều khiển bộ chuyện đổi mạng. mô Hình trong hệ thống được sử dụng để dự báo hoạt động dòng điện tải đầu vào cho mỗi trạng thái chuyển đổi khác nhau của bộ biến đổi mạng. trạng thái chuyển đổi mạng là giảm thiểu tối đa giá trị hàm số được

lựa chọ. Phương pháp này chứng mình rằng sử dụng điều khiển dự báo có thể ngăn ngừa cách sử dụng phương pháp biến điệu phức tạp

Bài viết cho thấy phương pháp đã giới thiệu ở [13] và được áp dụng cho bộ biến tần 3 pha. Lời giải thích của phương pháp đã được nêu ra, bao gồm mô hình đã sử dụng cho sự dự báo dòng điện và giá trị hàm số đã sử dụng cho việc lựa chọn trạng thái chuyển đổi mạng. sự mô phỏng xảy ra như một kết quả sự so sánh đặc tính của phương pháp đề ra với hiện tượng trễ và điều khiển PWM đã được nêu ra. Cuối cùng, kết quả thực nghiệm đã được nêu ra để thông qua học lý thuyết.

CHƯƠNG 1:

GIỚI THIỆU VỀ BIẾN TẦN

1.1. TỔNG QUAN VỀ BỘ BIẾN TẦN

Bộ biến tần dùng để chuyển đổi điện áp hoặc dòng điện xoay chiều ở đầu vào từ một tần số này thành điện áp hoặc dòng điện có một tần số khác ở đầu ra.

Bộ biến tần thường được sử dụng để điều khiển vận tốc động cơ xoay chiều theo phương pháp điều khiển tần số, theo đó tần số của lưới nguồn sẽ thay đổi thành tần số biến thiên. Ngoài việc thay đổi tần số còn có sự thay đổi tổng số pha. Từ nguồn lưới một pha, với sự giúp đỡ của bộ biến tần ta có thể mắc vào tải động cơ ba pha. Bộ biến tần còn được sử dụng rộng rãi trong kỹ thuật nhiệt điện. Bộ biến tần trong trường hợp này cung cấp năng lượng cho lò cảm ứng.

Bộ biến tần được chia ra làm 2 loại:

+ Biến tần gián tiếp: trong mạch có chứa khâu trung gian một chiều. Cấu tạo của bộ biến tần gián tiếp gồm có bộ chỉnh lưu với chức năng chỉnh lưu điện áp xoay chiều với tần số cố định ở ngõ vào và bộ nghịch lưu thực hiện việc chuyển đổi điện áp (hoặc dòng điện) chỉnh lưu sang dạng áp hoặc dòng xoay chiều ở ngõ ra. Bằng cấu trúc như trên, ta có thể điều khiển tần số ra một cách độc lập không phụ thuộc tần số vào

+ Biến tần trực tiếp (còn được gọi là cycloconvertor): trong mạch không có khâu trung gian một chiều. Bộ biến tần trực tiếp-Cycloconverter, tạo nên điện áp xoay chiều ở ngõ ra với trị hiệu dụng và tần số điều khiển được. Nguồn điện áp xoay chiều với tần số và biên độ không đổi cung cấp năng lượng cho bộ biến tần này.

+Bộ biến tần trực tiếp dùng để điều khiển truyền động động cơ điện xoay chiều. Theo quá trình chuyển mạch, bộ biến tần trực tiếp được phân biệt làm hai loại: bộ biến tần có quá trình chuyển mạch phụ thuộc và bộ biến tần có quá trình chuyển mạch cưỡng bức.

Trong phạm vi bài báo cáo này chúng ta chỉ xét trường hợp bộ biến tần gián tiếp với hai bộ phận chính là bộ chỉnh lưu và bộ nghịch lưu.

1.1.2 Bộ chỉnh lưu

Bộ chỉnh lưu được sử dụng để đổi điện áp (dòng điện) xoay chiều một pha hoặc ba pha thành điện áp (dòng điện) một chiều. Ở đây, chúng ta chỉ xét đến trường hợp bộ chỉnh lưu ba pha. Bộ chỉnh lưu ba pha được chia thành hai loại: chỉnh lưu tia và chỉnh lưu cầu.

1.1.2.1 Bộ chỉnh lưu tia ba pha

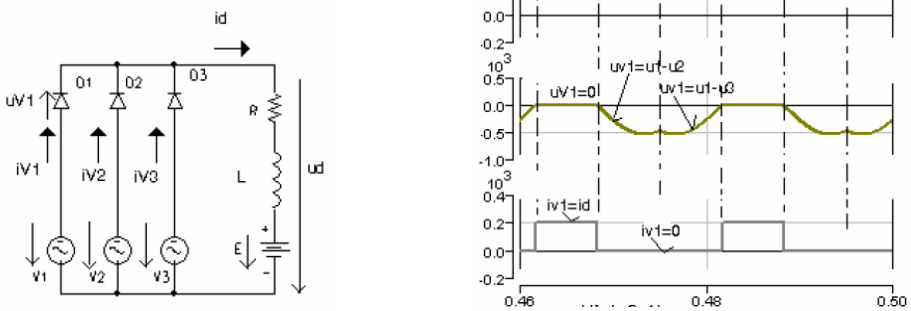
Giả sử cho nguồn ba pha lý tưởng: $V_1 = \mathrm{V_m}\cos(\theta)$

$$V_2 = \mathrm{V_m}\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_3 = \mathrm{V_m}\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

Khi dòng tải liên tục, điện áp tải chỉ phụ thuộc vào điện áp nguồn và có độ lớn trị trung bình:

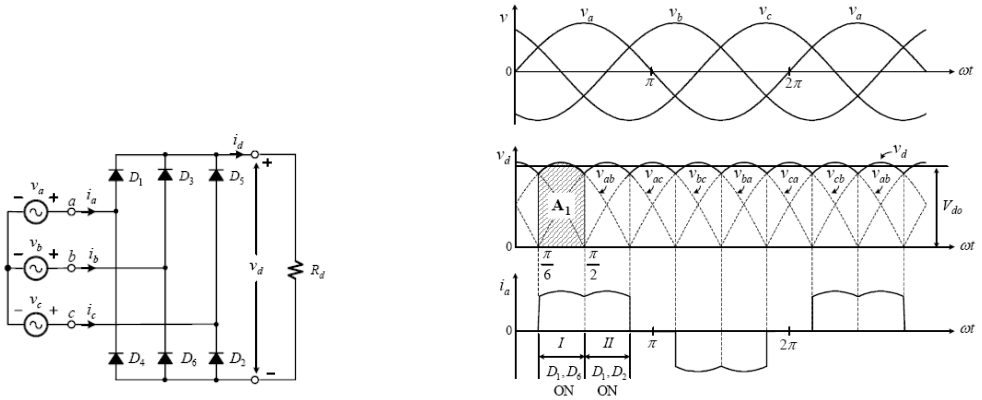
$$V_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}}\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}+\frac{2\pi}{3}} V_m \cos\theta d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}V_m$$



a. Bộ chỉnh lưu tia ba pha. b. Tín hiệu ngõ vào và ngõ ra.

Hình 1.1. Bộ chỉnh lưu tia ba pha.

1.2.2.2 Bộ chỉnh lưu cầu ba pha



a. Bộ chỉnh lưu cầu ba pha. b. Dạng tín hiệu ngõ và ngõ ra.

Hình 1.2. Bộ chỉnh lưu cầu ba pha.

$$V_d = \frac{A_1}{\frac{\pi}{3}} = \frac{3}{\pi}\left|\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2}V_{LL}\cos(\theta+\frac{\pi}{6})d\theta\right| = \frac{3\sqrt{2}}{\pi}V_{LL} \text{ (V)}$$

Với V_{LL} là điện áp dây: $V_{LL} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}\sqrt{3}$

1.1.3 Bộ nghịch lưu

Bộ nghịch lưu có nhiệm vụ chuyển đổi năng lượng từ nguồn điện một chiều không đổi sang dạng năng lượng điện xoay chiều để cung cấp cho tải xoay chiều.

Đại lượng được điều khiển ở ngõ ra là điện áp hoặc dòng điện, do đó người ta thường chia bộ nghịch lưu ra làm hai loại: bộ nghịch lưu áp và bộ nghịch lưu dòng.

+ Bộ nghịch lưu áp: nguồn một chiều cung cấp cho bộ nghịch lưu là nguồn điện áp.

+ Bộ nghịch lưu dòng: nguồn điện áp cung cấp cho bộ nghịch lưu là nguồn dòng điện.

Các bộ nghịch lưu tạo thành bộ phận chủ yếu trong cấu tạo của bộ biến tần. Ứng dụng quan trọng và tương đối rộng rãi của chúng nhằm vào lĩnh vực truyền động điện động cơ xoay chiều với độ chính xác cao. Trong lĩnh vực tần số cao, bộ nghịch lưu được dùng trong các thiết bị lò cảm ứng trung tần, thiết bị hàn trung tần. Bộ nghịch lưu còn được dùng làm nguồn điện xoay chiều cho nhu cầu gia đình, làm nguồn điện liên tục UPS, điều khiển chiếu sáng, bộ

nghịch lưu còn được ứng dụng vào lĩnh vực bù nhuyễn công suất phản kháng.

Các tải xoay chiều thường mang tính cảm kháng (ví dụ động cơ không đồng bộ, lò cảm ứng), dòng điện qua các linh kiện không thể ngắt bằng quá trình chuyển mạch tự nhiên. Do đó, mạch bộ nghịch lưu thường chứa linh kiện tự kích ngắt để có thể điều khiển quá trình ngắt dòng điện.

1.1.3.1 Bộ nghịch lưu áp

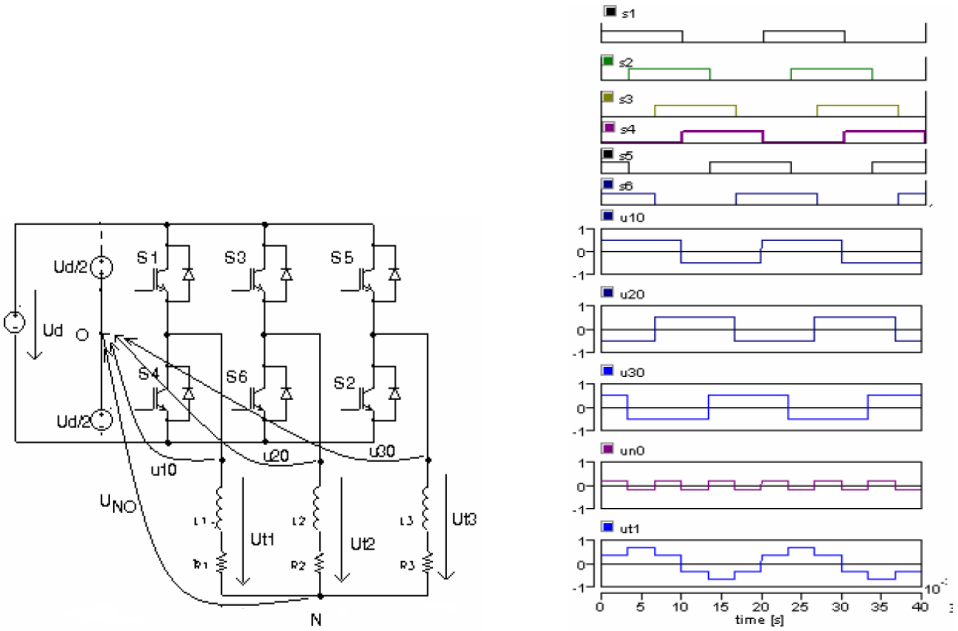
Bộ nghịch lưu áp có rất nhiều loại cũng như nhiều phương pháp điều khiển khác nhau.

- Theo số pha điện áp đầu ra: nghịch lưu áp 1 pha, 3 pha, …
- Theo số cấp giá trị điện áp giữa đầu pha tải đến một điểm điện thế chuẩn trên mạch có: hai bậc (two-level), đa bậc (Multi_level – từ 3 bậc trở lên).
- Theo cấu hình của bộ nghịch lưu: dạng cascade (cascade inverter), dạng nghịch lưu chứa diode kẹp NPC (Neutral Point Clamped Multilevel Inverter), ...
- Theo phương pháp điều khiển:

+ Phương pháp điều rộng.
+ Phương pháp điều biên.
+ Phương pháp điều chế độ rộng xung (PWM)
+ Phương pháp điều chế độ rộng xung cải biến (Modified PWM).
+ Phương pháp điều chế vector không gian (SVPWM – Carrier Based PWM).

Trong bài báo cáo này, ta chỉ xét phương pháp điều chế độ rộng xung (PWM) cho bộ nghịch lưu ba pha hai bậc và ba bậc.

1.1.3.2 Bộ nghịch ba pha hai bậc



Hình 1.3. Bộ nghịch lưu ba pha hai bậc.

Bộ nghịch lưu hai bậc chứa hai khoá bán dẫn trên mỗi nhánh pha tải được gọi chung là nghịch lưu áp hai bậc (two-level VSI). Chúng được ứng dụng rộng rãi trong phạm vi công suất vừa và nhỏ. Khái niệm hai bậc xuất phát từ quá trình điện áp giữa đầu một pha tải đến một điểm điện thế chuẩn trên mạch thay đổi giữa hai bậc giá trị khác nhau. Bộ nghịch lưu áp hai bậc có nhược điểm là tạo điện áp cung cấp cho cuộn dây động cơ với độ dốc (dv/dt) khá lớn và gây ra một số vấn đề khó khăn bởi tồn tại trạng thái khác zero của tổng điện thế từ các pha đến tâm nguồn DC (hiện tượng common-mode voltage).

Bộ nghịch lưu áp đa bậc được phát triển để giải quyết các vấn đề gây ra nêu trên của bộ nghịch lưu áp hai bậc và thường được sử dụng cho các ứng dụng điện áp cao và công suất lớn.

1.1.3.3 Bộ nghịch lưu ba pha ba bậc

❖ Các Ưu Điểm của bộ nghịch lưu áp đa bậc:

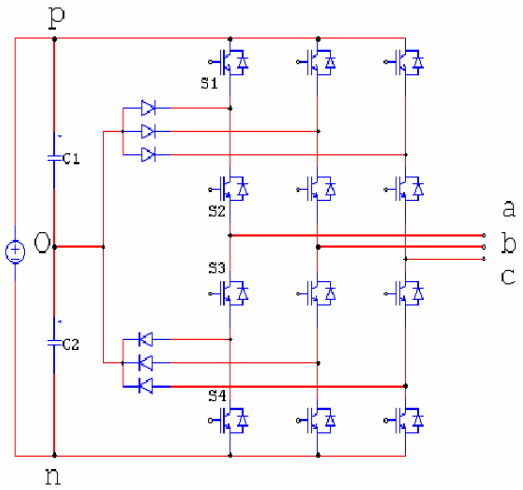
Công suất của bộ nghịch lưu áp tăng lên. Đối với tải công suất lớn, điện áp cung cấp cho tải có thể đạt giá trị tương đối lớn.

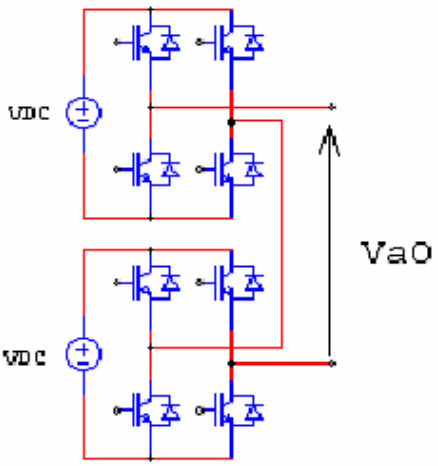
Điện áp đặt lên linh kiện bị giảm xuống nên công suất tổn hao do quá trình đóng ngắt của linh kiện cũng giảm theo.

Với cùng tần số đóng ngắt, các thành phần sóng hài bậc cao của điện áp ra giảm nhỏ hơn so với trường hợp bộ nghịch lưu áp hai bậc.

❖ Cấu hình bộ nghịch lưu áp đa bậc

Theo cấu hình của bộ nghịch lưu áp đa bậc ta có 2 dạng: dạng cascade (cascade inverter), dạng nghịch lưu chứa diode kẹp NPC (Neutral Point Clamped Multilevel Inverter),…





a. Bộ nghịch lưu ba bậc NPC. b. Bộ nghịch lưu ba bậc cascade.

Hình 1.4. Bộ nghịch lưu đa bậc.

1.1.4. Các phương pháp điều khiển bộ nghịch lưu đa bậc

Dựa vào các kỹ thuật điều khiển đóng ngắt linh kiện trong bộ nghịch lưu người ta thường chia thành các phương pháp như điều biên, điều chế độ rộng xung (PWM), điều chế vectơ không gian (SVM), …

❖ Phương pháp điều khiển theo biên độ

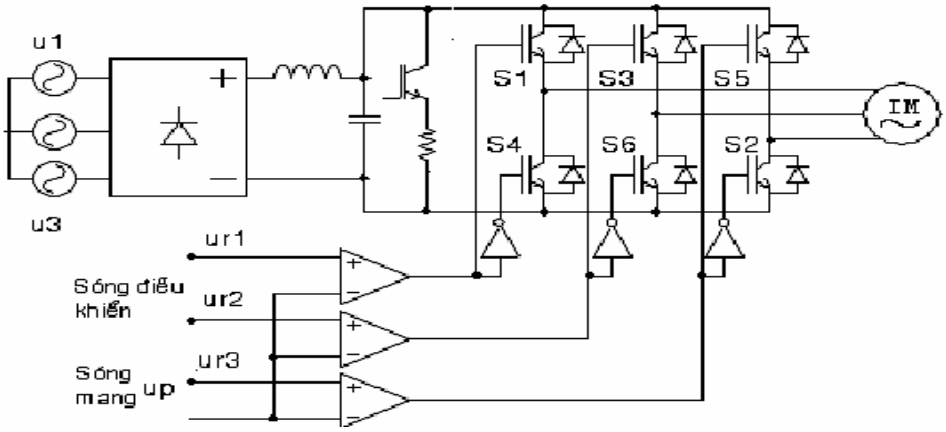
Phương pháp này được gọi tắt là phương pháp điều biên. Trong phương pháp điều biên đòi hỏi điện áp nguồn dc phải điều khiển được. Độ lớn điện áp ra được điều khiển bằng cách điều khiển nguồn điện áp DC. Chẳng hạn sử dụng bộ chỉnh lưu có điều khiển hoặc kết hợp bộ chỉnh lưu không điều khiển và bộ biến đổi điện áp DC.

Bộ nghịch lưu áp thực hiện chức năng điều khiển tần số điện áp ra. Các công tắc trong cặp công tắc cùng pha tải được kích đóng với thời gian bằng nhau và bằng một nửa chu kỳ áp ra. Mạch điều khiển kích đóng các công tắc trong bộ nghịch lưu áp vì thế đơn giản.

Bộ nghịch lưu áp ba pha điều khiển theo biên độ còn được gọi là bộ nghịch lưu áp 6 bước (six-step voltage inverter). Tần số áp cơ bản bằng tần số đóng ngắt linh kiện. Các thành phần sóng hài bội ba và bậc chẵn không xuất hiện trên áp dây cung cấp cho tải. Còn lại các sóng hài bậc (6k± 1),

k=1,2,3…. cần khử bỏ bằng các biện pháp lọc sóng hài.

❖ Phương pháp điều chế độ rộng xung sin



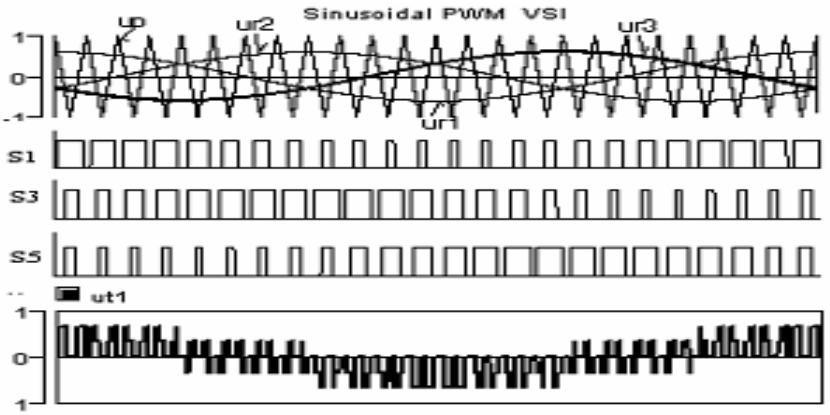
Hình 1.5. Sơ đồ điều khiển bộ nghịch lưu áp dùng phương pháp SPWM.

Giản đồ kích đóng các công tắc dựa trên việc so sánh hai tín hiệu cơ bản:

- Sóng mang u_p (carrier signal) tần số cao.

- Sóng điều khiển u_r (reference signal) hoặc sóng điều chế (modulating signal) dạng sin.

Ví dụ $u_r > u_p$ thì công tắc lẻ được kích đóng, khi $u_r < u_p$ thì công tắc chẵn được kích đóng.



Hình 1.6. Giản đồ xung kích của bộ nghịch lưu phương pháp SPWM

- Sóng mang u_p có dạng tam giác , tần số u_p càng cao thì lượng sóng hài bậc cao bị khử càng nhiều.

- Sóng điều khiển u_r mang thông tin về độ lớn trị hiệu dụng và tần số sóng hài cơ bản của điện áp ngõ ra.

Gọi m_f là chỉ số điều chế tần số: $m_f = \frac{f_{sóng\,mang}}{f_{điều\ khiển}}$

Gọi m_a là tỉ số điều chế biên độ: $m_a = \frac{V_{m-điều\ khiển}}{V_{m-sóng\,mang}}$

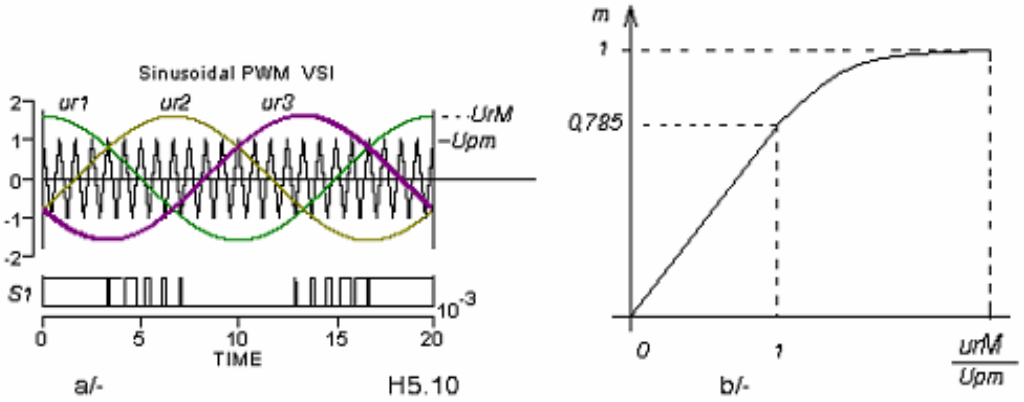
Nếu $m_a \leq 1$ (biên độ sóng sin nhỏ hơn biên độ sóng mang) thì quan hệ giữa biên độ thành phần cơ bản của áp ra và áp điều khiển là tuyến tính. Biên độ áp pha hài cơ bản của bộ nghịch lưu 3 pha là:

$$V_{t(1)m} = m_a . \frac{V}{2}$$

Nếu $m_a > 1$ (biên độ tín hiệu điều chế lớn hơn biên độ sóng mang) thì biên độ hài cơ bản điện áp ra tăng không tuyến tính theo biến m_a. Phương pháp SPWM đạt được chỉ số điều chế biên độ lớn nhất trong vùng tuyến tính khi biên độ sóng mang bằng với biên độ sóng điều chế.

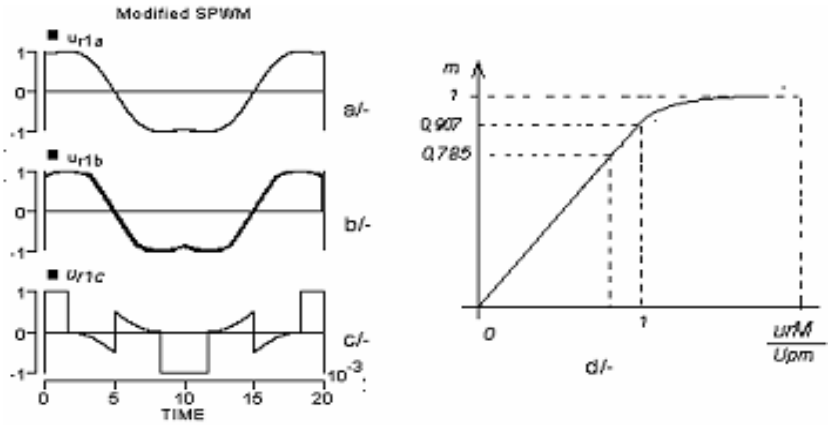
Ta có:

$$m_{SPWM_\max} = \frac{V_{(1)m}}{V_{(1)m_sixsteps}} = \frac{V/2}{\frac{2}{\pi}V} = \frac{\pi}{4} 0.785$$



Hình 1.7. Thời gian xung kích S1 và chỉ số điều chế biên độ m_a.

❖ Phương pháp điều chế độ rộng xung cải biến (Modified_ SPWM).



Hình 1.8.Thời gian sóng điều khiển và chỉ số điều chế biên độ.

Phương pháp điều chế độ rộng xung sin (SPWM) chỉ thực hiện điều khiển tuyến tính với phạm vi chỉ số điều chế là: $0 \le m \le 0.785$. Khi đó biên độ sóng hài cơ bản điện áp ra: $0 \le V_{t(1)m} \le \frac{V}{2}$.

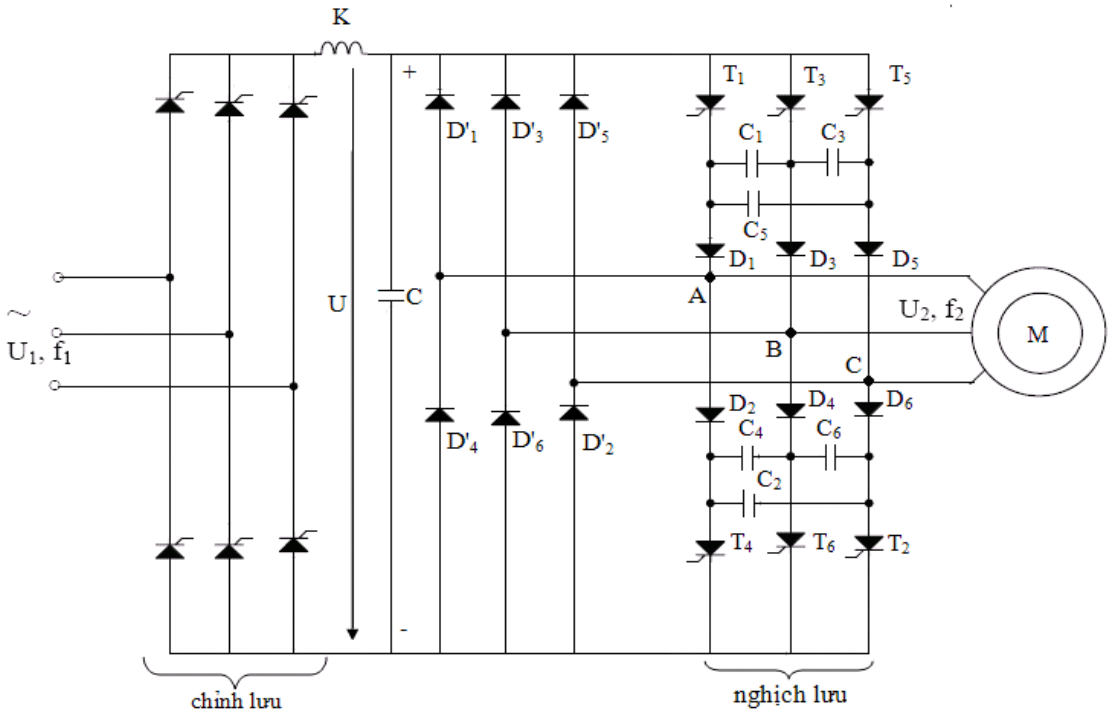
Phương pháp Modified SPWM có chỉ số m lớn hơn: $0 \le m \le 0.907$.

$$m_{SPWM_\max} = \frac{\frac{V}{\sqrt{3}}}{\frac{2V}{\pi}} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0.907$$

Nguyên lý thực hiện: Giản đồ kích đóng linh kiện dựa vào kết quả so sánh tín hiệu điều khiển và sóng mang tần số cao. Sóng điều khiển (u_{r1}, u_{r2}, u_{r3}) được tạo thành bằng cách cộng thêm phần tín hiệu sin với một thành phần sóng hài bội ba (thành phần thứ thự không). Khi tăng độ lớn sóng điều khiển để đạt chỉ số điều chế m >0.907, quan hệ điều khiển trở nên phi tuyến.

1.1.5. BBT gián tiếp ba pha nguồn áp:

- **Sơ đồ nguyên lý**:



Hình 1.9: BBT gián tiếp 3 pha nguồn áp

Nguồn điện xoay chiều 3 pha tần số f_1 qua mạch chỉnh lưu cầu trở thành điện áp 1 chiều và được san phẳng bởi cuộn kháng K, lọc bởi tụ C sẽ cấp cho mạch nghịch lưu điện áp biến đổi thành điện áp xoay chiều ba pha tần số f_2 ra ĐCKĐB. Trong mạch nghịch lưu ngoài các thyristor còn sử dụng các diode cách ly $D_1 \rightarrow D_6$ nhằm cách ly giữa các tụ điện chuyển mạch và dây quấn các pha của ĐCKĐB để chúng không tạo thành mạch cộng hưởng làm ảnh hưởng đến quá trình chuyển mạch. Tần số điện áp ra f_2 và độ lớn điện áp ra được quyết định bởi mạch nghịch lưu điện áp 3 pha cầu. Các quá trình điện từ trong mạch nghịch lưu điện áp phụ thuộc vào nhiều yếu tố như: đặc tính tải, cách đấu tải, nguồn cấp và nguyên tắc điều khiển. Phương pháp điều khiển thường dùng nhất là điều khiển góc dẫn của thyristor: $\lambda = 180^o$ và $\lambda = 120^o$.

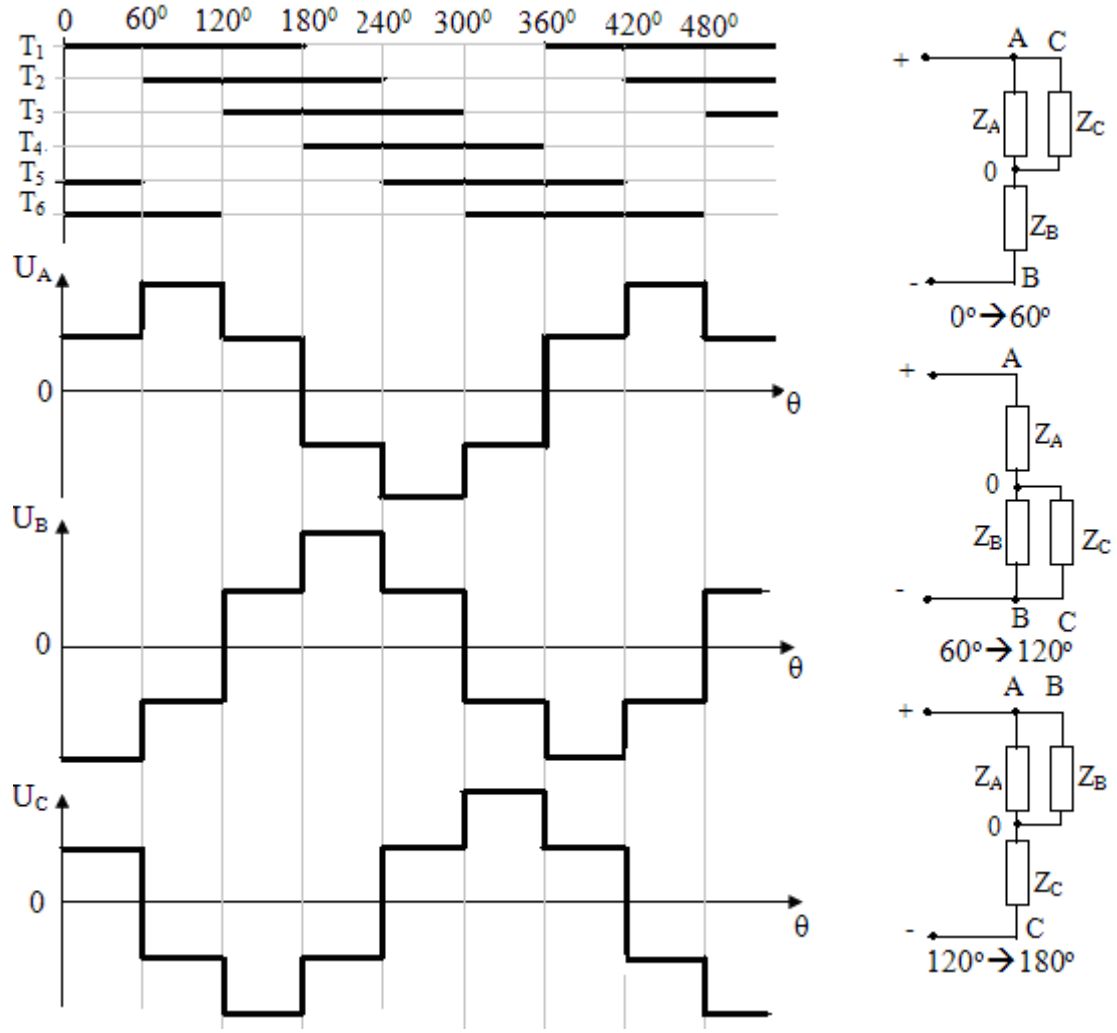
1) Trường hợp $\lambda = 180^o$

Theo biểu đồ điều khiển trên hình 10 các thyristor (các van) sẽ được mở lần lượt từ T_1 đến T_6 với góc lệch giữa 2 van là 60^o. Như vậy trong bất cứ

thời điểm nào cũng có 3 van dẫn. Để xác định dạng điện áp ra ta cần phải biết kiểu đấu dây quấn stator ĐCKĐB.

_ Kiểu đấu sao: bằng cách xác định điện áp trên tải trong từng khoảng 60^o (vì cứ 60^o lại có sự chuyển mạch). Từ đó ta có sơ đồ thay thế hình 10b. Nhìn chung sơ đồ này có dạng 1 pha mắc nối tiếp với 2 pha đấu song song nhau. Do đó:

$U_A = U_{ZA} = (1/3)U = U_C = U_{ZC}$; $U_B = U_{ZB} = (-2/3)U$



(a) **(b)**

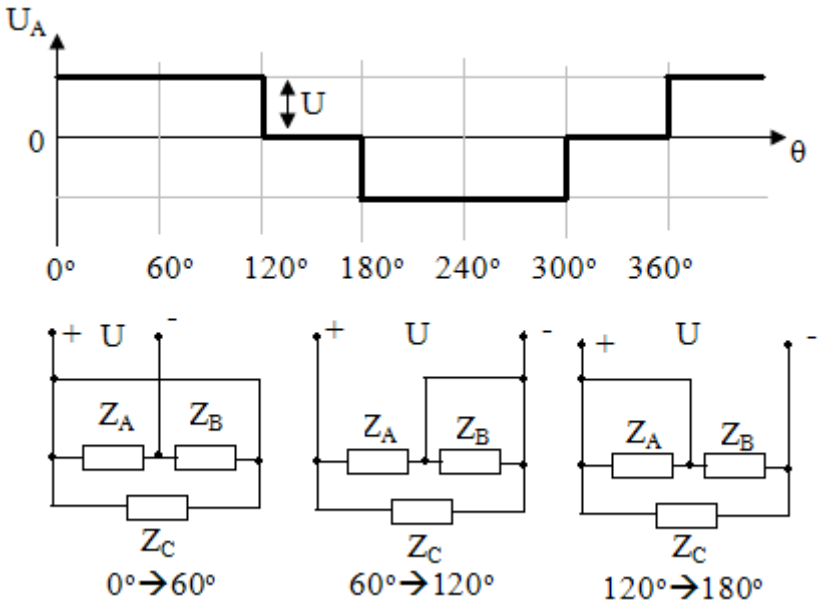
Hình 1.10: Dạng sóng điện áp ra trong trường hợp tải đấu sao, góc dẫn $\lambda = 180^o$

Theo dạng điện áp pha ta có trị hiệu dụng của nó:

$$U_{pha} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} U^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\left[2\int_0^{\pi/3}\left(\frac{U}{3}\right)^2 d\theta + \int_{\pi/3}^{2\pi/3}\left(\frac{2}{3}U\right)^2 d\theta\right]} = \frac{\sqrt{2}U}{3} \qquad (13)$$

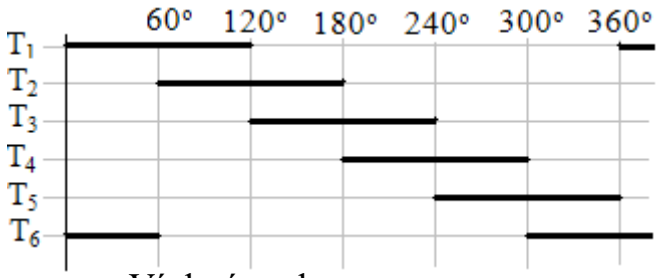
_ Kiểu đấu tam giác: vẫn bằng cách tìm sơ đồ thay thế cho từng khoảng 60^o như ở kiểu đấu sao, ta thấy rằng các pha hoặc được đấu thẳng vào nguồn hoặc bị nối ngắn mạch như hình 11. Do đó điện áp pha có dạng khác đi, dựa vào đồ thị U_A ta xác định được điện áp hiệu dụng:

$$U_{pha} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}(U)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi/3}(U)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2}{3}}U \qquad (14)$$



Hình 1.11: Sơ đồ thay thế chuyển mạch nghịch lưu áp ba pha kiểu đấu tam giác

2) Trường hợp $\lambda = 120^o$: theo biểu đồ dẫn của thyristor hình 12, mỗi thời điểm chỉ có 2 van dẫn. Để xem xét ta vẫn thực hiện như khi xét trường hợp 180^o khi động cơ đấu sao hay đấu tam giác.



Hình 1.12: Biểu đồ điều khiển thyristor với góc dẫn $\lambda = 120^o$

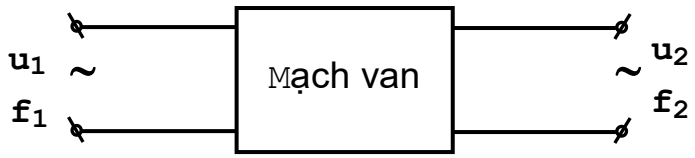
- Ví dụ ứng dụng:

ĐCKĐB 3 pha rotor lồng sóc có 2p = 4, điện áp pha định mức $U_{đm}$ = 240V, tần số định mức 50Hz, được điều khiển bằng biến tần gián tiếp nguồn áp theo quy luật U/f = const. Hãy xác định điện áp và tần số ở ngõ ra của biến tần khi động cơ làm việc với tốc độ n_o = 900 vòng/phút ; 1200 vòng/phút; 1800 vòng/phút.

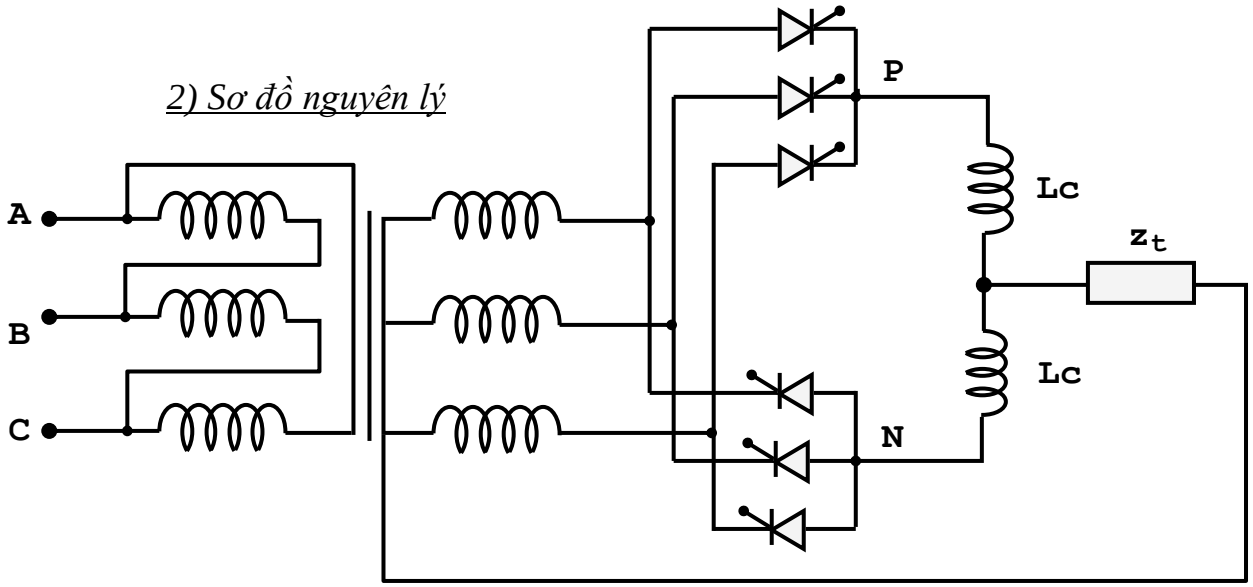
1.1.6. Biến tần trực tiếp:

Biến tần trực tiếp là bộ biến đổi tần số trực tiếp từ điện lưới xoay chiều không thông qua khâu trung gian một chiều

1) Sơ đồ khối



2) Sơ đồ nguyên lý



Sơ đồ hình tia

- Các nhóm van P,N có thể đc điều khiển chung hoặc riêng. Khi điều khiển riêng thì không cần cuộc kháng cân bằng L_{cb}. Khi điều khiển thì cuộc kháng cân bằng dùng để hạn chế dòng điện do sợ xuất hiện của dòng điện áp tức thời lúc đóng nhóm này mở nhóm kia.

- Nhóm van P tạo nửa chu kì dương của điện áp tải, nhóm van N tạo nửa chu kì âm của điện áp tải.

- Thời điểm phát xung mở cho các thyristor trong mỗi nhóm phải phân bố sao cho điện áp trên tải là phần hình sin nhất và giá trị trung bình của điện áp đầu ra luôn thích ứng với giá trị tức thời của điện áp mong muốn (u = $U_m$sinw_2t).

1.1.7. Bộ biến tần 2 bậc:

Thông số bộ biến tần: Ngõ vào chỉnh lưu cầu 3 pha diode. Diode lý tưởng. Nguồn ac 3f 380V, 50Hz. Tụ lọc dc chọn khá lớn làm điện áp tụ phẳng. Bộ nghịch lưu 3 pha, linh kiện IGBT lý tưởng. Tải 3f dối xứng gồm RL mắc nối tiếp mỗi pha; R=5 Ω , L=20mH.

1. Xác định điện áp DC trên tụ lọc.:

Gọi U_m = 380 V là điện áp dây thứ cấp máy biến áp. Điện áp DC trên tụ lọc (với bộ chỉnh lưu dùng Diode lý tưởng) được tính theo công thức sau:

$$V_d = \frac{U_m.3\sqrt{2}}{\pi} = \frac{380.3\sqrt{2}}{\pi} = 513.44\ (V) \approx 513(V).$$

2. Biên độ điện áp hài cơ bản cực đại có thể cung cấp cho tải ở chế độ tuyến tính $0 \le m \le 0.785$

$$U_{(1)m} = m_a.\frac{2}{\pi}V_d = 0.785\frac{2}{3.14}513 = 256.5(V)$$

3. Điện áp pha tải cực đại ở chế độ quá điều chế.

Ở chế độ quá điều chế thì biên độ hài cơ bản điện áp ra tăng không tuyến tính theo biến m_a là chỉ số điều chế. Với m_a trong bộ nghịch lưu ba pha hai bậc:

$$m_a = \frac{V_{(1)m}}{\frac{2}{\pi}Vd}$$

Các thành phần sóng hài bậc cao được giảm đến cực tiểu, và giá trị điện áp tải cực đại ở chế độ quá điều chế được tính khi cho m_a bằng 1. Suy ra:

$$U_{(1)m} = m_a.\frac{2}{\pi}V_d = 1\frac{2}{3.14}513 = 326.75(V)$$

Kỹ thuật điều rộng xung (PWM), sử dụng sóng mang tam giác tần số

5khz, biên độ sóng mang trong phạm vi (0,1). Khảo sát quá trình quá độ để xác lập dòng điện 3 pha trong các trường hợp sau:

- **Kỹ thuật sin. Biên độ hài cơ bản áp pha tải bằng 160V, tần số 40hz.**

$$V_{t1} = 160\cos(80\pi t)(V)$$

$$V_{t2} = 160\cos(80\pi t - \frac{2\pi}{3})(V)$$

$$V_{t3} = 160\cos(80\pi t - \frac{4\pi}{3})(V)$$

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 513 - 160 = 353(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 160(V)$$

$$V_{0\min} \le V_0 \le V_{0\max}$$

Chọn điện áp common mode $V_0 = 250(V)$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 160 + 250 = 410(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -80 + 250 = 170(V)$$

$$V_{30} = V_{t3} + V_0 = -80 + 250 = 170(V)$$

Sóng mang trong phạm vi [0;1] nên điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{V_{10}}{V_d} = \frac{410}{513} = 0.799(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{170}{513} = 0.331(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{170}{513} = 0.331(V)$$

Tổng trở tải:

$$Z = \sqrt{R^2 + X_L{}^2} = \sqrt{5^2 + (2\pi.40.20.10^{-3})^2} = 7.088(\Omega)$$

Góc lệch pha:

$$\varphi = arctg\left(\frac{X_L}{R}\right) = arctg\left(\frac{2.\pi.40.20.10^{-3}}{5}\right) = 45.14^0$$

➔ $\dot{Z} = 7.088\angle 45.14^0(\Omega)$

Dòng điện 3 pha qua tải :

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{V_{t1}}{\dot{Z}} = \frac{160\cos(80\pi t)}{7.088\angle 45.14^0} = 22.6\cos(80\pi t - 45.14^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{160\cos(80\pi t - \frac{2\pi}{3})}{7.088\angle 45.14^0} = 22.6\cos(80\pi t - 165.14^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{160\cos(80\pi t - \frac{4\pi}{3})}{7.088\angle 45.14^0} = 22.6\cos(80\pi t - 285.14^0)(A)$$

- **Kỹ thuật sóng mang với hàm common mode trung bình (medium common mode), tần số ra 30hz; chỉ số điều chế m = 0.4; m = 0.866; m = 1.**

a. m = 0.4.

Chỉ số điều chế:

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.4 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.4\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{0.4}{1.732}513 = 118.476(V)$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 118.476(V).

Giá trị điện áp các pha tải là:

$V_{t1} = 118.476\cos(60\pi t) = 118.476\cos(\theta) = 118.476(V)$ (với $\theta = 60\pi t = 0^0$)

$$V_{t2} = 118.476\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V) = -59.238(V)$$

$$V_{t3} = 118.476\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V) = -59.238(V)$$

Tìm điện áp common mode:

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 513 - 118.476 = 394.524(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 59.238(V)$$

Điện áp common mode trung bình:

$$V_0 = \frac{(V_{0\max} + V_{0\min})}{2} = \frac{394.524 + 59.238}{2} = 226.881(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 118.476 + 226.881 = 345.357(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = 118.476\cos(-\frac{2\pi}{3}) + 226.881 = 167.643(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = 118.476\cos(-\frac{4\pi}{3}) + 226.881 = 167.643(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{V_{10}}{V_d} = \frac{345.357}{513} = 0.673(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{167.643}{513} = 0.327(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{167.643}{513} = 0.327(V)$$

Trở kháng cuộn dây:

Tổng trở tải: $Z = \sqrt{R^2 + X_L{}^2} = \sqrt{5^2 + (2\pi.30.20.10^{-3})^2} = 6.26(\Omega)$

Góc lệch pha: $\varphi = arctg\left(\frac{X_L}{R}\right) = arctg\left(\frac{2.\pi.30.20.10^{-3}}{5}\right) = 37^0$

➔ $\dot{Z} = 6.26\angle 37^0(\Omega)$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{118.476\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 18.92\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{118.476\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 18.92\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{118.476\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 18.92\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

b. m=0.866

+ Chỉ số điều chế :

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.866 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.866\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{513}{1.732}0.866 = 256.5(V).$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 256.5 (V).

+ Giá trị điện áp các pha tải là :

$V_{t1} = 256.5\cos(\theta)(V)$ (với $\theta = 60\pi t$)

$V_{t2} = 256.5\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V)$

$$V_{t3} = 256.5\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V)$$

➔ Khi $\theta = 0^0$ ta có: $V_{t1} = 256.5\cos(0)(V) = 256.5(V)$

$$V_{t2} = 256.5\cos(0 - \frac{2\pi}{3})(V) = -128.25\ (V)$$

$$V_{t3} = 256.5\cos(0 - \frac{4\pi}{3})(V) = -128.25(V)$$

+ Điện áp common mode:

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 513 - 256.5 = 256.5(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 128.25(V)$$

$$V_0 = \frac{(V_{0\max} + V_{0\min})}{2} = \frac{256.5 + 128.25}{2} = 192.375(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 256.5 + 192.375 = 448.875(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -128.25 + 192.375 = 64.125(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -128.25 + 192.375 = 64.125(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{V_{10}}{V_d} = \frac{448.875}{513} = 0.875(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{64.125}{513} = 0.125(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{64.125}{513} = 0.125(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{256.5\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 41\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{256.5\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 41\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{256.5\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{7.088\angle 45.14^0} = 41\cos(60\pi t - 285.14^0)(A)$$

c. m=1

Chỉ số điều chế :

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 1 \Rightarrow U_{(1)m} = \frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{513}{1.732} = 296.19(V).$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 296.19 (V).

Giá trị điện áp các pha tải là :

$$V_{t1} = 296.19\cos(\theta)(V) = 296.19(V) \qquad (\text{với } \theta = 0^0)$$

$$V_{t2} = 296.19\cos(-\frac{2\pi}{3})(V) = -148.095(V)$$

$$V_{t3} = 296.19\cos(-\frac{4\pi}{3})(V) = -148.095(V)$$

Tìm điện áp common mode:

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 513 - 296.19 = 216.81(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 148.095(V)$$

Điện áp common mode trung bình:

$$V_0 = \frac{(V_{0\max} + V_{0\min})}{2} = \frac{216.81 + 148.095}{2} = 182.45(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 296.19 + 182.45 = 478.64(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -148.095 + 182.45 = 34.355(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -148.095 + 182.45 = 34.355(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{V_{10}}{V_d} = \frac{478.64}{513} = 0.933(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{34.355}{513} = 0.67(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{34.355}{513} = 0.067(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{296.19\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 47.31\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{296.19\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 47.31\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{296.19\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 47.31\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

- **Kỹ thuật sóng mang với hàm common mode nhỏ nhất (minimum common mode), tần số áp ra 30Hz; Chỉ số điều chế m=0.4; m=0.866; m=1. Thực hiện phân tích Fourier sóng hài và đánh giá THD áp tải.**

a. m = 0.4.

Chỉ số điều chế:

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.4 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.4\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{0.4}{1.732}513 = 118.476(V)$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 118.476 (V).

Giá trị điện áp các pha tải là:

$$V_{t1} = 118.476\cos(60\pi t) = 118.476\cos(\theta)$$

$$V_{t2} = 118.476\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V)$$

$$V_{t3} = 118.476\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V)$$

➔ Tại $\theta = 0^0$, ta có:

$$V_{t1} = 118.476(V)$$

$$V_{t2} = \text{-}59.238(V)$$

$$V_{t3} = \text{-}59.238(V)$$

Tính V_{0max} và V_{0min}:

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 513 - 118.476 = 394.524(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 59.238(V)$$

Điện áp common mode nhỏ nhất:

$$V_0 = V_{0\min} = 59.238(V)$$

➔ $$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 118.476\cos(\theta) + 59.238(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = 118.476\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + 59.238(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = 118.476\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) + 59.238(V)$$

Điện áp điều khiển ($\theta = 0^0$):

$$V_{đk1} = \frac{V_{10}}{V_d} = \frac{118.476\cos(\theta) + 59.238}{513} = 0.346(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{118.476\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + 59.238}{513} = 0(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{118.476\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + 59.238}{513} = 0(V)$$

➔ Tại $\theta = 0^0$, ta có: $V_{đk1} = \frac{118.476\cos(0) + 59.238}{513} = 0.346(V)$

$$V_{đk2} = \frac{118.476\cos(0 - \frac{2\pi}{3}) + 59.238}{513} = 0(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{118.476\cos(0 - \frac{2\pi}{3}) + 59.238}{513} = 0(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{118.476\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 18.92\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{118.476\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 18.92\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{118.476\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 18.92\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

b. m=0.866

+ Chỉ số điều chế :

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.866 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.866\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{513}{1.732}0.866 = 256.5(V).$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 256.5 (V).

+ Giá trị điện áp các pha tải là :

$V_{t1} = 256.5\cos(\theta)(V)$ (với $\theta = 60\pi t$)

$$V_{t2} = 256.5\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V)$$

$$V_{t3} = 256.5\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V)$$

➔ Khi $\theta = 0^0$ ta có: $V_{t1} = 256.5\cos(0)(V) = 256.5(V)$

$$V_{t2} = 256.5\cos(0 - \frac{2\pi}{3})(V) = -128.25\ (V)$$

$$V_{t3} = 256.5\cos(0 - \frac{4\pi}{3})(V) = -128.25(V)$$

+ Điện áp common mode:

$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 513 - 256.5 = 256.5(V)$

$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 128.25(V)$

Chọn $V_0 = V_{0\min}$=128.25 (V), ta có:

$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 256.5 + 128.25 = 384.75(V)$

$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -128.25 + 128.25 = 0(V)$

$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -128.25 + 128.25 = 0(V)$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{V_{10}}{V_d} = \frac{384.75}{513} = 0.75(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{0}{513} = 0(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{0}{513} = 0(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{256.5\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 41\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{256.5\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 41\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{256.5\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 41\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

c. m=1

Chỉ số điều chế :

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 1 \Rightarrow U_{(1)m} = \frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{513}{1.732} = 296.19(V).$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 296.19 (V).

Giá trị điện áp các pha tải là :

$V_{t1} = 296.19\cos(\theta)(V) = 296.19(V)$ (với $\theta = 0^0$)

$$V_{t2} = 296.19\cos(-\frac{2\pi}{3})(V) = -148.095(V)$$

$$V_{t3} = 296.19\cos(-\frac{4\pi}{3})(V) = -148.095(V)$$

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 513 - 296.19 = 216.81(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 148.095(V)$$

Chọn $V_0 = V_{0\min} = 148.095$ (V), ta được:

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 296.19 + 148.095 = 444.285(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -148.095 + 148.095 = 0(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -148.095 + 148.095 = 0(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{V_{10}}{V_d} = \frac{444.285}{513} = 0.866(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{0}{513} = 0(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{0}{513} = 0(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{296.19\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 47.31\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{296.19\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 47.31\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{296.19\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 47.31\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

- **Kỹ thuật sóng mang với hàm offset cực trị lớn nhất (V_{0max}), tần số áp ra 30Hz; Chỉ số điều chế m=0.4; m=0.866; m=1. Thực hiện phân tích Fourier sóng hài và đánh giá THD áp tải.**

a. m = 0.4.

Chỉ số điều chế:

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.4 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.4\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{0.4}{1.732}513 = 118.476(V)$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 118.476 (V).

Giá trị điện áp các pha tải là:

$$V_{t1} = 118.476\cos(60\pi t) = 118.476\cos(\theta)$$

$$V_{t2} = 118.476\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V)$$

$$V_{t3} = 118.476\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V)$$

➔ Tại $\theta = 0^0$, ta có:

$$V_{t1} = 118.476(V)$$

$$V_{t2} = \text{-}59.238(V)$$

$$V_{t3} = \text{-}59.238(V)$$

Tính V_{0max} và V_{0min}:

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 513 - 118.476 = 394.524(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 59.238(V)$$

Chọn $V_0 = V_{0\max} = 394.524(V)$, ta có:

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 118.476 + 394.524 = 513(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -59.238 + 394.524 = 335.285(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -59.238 + 394.524 = 335.285(V)$$

Điện áp điều khiển ($\theta = 0^0$):

$$V_{đk1} = \frac{V_{10}}{V_d} = \frac{513}{513} = 1(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{335.285}{513} = 0.654(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{335.285}{513} = 0.654(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{118.476\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 18.92\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{118.476\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 18.92\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{118.476\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 18.92\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

b. m=0.866

+ Chỉ số điều chế :

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.866 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.866\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{513}{1.732}0.866 = 256.5(V).$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 256.5 (V).

+ Giá trị điện áp các pha tải là :

$V_{t1} = 256.5\cos(\theta)(V)$ (với $\theta = 60\pi t$)

$$V_{t2} = 256.5\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V)$$

$$V_{t3} = 256.5\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V)$$

➔ Khi $\theta = 0^0$ ta có: $V_{t1} = 256.5\cos(0)(V) = 256.5(V)$

$$V_{t2} = 256.5\cos(0 - \frac{2\pi}{3})(V) = -128.25\ (V)$$

$$V_{t3} = 256.5\cos(0 - \frac{4\pi}{3})(V) = -128.25(V)$$

+ Điện áp common mode:

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 513 - 256.5 = 256.5(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 128.25(V)$$

Chọn $V_0 = V_{0max}$=256.5 (V), ta có:

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 256.5 + 256.5 = 513(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -128.25 + 256.5 = 128.25(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -128.25 + 256.5 = 128.25(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{V_{10}}{V_d} = \frac{513}{513} = 1(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{128.25}{513} = 0.25(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{128.25}{513} = 0.25(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{256.5\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 41\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{256.5\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 41\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{256.5\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 41\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

c. m=1

Chỉ số điều chế :

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 1 \Rightarrow U_{(1)m} = \frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{513}{1.732} = 296.19(V).$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 296.19 (V).

Giá trị điện áp các pha tải là :

$V_{t1} = 296.19\cos(\theta)(V) = 296.19(V)$ (với $\theta = 0^0$)

$$V_{t2} = 296.19\cos(-\frac{2\pi}{3})(V) = -148.095(V)$$

$$V_{t3} = 296.19\cos(-\frac{4\pi}{3})(V) = -148.095(V)$$

$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 513 - 296.19 = 216.81(V)$

$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 148.095(V)$

Chọn $V_0 = V_{0max} = 216.81$ (V), ta được:

$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 296.19 + 216.81 = 513(V)$

$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -148.095 + 216.81 = 68.715(V)$

$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -148.095 + 216.81 = 68.715(V)$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{V_{10}}{V_d} = \frac{513}{513} = 1(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{68.715}{513} = 0.134(V)$$

$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{68.715}{513} = 0.134(V)$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{296.19\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 47.31\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{296.19\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 47.31\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{296.19\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 47.31\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

1.1.8 bộ biến tần 3 bậc npc

Thông số bộ biến tần: Điện áp 2 tụ nguồn dc bằng nhau và bằng $\frac{V_d}{2} = 240V$ mỗi nguồn. Bộ nghịch lưu 3 pha, linh kiện IGBT lý tưởng. Tải 3f dối xứng gồm RL mắc nối tiếp mỗi pha; R=5 Ω, L=20mH.

Kỹ thuật điều rộng xung (PWM), sử dụng sóng mang tam giác, tần số 5kHz, biên độ sóng mang trong phạm vi (0,1) và (1,2).

- **Xác định biên độ hài cơ bản lớn nhất của điện áp pha tải trong phạm vi tuyến tính và vùng quá điều chế.**

a. Trong phạm vi tuyến tính $0 \le m \le 0.785$:

$$V = m\frac{2V_d}{\pi} = 0.785\frac{2.480}{3.14} = 240\,(V)$$

b. Trong vùng quá điều chế:

$$V_{6-step} = \frac{2V_d}{\pi} = \frac{2.480}{3.14} = 306(V)$$

- **Kỹ thuật sin. Biên độ hài cơ bản áp pha tải bằng 160V, tần số 40Hz.**

Ta có:

$$V_{t1} = 160\cos(80\pi t)\,(V)$$

$$V_{t2} = 160\cos(80\pi t - \frac{2\pi}{3})\,(V)$$

$$V_{t3} = 160\cos(80\pi t - \frac{4\pi}{3})\,(V)$$

* Tại $80\pi t = 0^0$:

$$V_{t1} = 160\cos(0)\,(V) = 160\,(V)$$

$$V_{t2} = 160\cos(-\frac{2\pi}{3})\,(V) = -80\,(V)$$

$$V_{t3} = 160\cos(-\frac{4\pi}{3})\,(V) = -80\,(V)$$

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 480 - 160 = 320(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 80\,(V)$$

$$V_{0\min} \le V_0 \le V_{0\max}$$

Chọn điện áp common mode $V_0 = 240\,(V)$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 160 + 240 = 400\,(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -80 + 240 = 160\,(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -80 + 240 = 160\,(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{2V_{10}}{V_d} = \frac{2 \times 400}{480} = 1.667(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{2V_{20}}{V_d} = \frac{2 \times 160}{480} = 0.667(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{2V_{30}}{V_d} = \frac{2 \times 160}{480} = 0.667(V)$$

Tổng trở tải: $Z = \sqrt{R^2 + X_L{}^2} = \sqrt{5^2 + (2\pi.40.20.10^{-3})^2} = 7.088(\Omega)$

Góc lệch pha: $\varphi = arctg\left(\frac{X_L}{R}\right) = arctg\left(\frac{2.\pi.40.20.10^{-3}}{5}\right) = 45.14^0$

➔ $\dot{Z} = 7.088\angle 45.14^0(\Omega)$

Dòng điện 3 pha qua tải :

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{160\cos(80\pi t)}{7.088\angle 45.14^0} = 22.6\cos(80\pi t - 45.14^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{160\cos(80\pi t - \frac{2\pi}{3})}{7.088\angle 45.14^0} = 22.6\cos(80\pi t - 165.14^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{160\cos(80\pi t - \frac{4\pi}{3})}{7.088\angle 45.14^0} = 22.6\cos(80\pi t - 285.14^0)(A)$$

- **Kỹ thuật sóng mang với hàm common mode trung bình (medium common mode), tần số ra 30Hz; Chỉ số điều chế m=0.2;m=0.6; m=0.866; m=1.**

a. m = 0.2.

Chỉ số điều chế:

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.2 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.2\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{0.2}{1.732}480 = 55.43(V)$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 55.43(V).

Giá trị điện áp các pha tải là:

$V_{t1} = 55.43\cos(60\pi t) = 55.43\cos(\theta) = 55.43(V)$ (với $\theta = 60\pi t = 0^0$)

$$V_{t2} = 55.43\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V) = -27.715(V)$$

$$V_{t3} = 55.43\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V) = -27.715(V)$$

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 480 - 55.43 = 424.57(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 27.715(V)$$

Điện áp common mode trung bình:

$$V_0 = \frac{(V_{0\max} + V_{0\min})}{2} = \frac{424.57 + 27.715}{2} = 226.143(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 55.43 + 226.143 = 281.573(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -27.715 + 226.143 = 198.428(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -27.715 + 226.143 = 198.428(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{2V_{10}}{V_d} = \frac{2 \times 281.573}{480} = 1.173(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{2 \times 198.428}{480} = 0.827(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{2 \times 198.428}{480} = 0.827(V)$$

Tổng trở tải: $Z = \sqrt{R^2 + X_L{}^2} = \sqrt{5^2 + (2\pi.30.20.10^{-3})^2} = 6.26(\Omega)$

Góc lệch pha: $\varphi = arctg\left(\frac{X_L}{R}\right) = arctg\left(\frac{2.\pi.30.20.10^{-3}}{5}\right) = 37^0$

➔ $\dot{Z} = 6.26\angle 37^0(\Omega)$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{55.43\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 8.85\cos(60\pi t - 45.14^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{55.43\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 8.85\cos(60\pi t - 165.14^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{55.43\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 8.85\cos(60\pi t - 285.14^0)(A)$$

b. m = 0.6.

Chỉ số điều chế:

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.6 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.6\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{0.6}{1.732}480 = 166.282(V)$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 166.282(V).

Giá trị điện áp các pha tải là:

$$V_{t1} = 166.282\cos(60\pi t) = 166.282\cos(\theta)(V)$$

$$V_{t2} = 166.282\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V)$$

$$V_{t3} = 166.282\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V)$$

Tại $\theta = 0^0$ ta có:

$$V_{t1} = 166.282\cos(\theta) = 166.282(V)$$

$$V_{t2} = 166.282\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) = -83.141(V)$$

$$V_{t3} = 166.282\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V) = -83.141(V)$$

Điện áp common mode:

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 480 - 166.282 = 313.718(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 83.141(V)$$

Điện áp common mode trung bình:

$$V_0 = \frac{(V_{0\max} + V_{0\min})}{2} = \frac{313.718 + 83.141}{2} = 198.43(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 166.282 + 198.43 = 364.712(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -83.141 + 198.43 = 115.289(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -83.141 + 198.43 = 115.289(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{2V_{10}}{V_d} = \frac{2 \times 364.712}{480} = 1.52(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{2 \times 115.289}{480} = 0.48(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{2 \times 115.289}{480} = 0.48(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{166.282\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 26.56\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{166.282\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 26.56\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{166.282\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 26.56\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

c. m=0.866

+ Chỉ số điều chế :

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.866 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.866\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{480}{1.732}0.866 = 240(V).$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 240 (V).

+ Giá trị điện áp các pha tải là :

$V_{t1} = 240\cos(\theta)(V)$ (với $\theta = 60\pi t$)

$$V_{t2} = 240\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V)$$

$$V_{t3} = 240\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V)$$

➔ Khi $\theta = 0^0$ ta có: $V_{t1} = 240\cos(0)(V) = 240(V)$

$$V_{t2} = 240\cos(0 - \frac{2\pi}{3})(V) = -120\ (V)$$

$$V_{t3} = 240\cos(0 - \frac{4\pi}{3})(V) = -120(V)$$

Tìm điện áp common mode:

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 480 - 240 = 240(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 120(V)$$

Điện áp common mode trung bình:

$$V_0 = \frac{(V_{0\max} + V_{0\min})}{2} = \frac{240 + 120}{2} = 180(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 240 + 180 = 420(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -120 + 180 = 60(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -120 + 180 = 60(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{2V_{10}}{V_d} = \frac{2 \times 420}{480} = 1.75(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{2V_{20}}{V_d} = \frac{2 \times 60}{480} = 0.25(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{2V_{30}}{V_d} = \frac{2 \times 60}{480} = 0.25(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{240\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 38.33\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{240\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 38.33\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{240\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 38.33\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

c. m=1

Chỉ số điều chế :

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 1 \Rightarrow U_{(1)m} = \frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{480}{1.732} = 277.136(V).$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 277.136 (V).

Giá trị điện áp các pha tải là :

$$V_{t1} = 277.136\cos(\theta)(V)$$

$$V_{t2} = 277.136\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V)$$

$$V_{t3} = 277.136\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V)$$

Khi $\theta = 0^0$ ta có:

$$V_{t1} = 277.136\cos(0)(V) = 277.136(V)$$

$$V_{t2} = 277.136\cos(0 - \frac{2\pi}{3}) = -138.568(V)$$

$$V_{t3} = 277.136\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V) = -138.568$$

Tìm điện áp common mode:

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 480 - 277.136 = 202.864(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 138.568(V)$$

Điện áp common mode trung bình:

$$V_0 = \frac{(V_{0\max} + V_{0\min})}{2} = \frac{202.864 + 138.568}{2} = 179.716(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 277.136 + 179.716 = 456.852(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -138.568 + 179.716 = 41.148(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -138.586 + 179.716 = 41.148(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{2V_{10}}{V_d} = \frac{2 \times 456.852}{480} = 1.9(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{2V_{20}}{V_d} = \frac{2 \times 41.148}{480} = 0.171(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{2V_{30}}{V_d} = \frac{2 \times 41.148}{480} = 0.171(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{277.136\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 44.27\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{277.136\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 44.27\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{277.136\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 44.27\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

- **Kỹ thuật sóng mang với hàm common mode nhỏ nhất (minimum common mode) , tần số áp ra 30Hz; Chỉ số điều chế m=0.2;m=0.6; m=0.866; m=1. Thực hiện phân tích Fourier sóng hài và**

đánh giá THD áp tải.

a. m = 0.2.

Chỉ số điều chế:

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.2 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.2\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{0.2}{1.732}480 = 55.43(V)$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 55.43(V).

Giá trị điện áp các pha tải là:

$V_{t1} = 55.43\cos(60\pi t) = 55.43\cos(\theta) = 55.43(V)$ (với $\theta = 60\pi t = 0^0$)

$$V_{t2} = 55.43\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V) = -27.715(V)$$

$$V_{t3} = 55.43\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V) = -27.715(V)$$

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 480 - 55.43 = 424.57(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 27.715(V)$$

Điện áp common mode nhỏ nhất:

$$V_0 = V_{0\min} = 27.715(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 55.43 + 27.715 = 83.145(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -27.715 + 27.715 = 0(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -27.715 + 27.715 = 0(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{2V_{10}}{V_d} = \frac{2 \times 83.145}{480} = 0.346(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{2 \times 0}{480} = 0(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{2 \times 0}{480} = 0(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{55.43\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 8.85\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{55.43\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 8.85\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{55.43\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 8.85\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

b. m = 0.6.

Chỉ số điều chế:

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.6 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.6\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{0.6}{1.732}480 = 166.282(V)$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 166.282(V).

Giá trị điện áp các pha tải là:

$$V_{t1} = 166.282\cos(60\pi t) = 166.282\cos(\theta)(V)$$

$$V_{t2} = 166.282\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V)$$

$$V_{t3} = 166.282\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V)$$

Tại $\theta = 0^0$ ta có:

$$V_{t1} = 166.282\cos(\theta) = 166.282(V)$$

$$V_{t2} = 166.282\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) = -83.141(V)$$

$$V_{t3} = 166.282\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V) = -83.141(V)$$

Tìm điện áp common mode:

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 480 - 166.282 = 313.718(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 83.141(V)$$

Điện áp common mode nhỏ nhất:

$$V_0 = V_{0\min} = 83.141(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 166.282 + 83.141 = 249.423(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -83.141 + 83.141 = 0(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -83.141 + 83.141 = 0(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{2V_{10}}{V_d} = \frac{2 \times 249.423}{480} = 1.039(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{2 \times 0}{480} = 0(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{2 \times 0}{480} = 0(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{166.282\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 26.56\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{166.282\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 25.56\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{166.282\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 25.56\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

c. m=0.866

+ Chỉ số điều chế :

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.866 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.866\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{480}{1.732}0.866 = 240(V).$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 240 (V).

+ Giá trị điện áp các pha tải là :

$V_{t1} = 240\cos(\theta)(V)$ (với $\theta = 60\pi t$)

$$V_{t2} = 240\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V)$$

$$V_{t3} = 240\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V)$$

➔ Khi $\theta = 0^0$ ta có: $V_{t1} = 240\cos(0)(V) = 240(V)$

$$V_{t2} = 240\cos(0 - \frac{2\pi}{3})(V) = -120\ (V)$$

$$V_{t3} = 240\cos(0 - \frac{4\pi}{3})(V) = -120(V)$$

Tìm điện áp common mode:

$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 480 - 240 = 240(V)$

$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 120(V)$

Điện áp common mode nhỏ nhất:

$$V_0 = V_{0\min} = 120(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 240 + 120 = 360(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -120 + 120 = 0(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -120 + 120 = 0(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{2V_{10}}{V_d} = \frac{2 \times 360}{480} = 1.5(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{2V_{20}}{V_d} = \frac{2 \times 0}{480} = 0(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{2V_{30}}{V_d} = \frac{2 \times 0}{480} = 0(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{240\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 38.33\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{240\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 38.33\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{240\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 38.33\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

c. m=1

Chỉ số điều chế :

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 1 \Rightarrow U_{(1)m} = \frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{480}{1.732} = 277.136(V).$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 277.136 (V).

Giá trị điện áp các pha tải là :

$$V_{t1} = 277.136\cos(\theta)(V)$$

$$V_{t2} = 277.136\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V)$$

$$V_{t3} = 277.136\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V)$$

Khi $\theta = 0^0$ ta có:

$$V_{t1} = 277.136\cos(0)(V) = 277.136(V)$$

$$V_{t2} = 277.136\cos(0 - \frac{2\pi}{3}) = -138.568(V)$$

$$V_{t3} = 277.136\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V) = -138.568$$

Tìm điện áp common mode:

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 480 - 277.136 = 202.864(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 138.568(V)$$

Điện áp common mode nhỏ nhất:

$$V_0 = V_{0\min} = 138.568(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 277.136 + 138.568 = 415.704(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -138.568 + 138.568 = 0(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -138.586 + 138.568 = 0(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{2V_{10}}{V_d} = \frac{2 \times 415.704}{480} = 1.732(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{2V_{20}}{V_d} = \frac{2 \times 0}{480} = 0(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{2V_{30}}{V_d} = \frac{2 \times 0}{480} = 0(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{277.136\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 44.27\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{277.136\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 44.27\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{277.136\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 344.27\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

- **Kỹ thuật sóng mang với hàm offset cực trị lớn nhất (v0MAX)) , tần số áp ra 30Hz; Chỉ số điều chế m=0.2;m=0.6; m=0.866; m=1.**

a. m = 0.2.

Chỉ số điều chế:

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.2 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.2\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{0.2}{1.732}480 = 55.43(V)$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 55.43(V).

Giá trị điện áp các pha tải là:

$V_{t1} = 55.43\cos(60\pi t) = 55.43\cos(\theta) = 55.43(V)$ (với $\theta = 60\pi t = 0^0$)

$$V_{t2} = 55.43\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V) = -27.715(V)$$

$$V_{t3} = 55.43\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V) = -27.715(V)$$

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 480 - 55.43 = 424.57(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 27.715(V)$$

Điện áp common mode lớn nhất:

$$V_0 = V_{0\max} = 424.57(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 55.43 + 424.57 = 480(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -27.715 + 424.57 = 396.855(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -27.715 + 424.57 = 396.855(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{2V_{10}}{V_d} = \frac{2 \times 480}{480} = 2(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{2 \times 396.855}{480} = 1.654(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{2 \times 396.855}{480} = 1.654(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{55.43\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 8.85\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{55.43\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 8.85\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{55.43\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 8.85\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

b. m = 0.6.

Chỉ số điều chế:

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.6 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.6\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{0.6}{1.732}480 = 166.282(V)$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 166.282(V).

Giá trị điện áp các pha tải là:

$$V_{t1} = 166.282\cos(60\pi t) = 166.282\cos(\theta)(V)$$

$$V_{t2} = 166.282\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V)$$

$$V_{t3} = 166.282\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V)$$

Tại $\theta = 0^0$ ta có:

$$V_{t1} = 166.282\cos(\theta) = 166.282(V)$$

$$V_{t2} = 166.282\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) = -83.141(V)$$

$$V_{t3} = 166.282\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V) = -83.141(V)$$

Tìm điện áp common mode:

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 480 - 166.282 = 313.718(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 83.141(V)$$

Điện áp common mode lớn nhất:

$$V_0 = V_{0\max} = 313.718(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 166.282 + 313.718 = 480(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -83.141 + 313.718 = 230.577(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -83.141 + 313.718 = 230.577(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{2V_{10}}{V_d} = \frac{2 \times 480}{480} = 2(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{V_{20}}{V_d} = \frac{2 \times 230.577}{480} = 0.961(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{V_{30}}{V_d} = \frac{2 \times 230.577}{480} = 0.961(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{166.282\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 26.56\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{166.282\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 26.56\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{166.282\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 26.56\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

c. m=0.866

+ Chỉ số điều chế:

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 0.866 \Rightarrow U_{(1)m} = 0.866\frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{480}{1.732}0.866 = 240(V).$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 240 (V).

+ Giá trị điện áp các pha tải là :

$V_{t1} = 240\cos(\theta)(V)$ (với $\theta = 60\pi t$)

$V_{t2} = 240\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V)$

$V_{t3} = 240\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V)$

➔ Khi $\theta = 0^0$ ta có: $V_{t1} = 240\cos(0)(V) = 240(V)$

$V_{t2} = 240\cos(0 - \frac{2\pi}{3})(V) = -120\ (V)$

$V_{t3} = 240\cos(0 - \frac{4\pi}{3})(V) = -120(V)$

Tìm điện áp common mode:

$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 480 - 240 = 240(V)$

$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 120(V)$

Điện áp common mode nhỏ nhất:

$$V_0 = V_{0\max} = 120(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 240 + 240 = 480(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -120 + 240 = 120(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -120 + 240 = 120(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{2V_{10}}{V_d} = \frac{2 \times 480}{480} = 2(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{2V_{20}}{V_d} = \frac{2 \times 120}{480} = 0.5(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{2V_{30}}{V_d} = \frac{2 \times 120}{480} = 0.5(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{240\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 38.33\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{240\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 38.33\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{240\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 38.33\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

c. m=1

Chỉ số điều chế :

$$m = \frac{U_{(1)m}}{\frac{V_d}{\sqrt{3}}} = 1 \Rightarrow U_{(1)m} = \frac{V_d}{\sqrt{3}} = \frac{480}{1.732} = 277.136(V).$$

Vậy biên độ điện áp pha tải là 277.136 (V).

Giá trị điện áp các pha tải là :

$$V_{t1} = 277.136\cos(\theta)(V)$$

$$V_{t2} = 277.136\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})(V)$$

$$V_{t3} = 277.136\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V)$$

Khi $\theta = 0^0$ ta có:

$$V_{t1} = 277.136\cos(0)(V) = 277.136(V)$$

$$V_{t2} = 277.136\cos(0 - \frac{2\pi}{3}) = -138.568(V)$$

$$V_{t3} = 277.136\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})(V) = -138.568$$

Tìm điện áp common mode:

$$V_{0\max} = V_d - \max(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 480 - 277.136 = 202.864(V)$$

$$V_{0\min} = -\min(V_{t1}, V_{t2}, V_{t3}) = 138.568(V)$$

Điện áp common mode lớn nhất:

$$V_0 = V_{0\max} = 202.864(V)$$

$$V_{10} = V_{t1} + V_0 = 277.136 + 202.864 = 480(V)$$

$$V_{20} = V_{t2} + V_0 = -138.568 + 202.864 = 64.296(V)$$

$$V_{30} = V_{t31} + V_0 = -138.586 + 202.864 = 64.296(V)$$

Điện áp điều khiển:

$$V_{đk1} = \frac{2V_{10}}{V_d} = \frac{2 \times 480}{480} = 2(V)$$

$$V_{đk2} = \frac{2V_{20}}{V_d} = \frac{2 \times 64.296}{480} = 0.268(V)$$

$$V_{đk3} = \frac{2V_{30}}{V_d} = \frac{2 \times 64.296}{480} = 0.268(V)$$

Dòng điện 3 pha qua tải:

$$i_{t1} = \frac{V_{t1}}{Z} = \frac{277.136\cos(60\pi t)}{6.26\angle 37^0} = 44.27\cos(60\pi t - 37^0)(A)$$

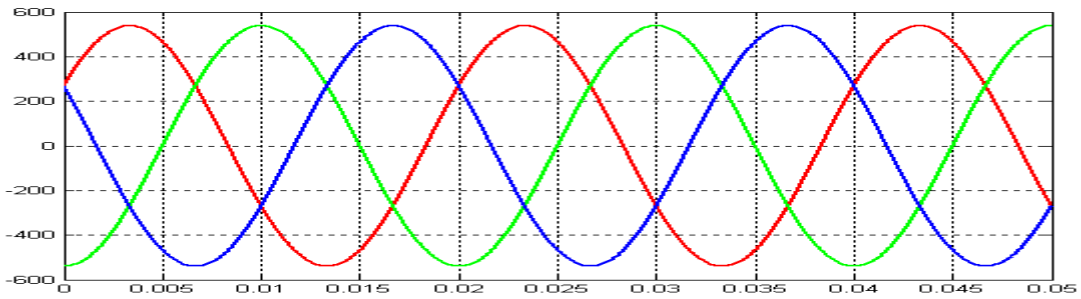
$$i_{t2} = \frac{V_{t2}}{Z} = \frac{277.136\cos(60\pi t - \frac{2\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 44.27\cos(60\pi t - 157^0)(A)$$

$$i_{t3} = \frac{V_{t3}}{Z} = \frac{277.136\cos(60\pi t - \frac{4\pi}{3})}{6.26\angle 37^0} = 44.27\cos(60\pi t - 277^0)(A)$$

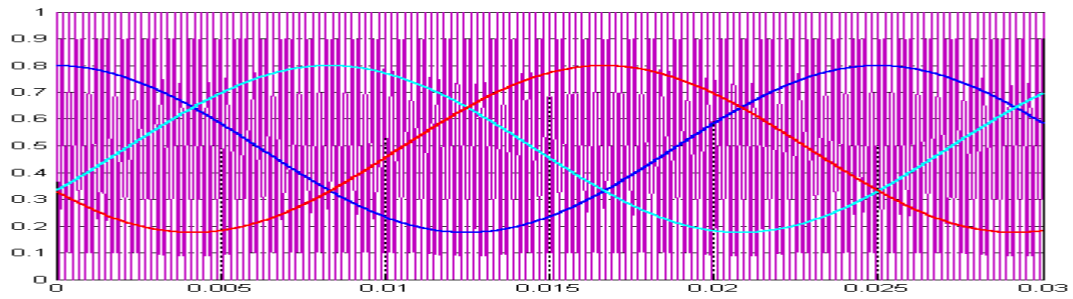
1.2. KẾT QUẢ MÔ PHỎNG

1.1.1.bộ biến tần 2 bậc

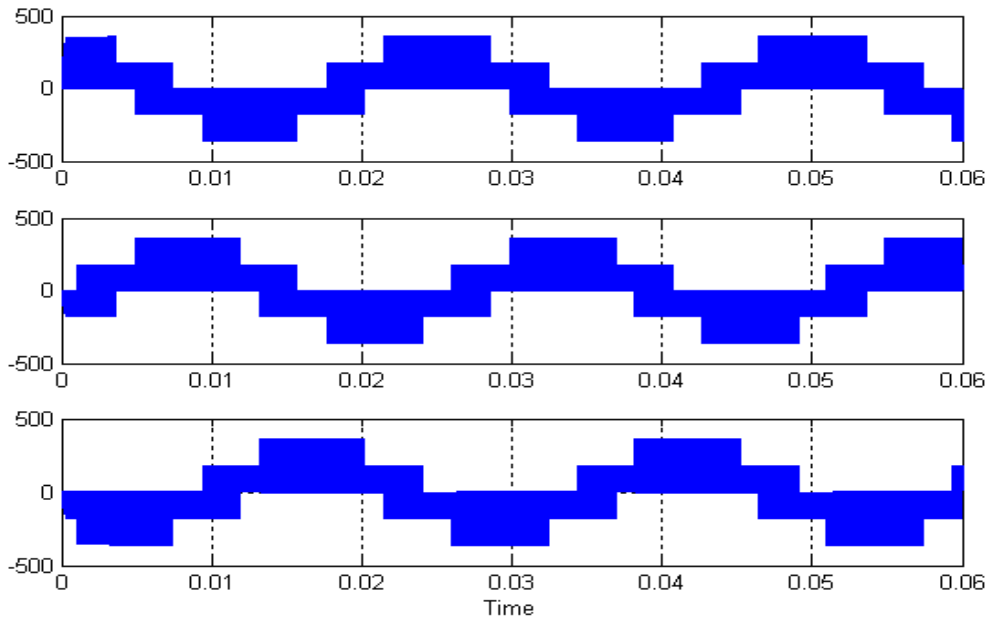
- Kỹ thuật sin. Biên độ hài cơ bản áp pha tải bằng 160V, tần số 40Hz.



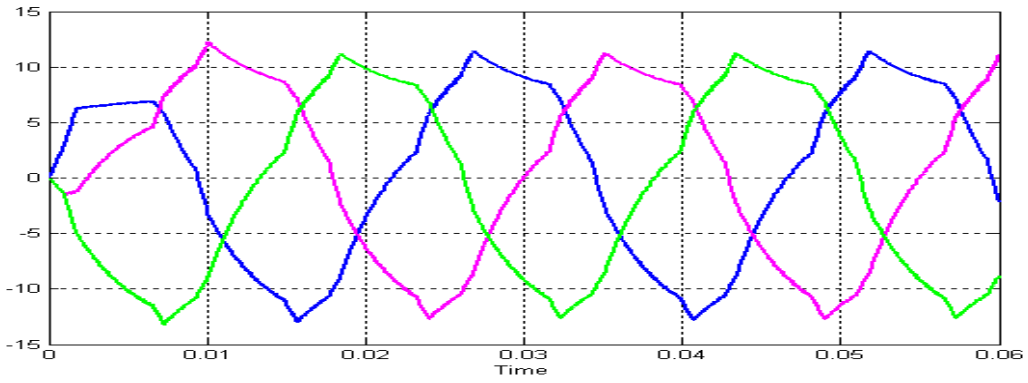
Hình 1.13: Điện áp ngõ ra ba pha.



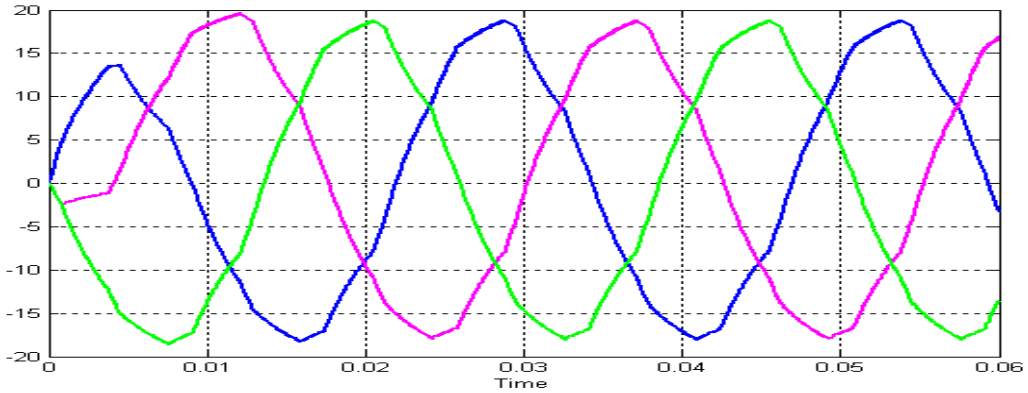
Hình 1.14: Điện áp điều khiển tần số 40Hz và sóng mang tam giác [0,1] tần số 5kHz.



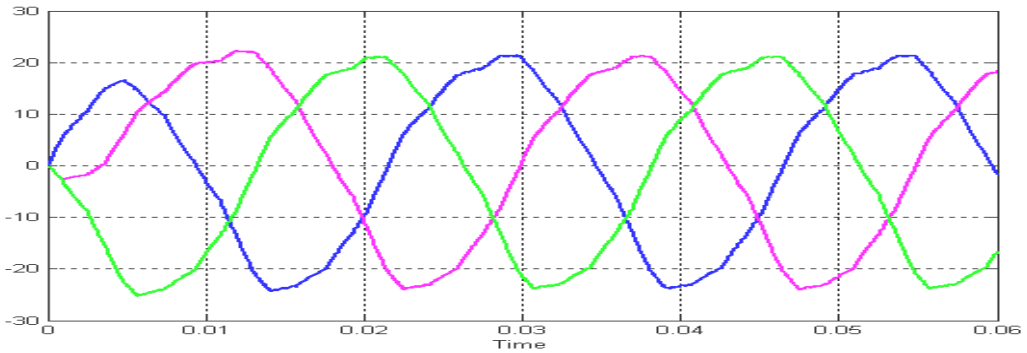
Hình 1.15.Điện áp pha tải ngõ ra bộ biến tần.



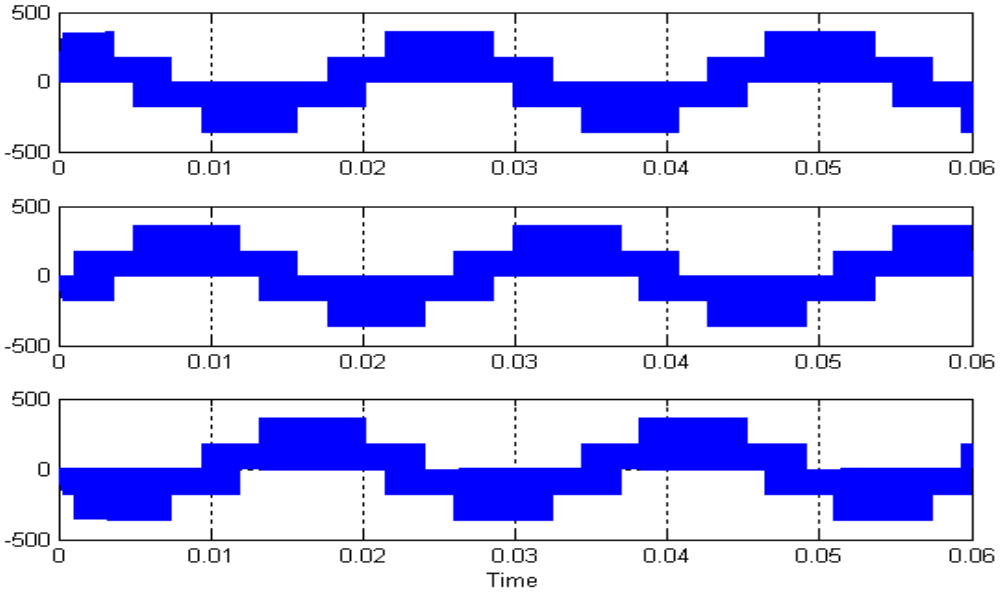
Hình 1.16: Dòng điện trên tải ngõ ra bộ biến tần với m = 0.4



Hình 1.17: Dòng điện trên tải ngõ ra bộ biến tần với m = 0.866

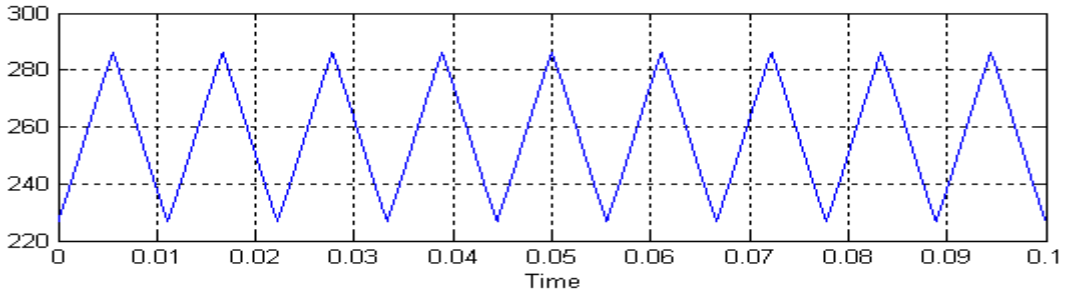


Hình 1.18: Dòng điện trên tải ngõ ra bộ biến tần với m = 1

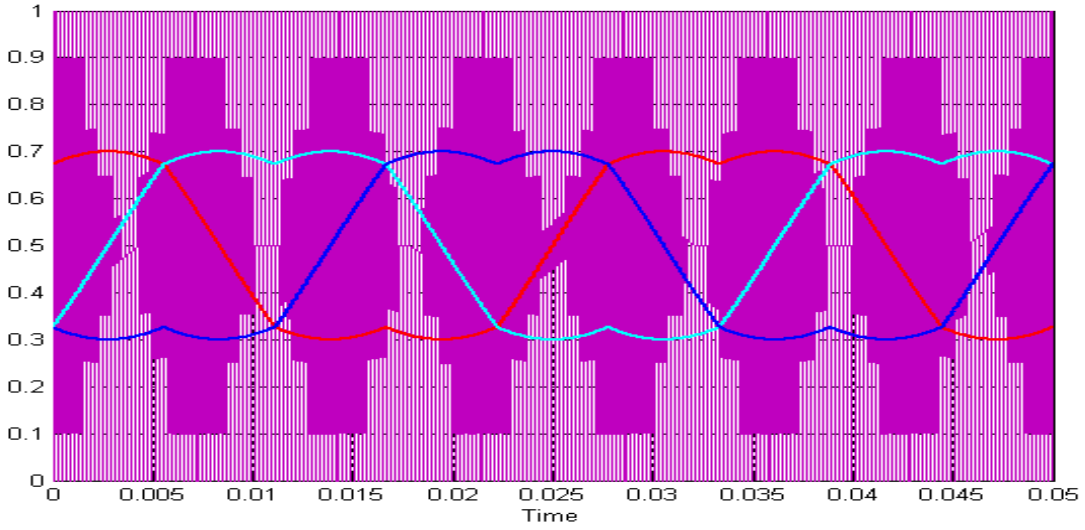


Hình 19: Điện áp giữa các pha ngõ ra bộ biến tần.

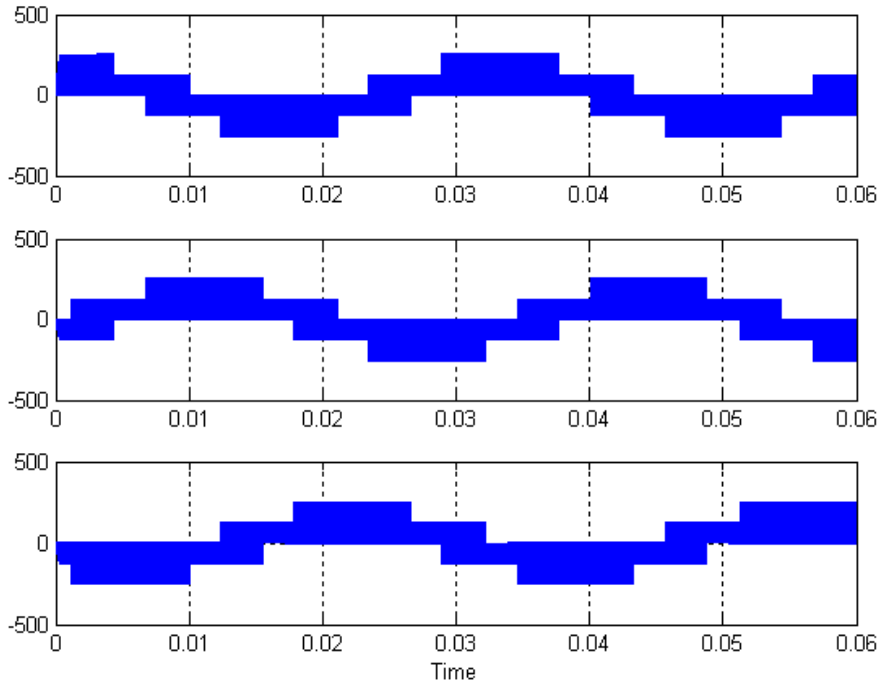
- **Kỹ thuật sóng mang với hàm common mode trung bình (medium common mode), tần số ra 30Hz.**



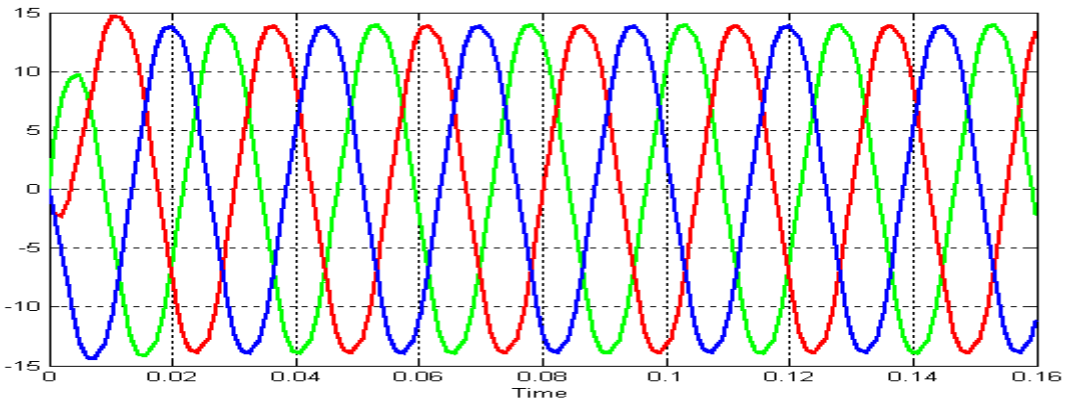
Hình 1.20: Điện áp common mode trung bình với m = 0.4.



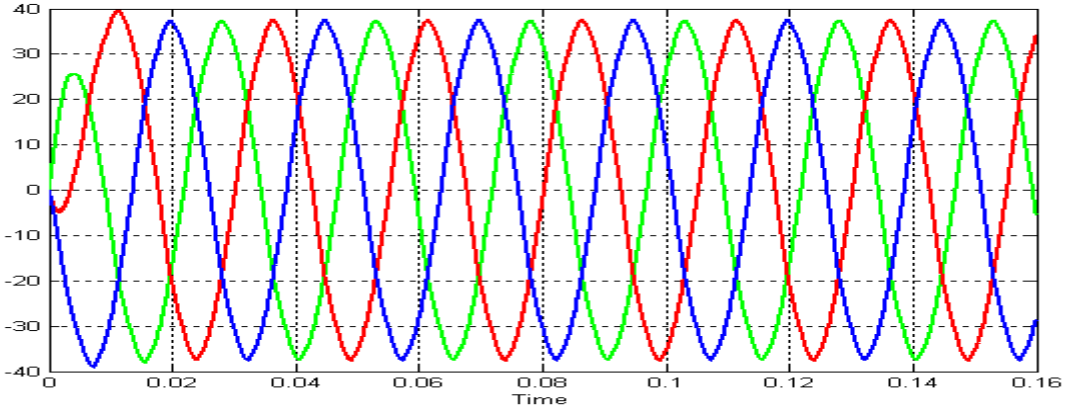
Hình 1.21: Điện áp điều khiển với m = 0.4.



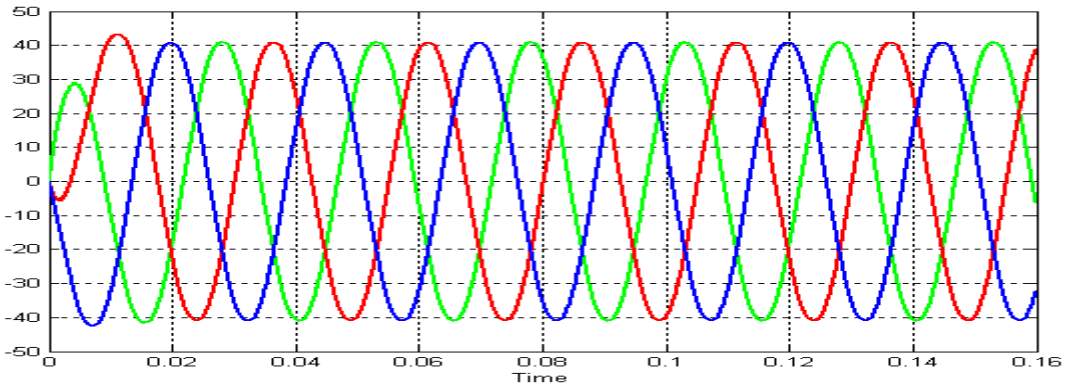
Hình 1.22 :Điện áp pha tải ngõ ra bộ biến tần với m = 0.4.



Hình 1.23: Dòng điện trên tải ba pha ngõ ra, m = 0.4.

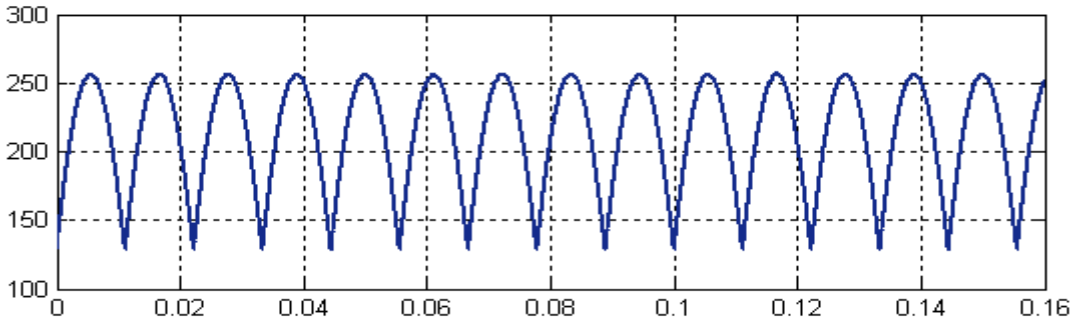


Hình 1.24: Dòng điện trên tải ba pha ngõ ra khi m = 0.866.

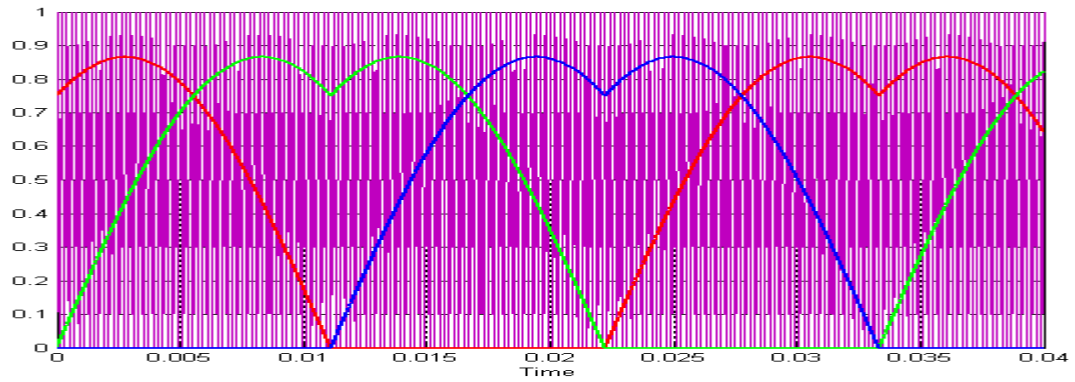


Hình 1.25: Dòng điện trên tải ba pha ngõ ra khi m = 1.

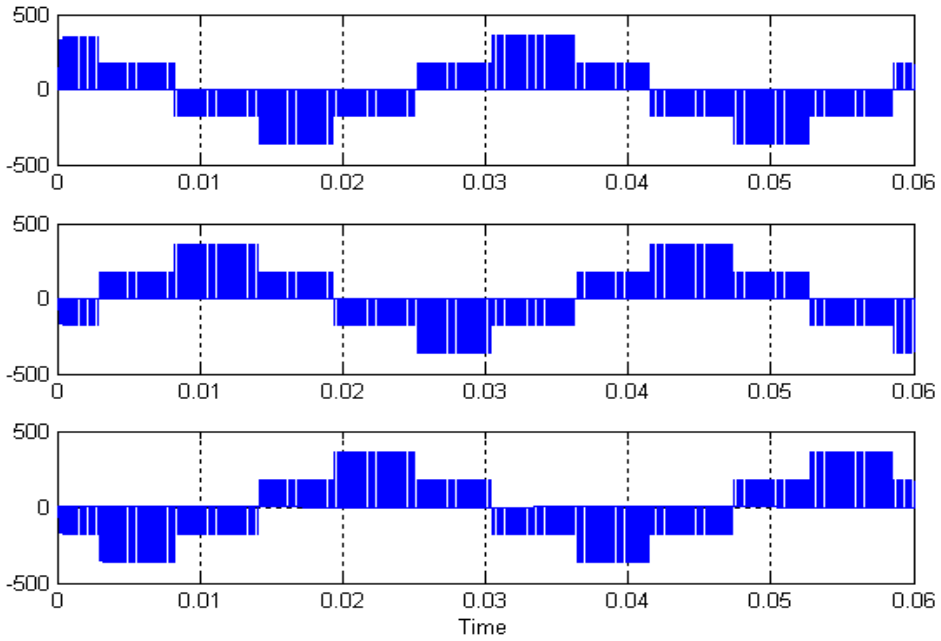
- **Kỹ thuật sóng mang với hàm common mode nhỏ nhất (minimum common mode) , tần số áp ra 30Hz.**



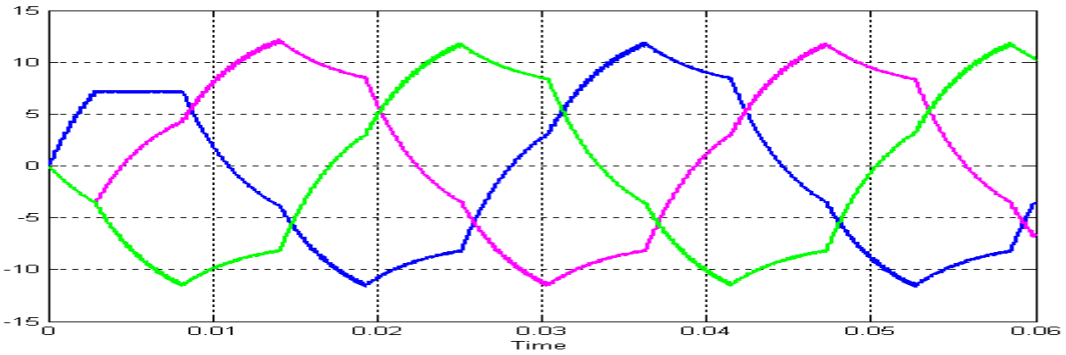
Hình 1.26 : Điện áp common mode nhỏ nhất với m = 0.866.



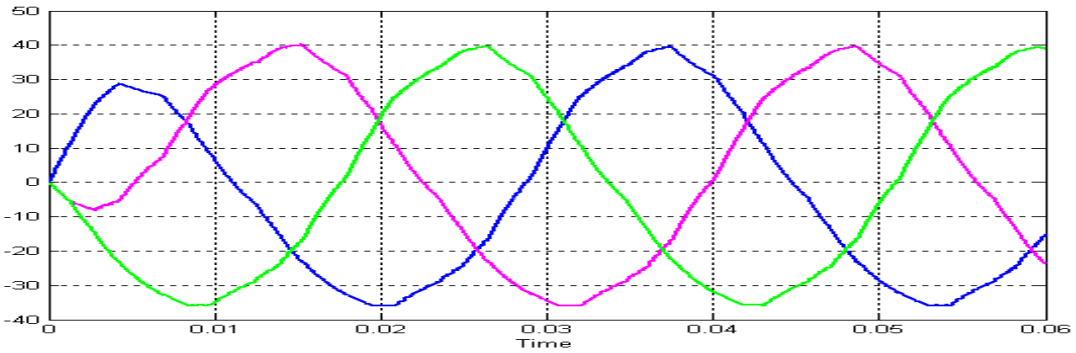
Hình 1.27: Điện áp điều khiển (với m = 0.866).

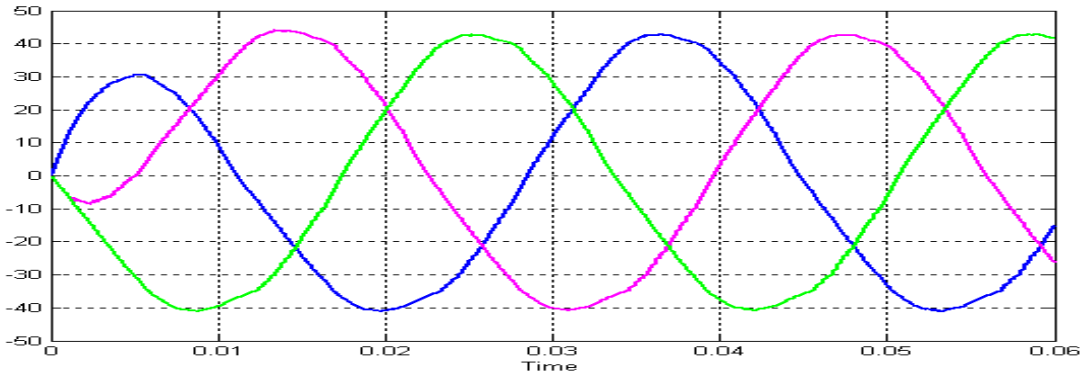


Hình 1.28: Điện áp pha tải ngõ ra bộ biến tần (m=0.866).



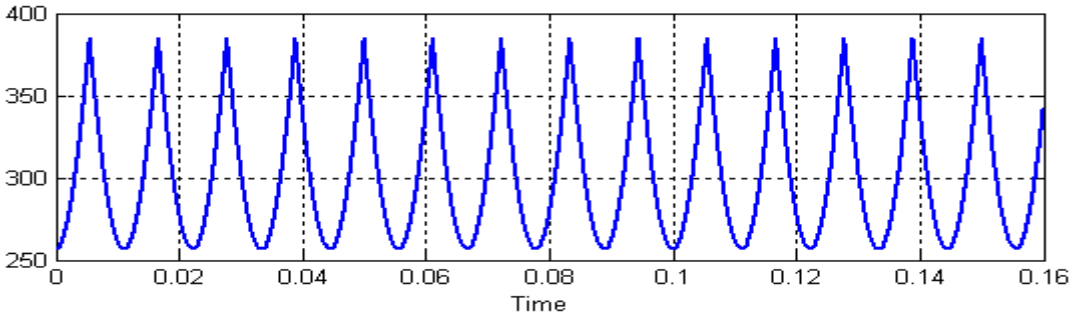
Hình 1.29: Dòng điện ngõ ra trên tải (m = 0.4).



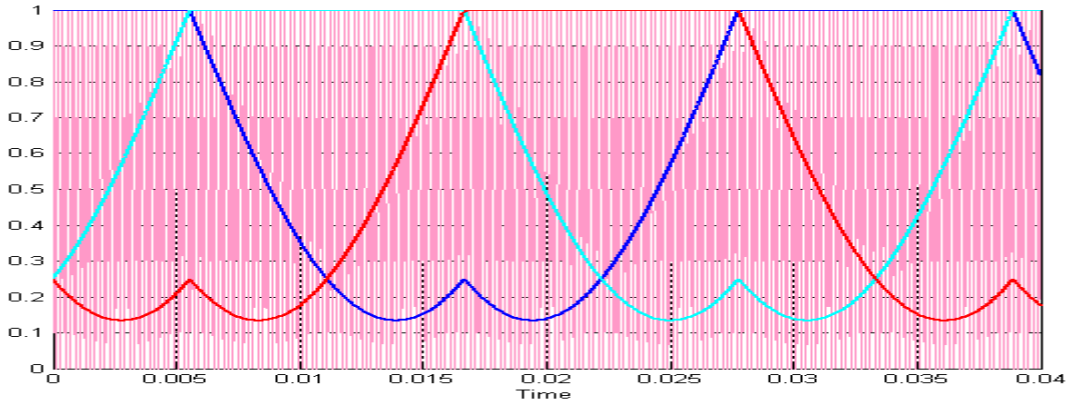


Hình 1.31: Dòng điện ngõ ra trên tải (với m = 1)

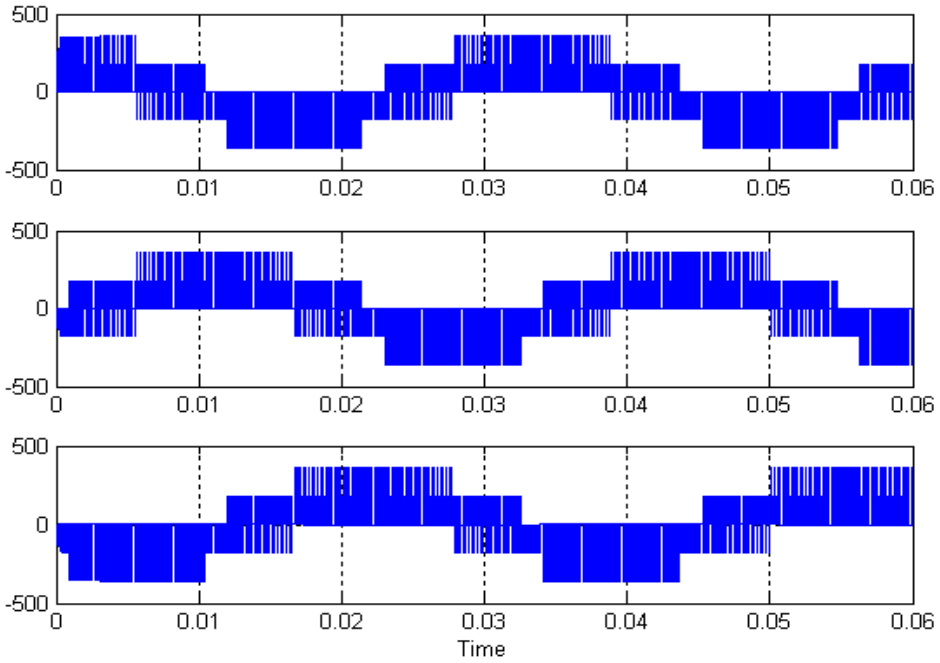
- **Kỹ thuật sóng mang với hàm offset cực trị lớn nhất (v0MAX)) , tần số áp ra 30Hz.**



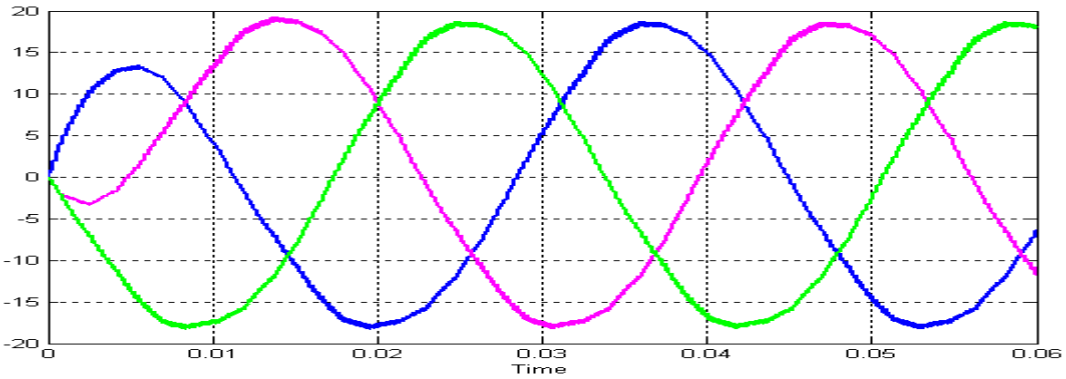
Hình 1.32: Điện áp common mode cực trị lớn nhất (m = 0.866).



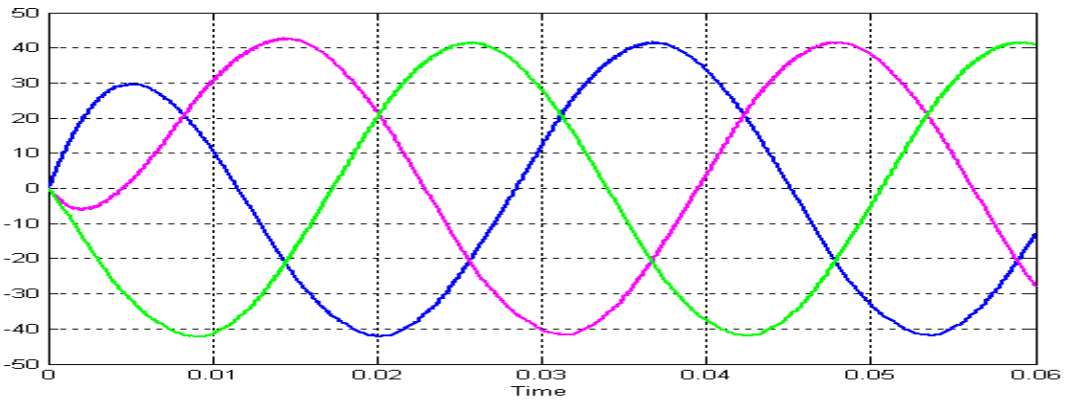
Hình 1.33: Điện áp điều khiển và sóng mang (m = 0.866).



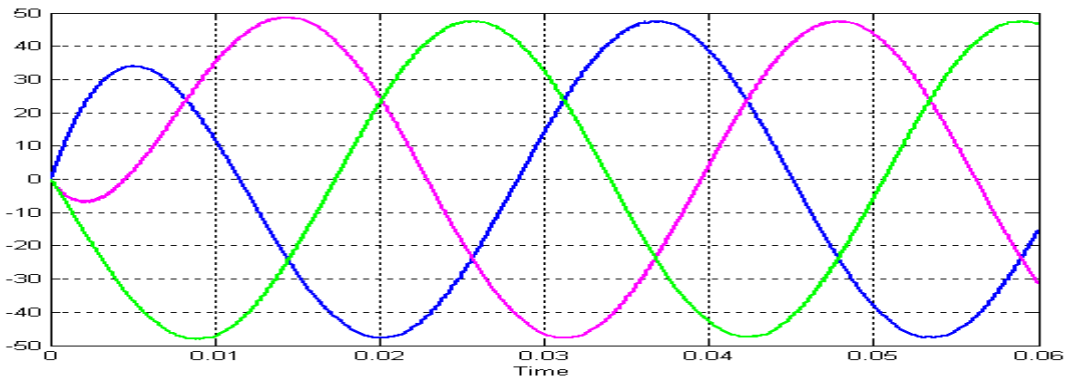
Hình 33: Điện áp pha tải ngõ ra bộ biến tần (m = 0.866).



Hình 1.34: Dòng điện ngõ ra trên tải (với m = 0.4).

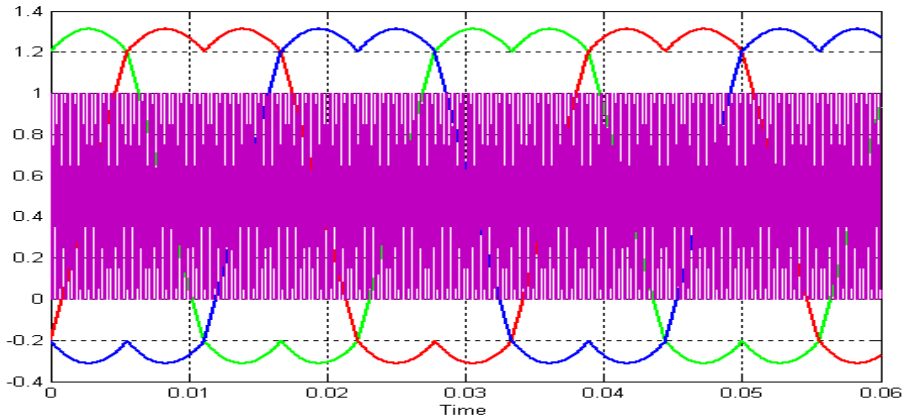


Hình 1.35: Dòng điện ngõ ra trên tải (với m = 0.866)

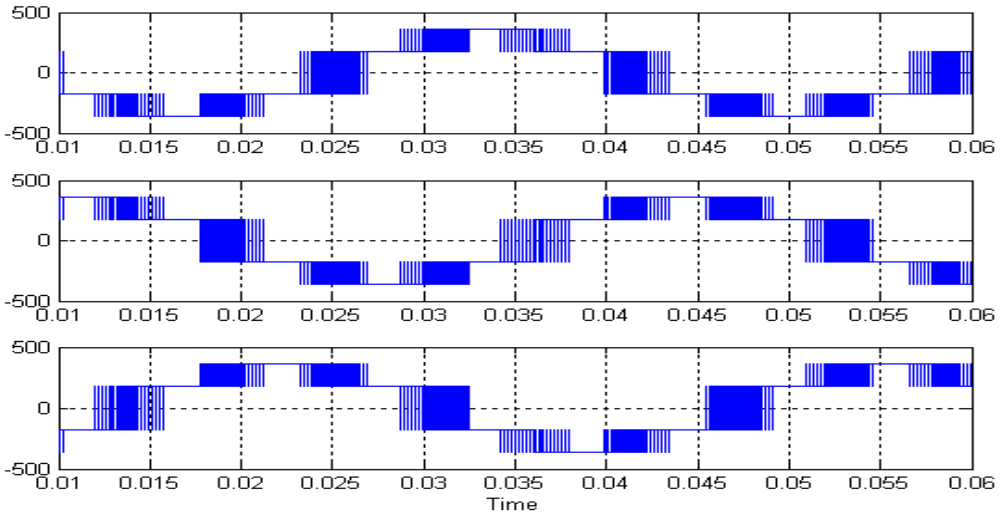


Hình 1.36: Dòng điện ngõ ra trên tải (với m = 1)

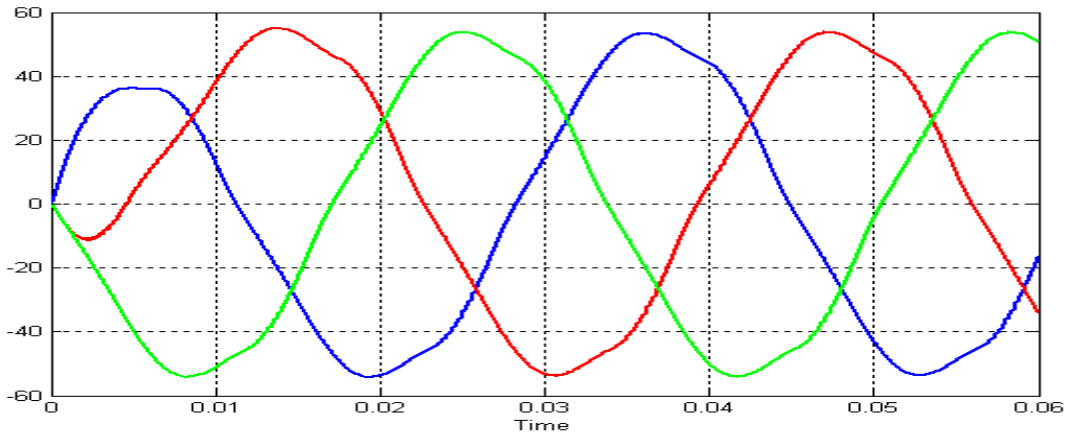
- **Khảo sát quá trình quá độ cho trường hợp quá điều chế, tần số ngõ ra bằng 50Hz với hàm common mode trung bình (m = 1.7)**



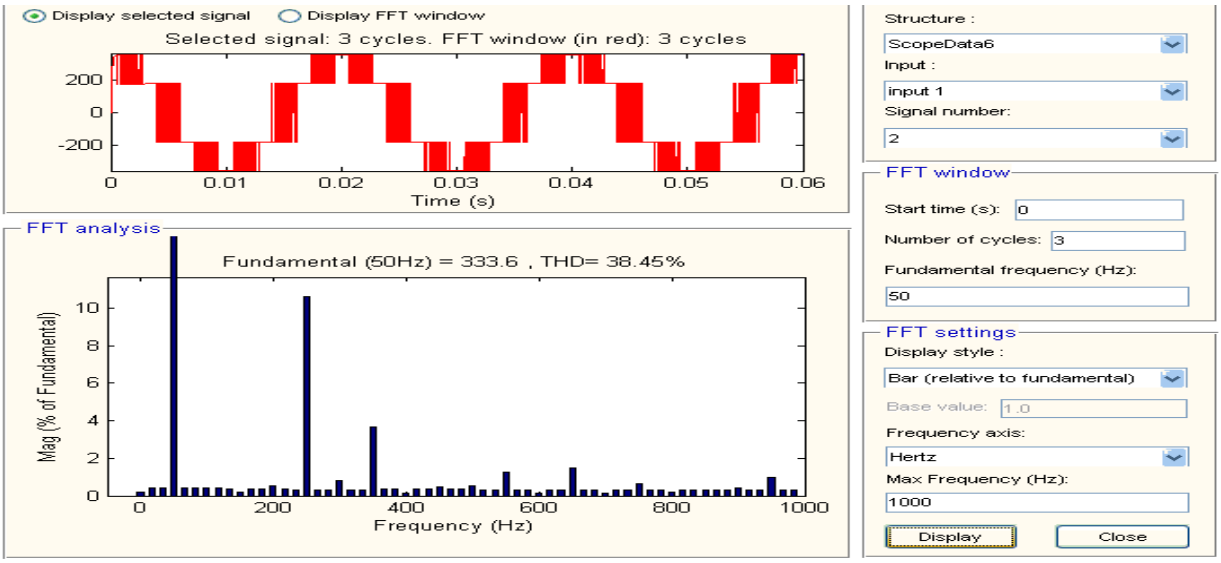
Hình 1.37: Điện áp điều khiển (m = 1.7)



Hình 1.38: Áp pha tải ngõ ra bộ biến tần (m = 1.7).

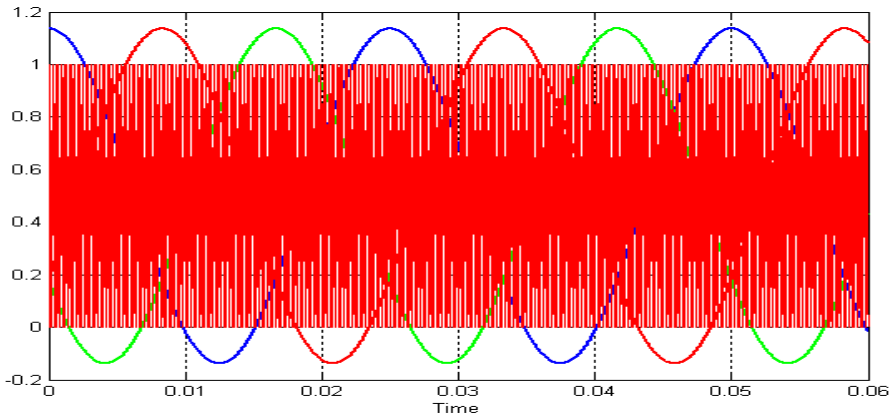


Hình 1.39: Dòng điện ba pha trên tải ngõ ra (m = 1.7).

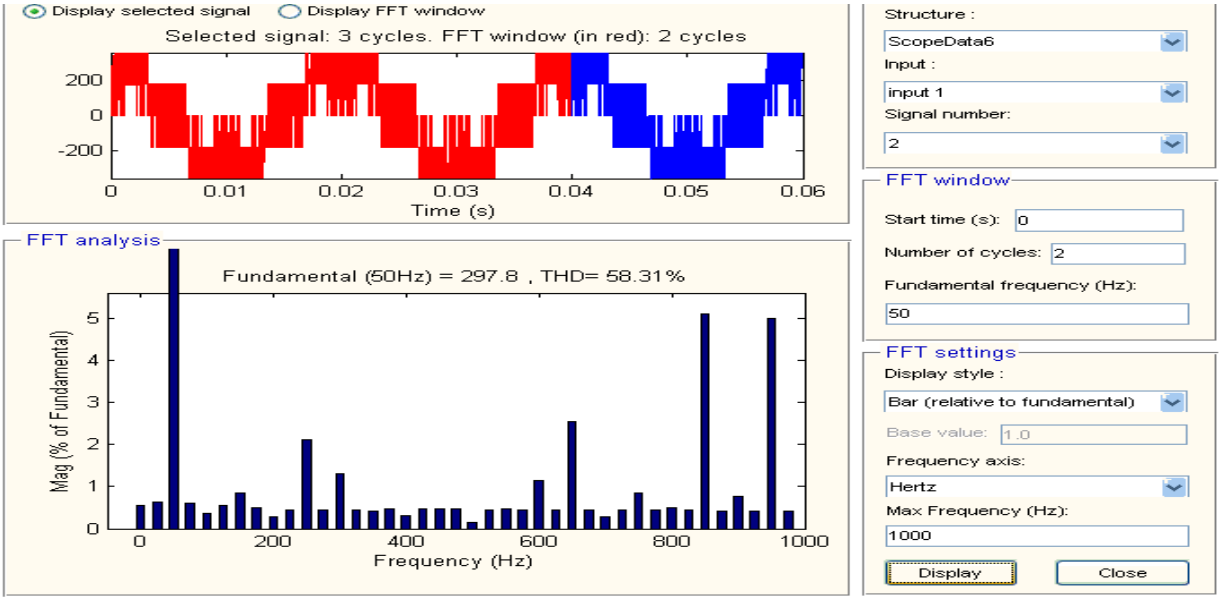


Hình 1.40: Phân tích Fourier và chỉ số THD điện áp ở TH quá điều chế

- **Khảo sát quá trình quá độ cho trường hợp quá điều chế, tần số ngõ ra bằng 50Hz với kỹ thuật sin với $U_{(1)m} = 326.75(V)$ được tính ở phần lý thuyết**



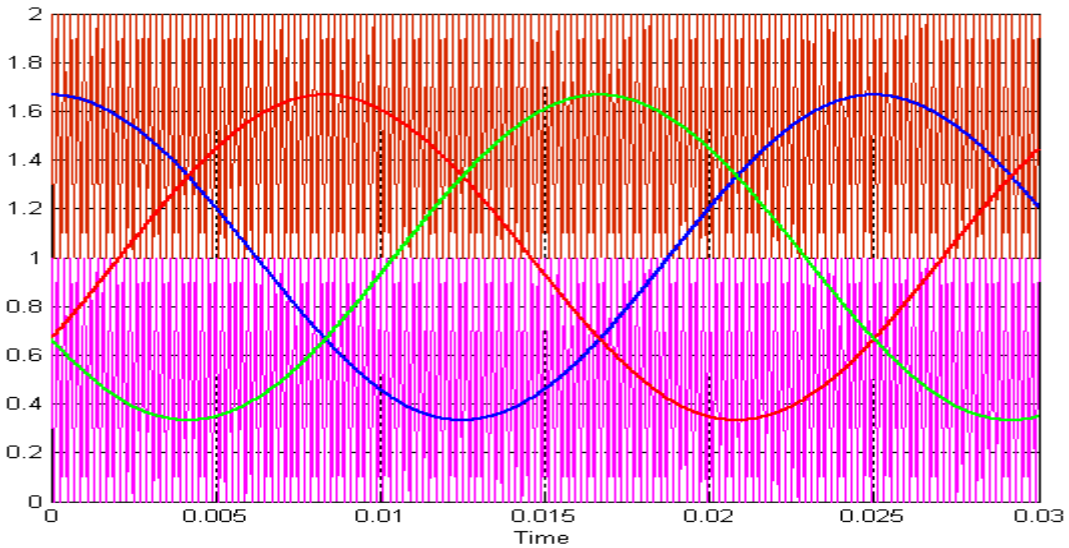
Hình 1.41: Điện áp điều khiển



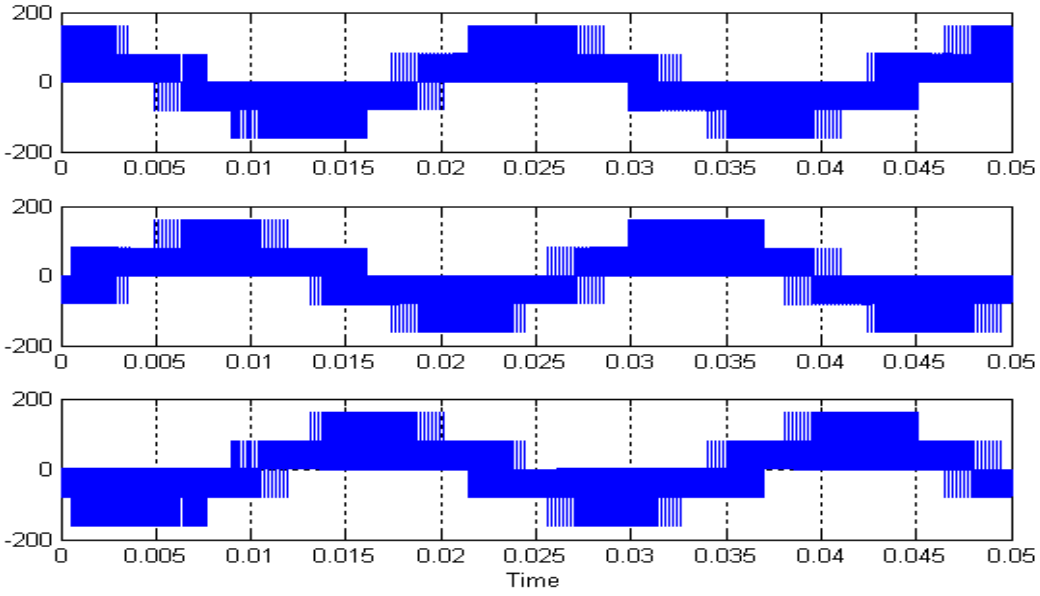
Hình 1.42: Phân tích Fourier và chỉ số THD điện áp ở TH quá điều chế

1.2.2.Bộ biến tần 3 bậc npc

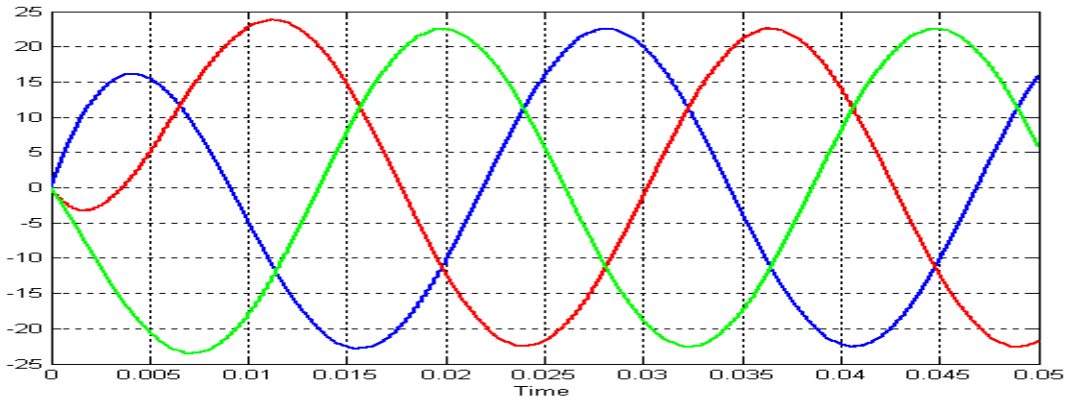
- **Kỹ thuật sin. Biên độ hài cơ bản áp pha tải bằng 160V, tần số 40Hz.**



Hình 1.43: Điện áp điều khiển.

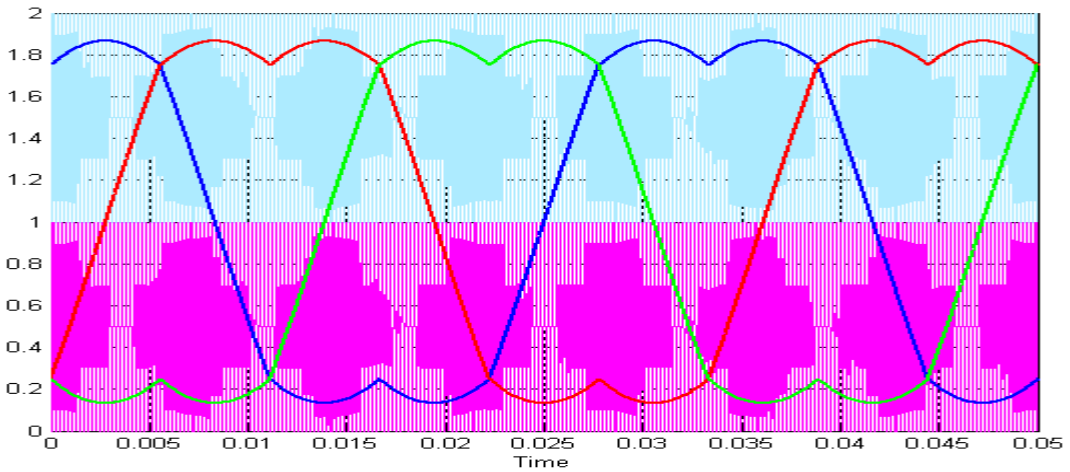


Hình 1.44: Điện áp ba pha trên tải.

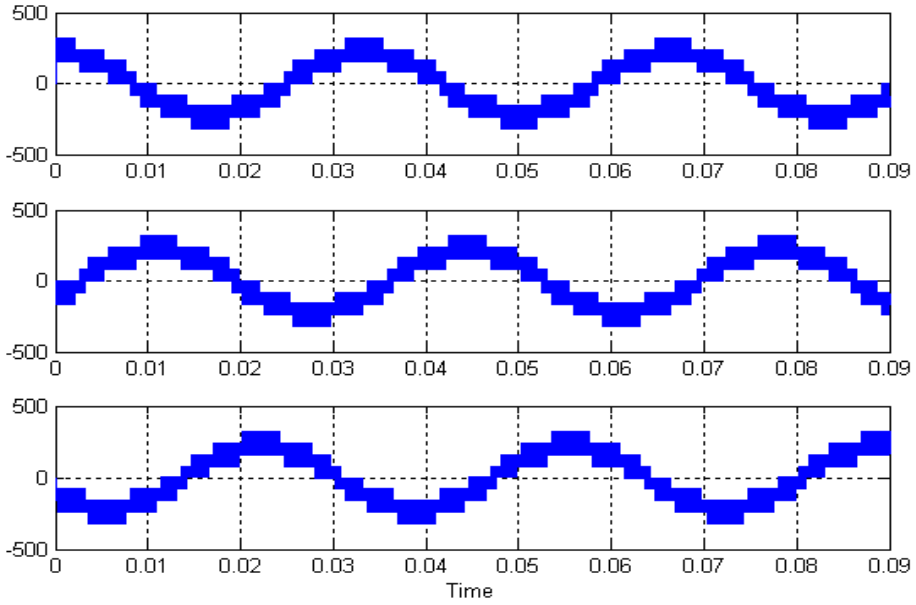


Hình 1.45: Dòng điện ba pha trên tải.

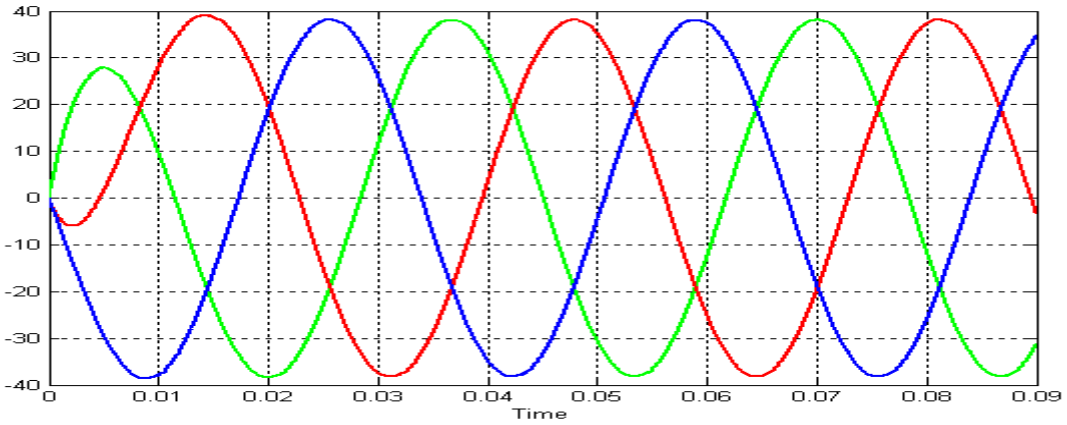
- **Kỹ thuật sóng mang với hàm common mode trung bình (medium common mode), tần số ra 30Hz.**



Hình 1.46: Điện áp điều khiển (m = 0.866).

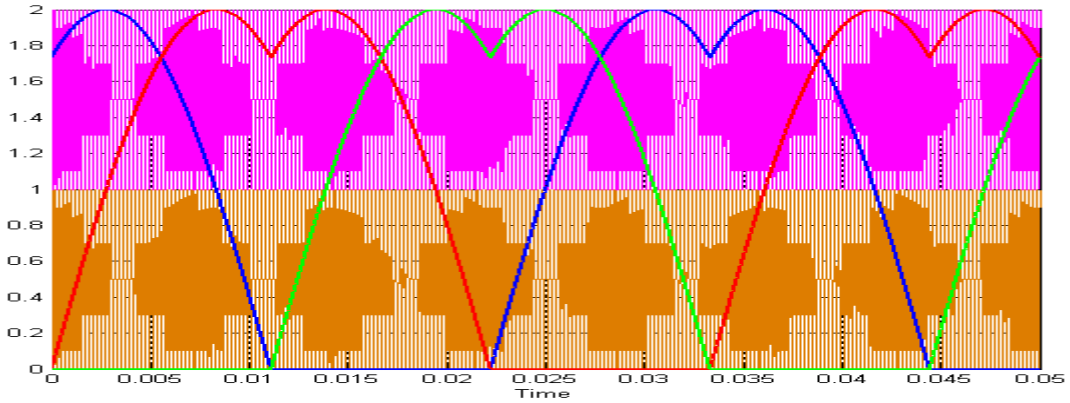


Hình 1.47: Dòng điện và điện áp pha a (m = 0.866).

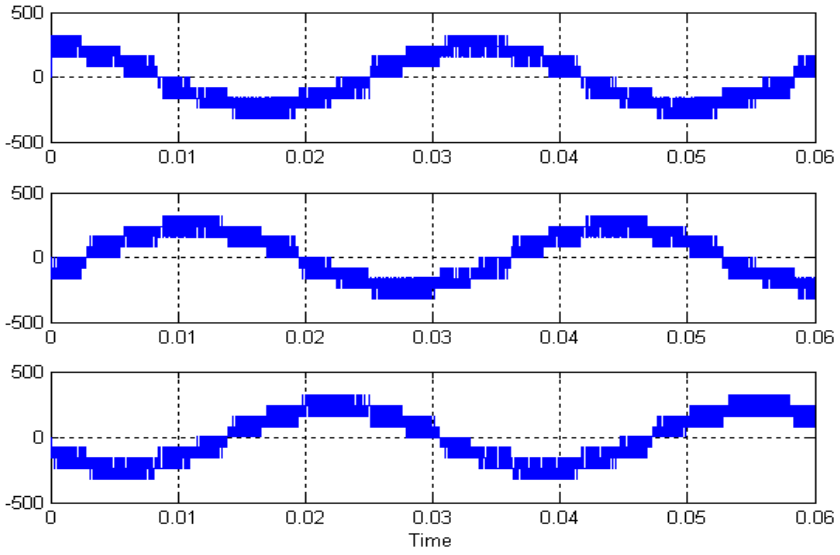


Hình 1.48: Dòng điện ngõ ra trên tải ba pha (m = 0.866).

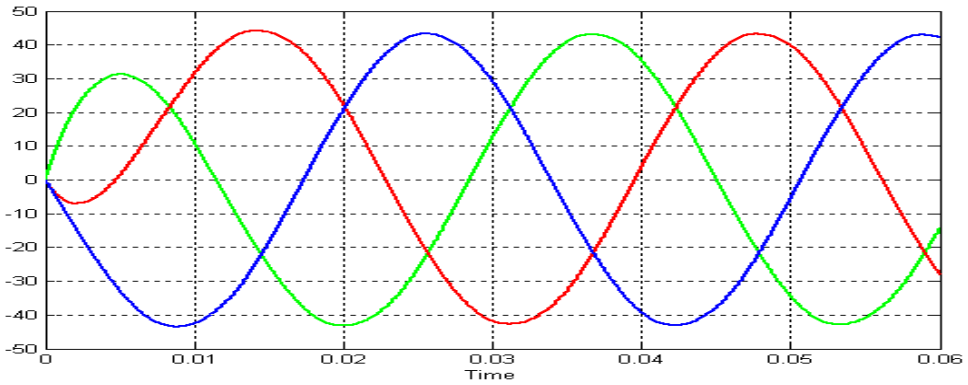
- **Kỹ thuật sóng mang với hàm common mode nhỏ nhất (minimum common mode) , tần số áp ra 30Hz.**



Hình 1.49: Điện áp điều khiển (m = 1).

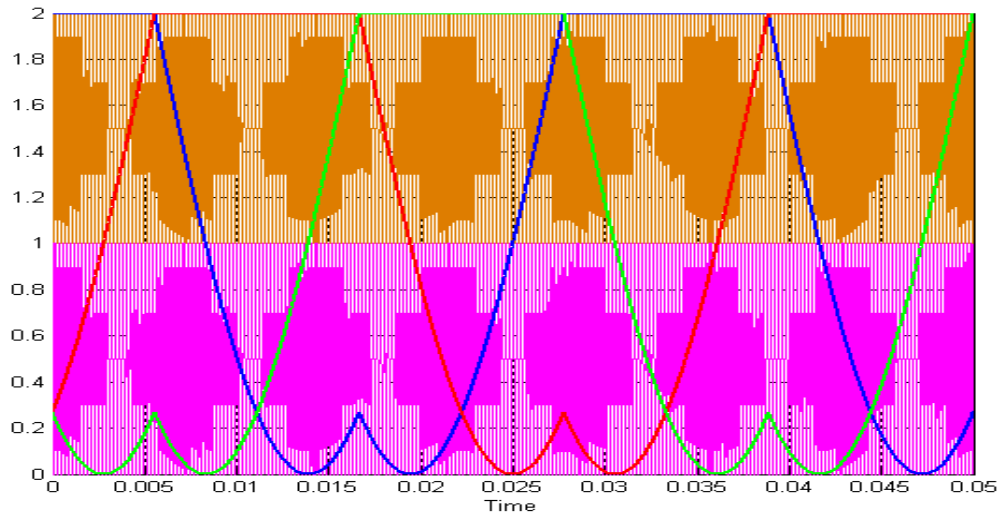


Hình 1.50: Điện áp và dòng điện trên pha a (m = 1).

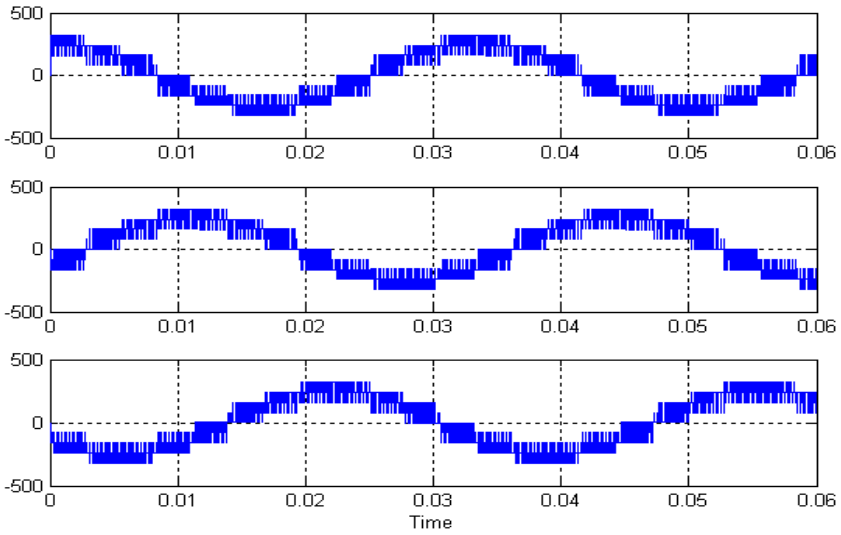


Hình 1.**51**: Dòng điện ngõ ra trên tải 3 pha (m = 1).

- **Kỹ thuật sóng mang với hàm offset cực trị lớn nhất (v0MAX)) , tần số áp ra 30Hz.**

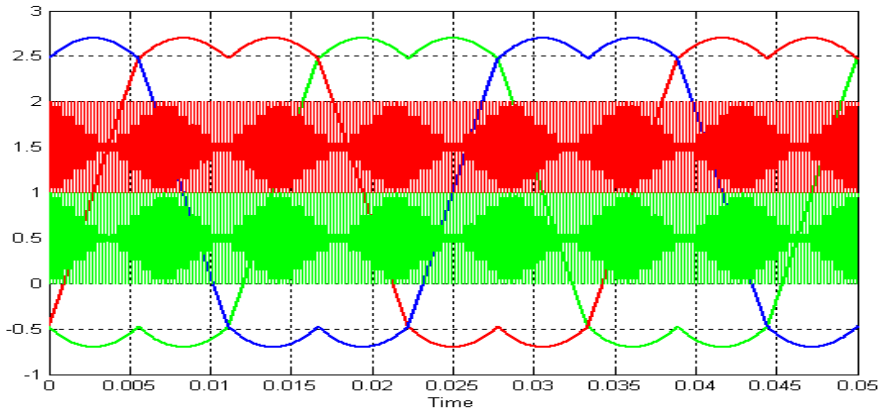


Hình 1.52: Điện áp điều khiển (m = 1).

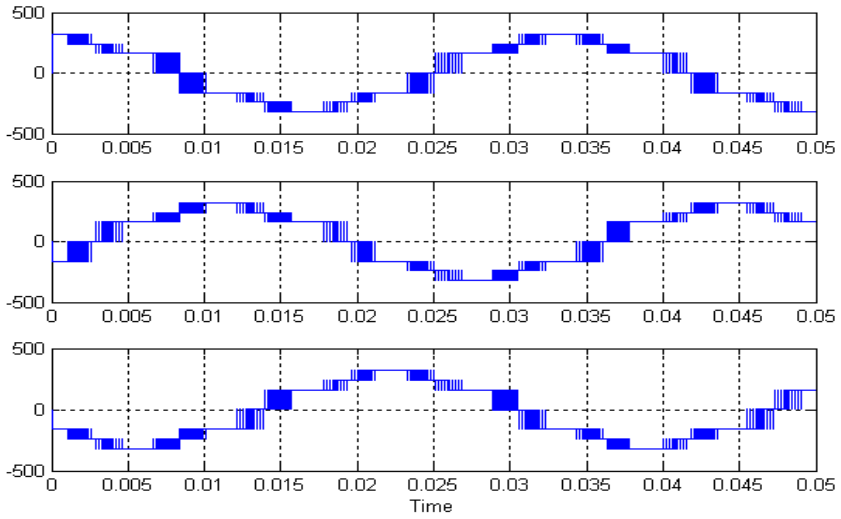


Hình 1.53: Dòng điện và điện áp pha a (m = 1).

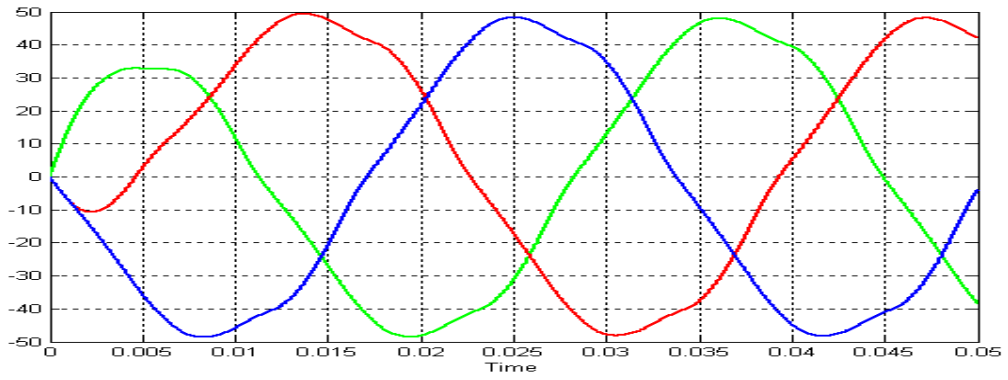
- **Thực hiện mô phỏng với vùng quá điều chế với hàm common mode trung bình**



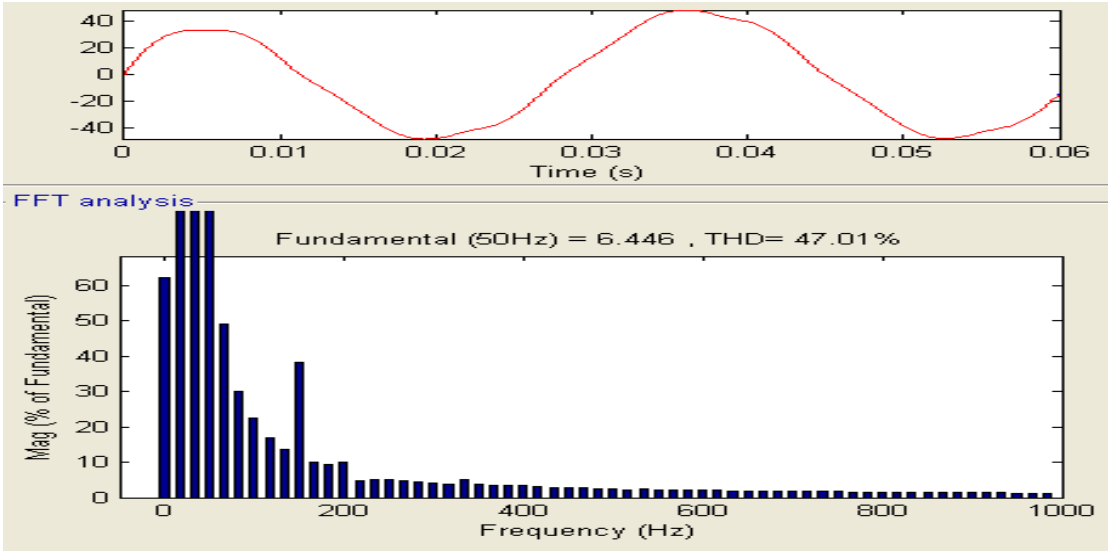
Hình 1.**53**: Điện áp điều khiển (m = 1.7).



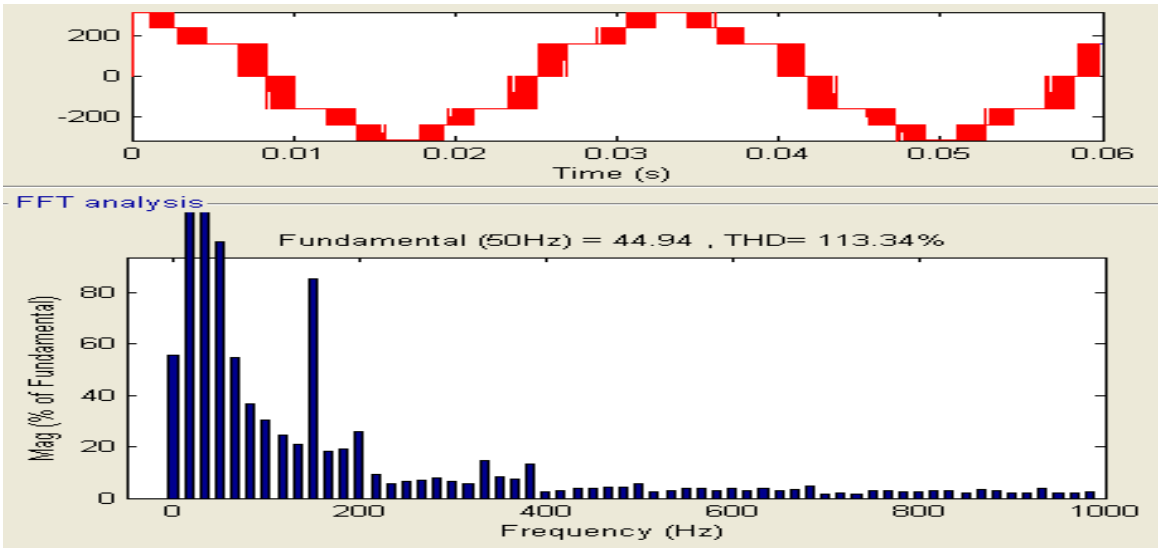
Hình 1.56: Điện áp ngõ ra của biến tần (m = 1.7)



Hình 1.57: Dòng điện ngõ ra của biến tần (m = 1.7)



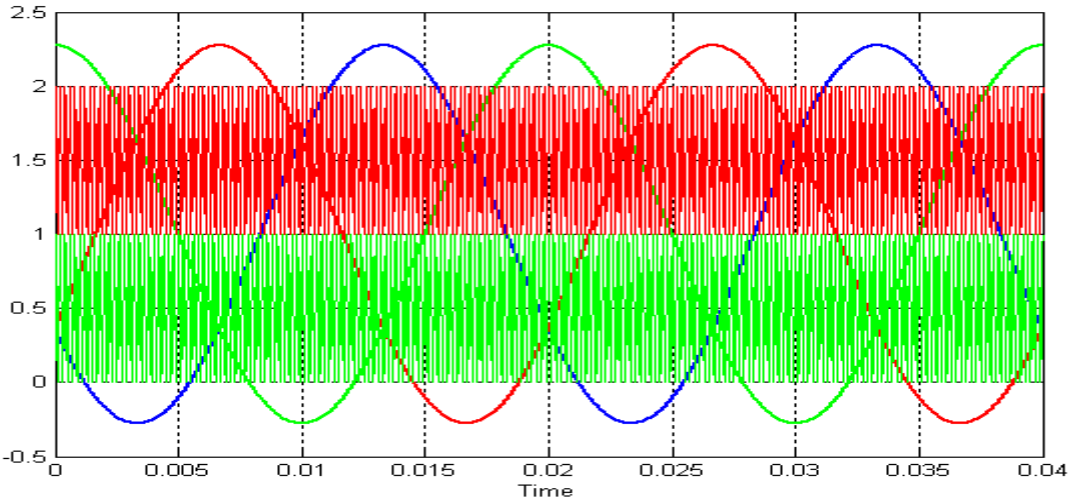
Hình 1.58: Phân tích Fourier và chỉ số THD của dòng điện ngõ ra.



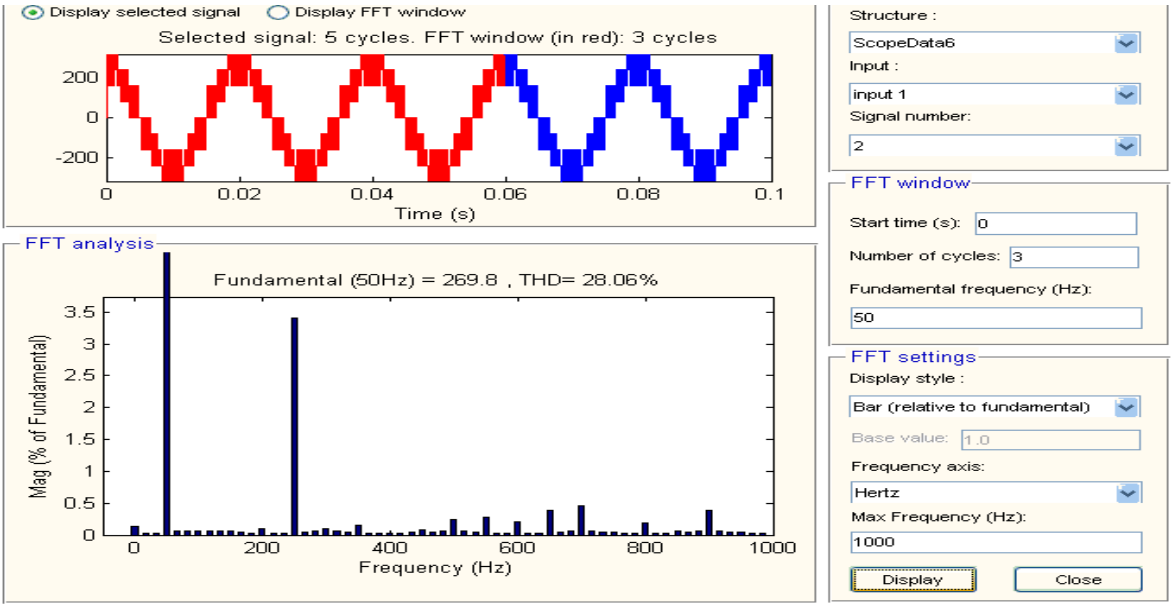
Hình 1.59: Phân tích Fourier và chỉ số THD của điện áp ngõ ra.

- **Thực hiện mô phỏng với vùng quá điều chế với** $V_{6-step} = 306(V)$ **đã được**

tính ở phần lý thuyết



Hình 1.60: Điện áp điều khiển



Hình 1.61: Phân tích Fourier và chỉ số THD của điện áp ngõ ra

1.3 SỬ DỤNG BIẾN TẦN TRONG ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ CÓ LỢI ÍCH GÌ?

Biến tần ý nghĩ tới đầu tiên là một thiết bị tự động hóa, thiết bị này giống như một quyển từ điển đa năng nó điều khiển vô cấp tốc độ động cơ không tiếp điểm hiện đại nhất trên thế giới, mang trong mình những tiện ích vượt trội mà bất cứ người sử dụng nào cũng cảm thấy hài lòng. Đó là bộ biến tần bán dẫn, một phương tiện kết nối cả thế giới truyền động, đã và đang làm thay đổi cả một kiểu tư duy trong điều khiển truyền động điện và quản lý điện năng.

Theo PGS,TS. Lê Tòng - chuyên gia đầu ngành trong lĩnh vực truyền động Việt Nam đánh giá thì bộ biến tần có tỷ lệ tăng trưởng rất nhanh ở Việt Nam trong những năm gần đây, hứa hẹn một thị trường đầy tiềm năng.

1.3.1 Tiện ích sử dụng của biến tần INVT

Điểm đặc biệt nhất của hệ truyền động biến tần - động cơ là bạn có thể điều chỉnh vô cấp tốc độ động cơ. Tức là thông qua việc điều chỉnh tần số và có thể điều chỉnh tốc độ động cơ thay đổi theo ý muốn trong một dải rộng. Sử dụng biến tần, cũng có nghĩa là bạn mặc nhiên được hưởng rất nhiều các tính năng thông minh, linh hoạt như là tự động nhận dạng động cơ; tính năng điều khiển thông qua mạng; có thể thiết lập được 16 cấp tốc độ; khống chế dòng khởi động động cơ giúp quá trình khởi động êm ái (mềm) nâng cao độ bền kết cấu cơ khí; giảm thiểu chi phí lắp đặt, bảo trì; tiết kiệm không gian lắp đặt; các chế độ tiết kiệm năng lượng,…

Bạn sẽ không còn những nỗi lo về việc không làm chủ, khống chế được năng lượng quá trình truyền động bởi vì từ nay bạn có thể kiểm soát được nó thông qua các chế độ bảo vệ quá tải, quá nhiệt, quá dòng, quá áp, thấp áp, lỗi mất pha, lệch pha,… của biến tần.

Đặc biệt, với những bộ biến tần có chế độ điều khiển “Sensorless Vector SLV” hoặc “Vector Control With Encoder Feedback”, bạn sẽ được hưởng nhiều tính năng cao cấp hơn hẳn, chúng sẽ cho bạn một dải điều chỉnh tốc độ rất rộng và mômen khởi động lớn, bằng 200% định mức hoặc lớn hơn; sự biến động vòng quay tại tốc độ thấp được giảm triệt để, giúp nâng cao sự

ổn định và độ chính xác của quá trình làm việc; mômen làm việc lớn, đạt 150% mômen định mức ngay cả ở vùng tốc độ 0.

1.3.2 Phạm vi sử dụng

Các bộ biến tần bán dẫn dùng để khởi động và điều chỉnh tốc độ động cơ điện xoay chiều 3 pha rôto lồng sóc. Có nhiều kích cỡ công suất khác nhau phù hợp với từng loại công suất động cơ.

Tất cả các hãng biến tần hiện nay đều phát triển 2 dãy dòng sản phẩm khác nhau phù hợp với nhiều dạng ứng dụng khác nhau.

Một số điều lưu ý khi sử dụng biến tần

- Tùy theo ứng dụng mà bạn lựa chọn bộ biến tần cho phù hợp, theo cách đó bạn sẽ chỉ phải trả một chi phí thấp mà lại đảm bảo độ tin cậy làm việc.
- Bên trong bộ biến tần là các linh kiện điện tử bán dẫn nên rất nhậy cảm với điều kiện môi trường, mà Việt Nam có khí hậu nóng ẩm nên khi lựa chọn bạn phải chắc chắn rằng bộ biến tần của mình đã được nhiệt đới hoá, phù hợp với môi trường khí hậu Việt Nam.
- Bạn phải đảm bảo điều kiện môi trường lắp đặt như nhiệt độ, độ ẩm, vị trí.
- Các bộ biến tần không thể làm việc ở ngoài trời, chúng cần được lắp đặt trong tủ có không gian rộng, thông gió tốt (tủ phải có quạt thông gió), vị trí đặt tủ là nơi khô ráo trong phòng có nhiệt độ nhỏ hơn 500oC, không có chất ăn mòn, khí gas, bụi bẩn, độ cao nhỏ hơn 1000m so với mặt nước biển.
- Đọc kỹ hướng dẫn sử dụng, nếu không hiểu hoặc không chắc chắn thì không tự ý mắc nối hoặc thay đổi các tham số thiết đặt.
- Nhờ các chuyên gia kỹ thuật của hãng cung cấp biến tần cho bạn hướng dẫn lắp đặt, cài đặt để có được chế độ vận hành tối ưu cho ứng dụng của bạn.
- Khi biến tần báo lỗi hãy tra cứu mã lỗi trong tài liệu và tìm hiểu nguyên nhân gây lỗi, chỉ khi nào khắc phục được lỗi mới khởi động lại.
- Mỗi bộ biến tần đều có một cuốn tài liệu tra cứu nhanh, bạn nên ghi chép chi tiết các thông số đã thay đổi và các lỗi mà bạn quan sát được vào

cuốn tài liệu này, đây là các thông tin rất quan trọng cho các chuyên gia khi khắc phục sự cố cho bạn.

Cuối cùng, ngày nay bộ biến tần không còn là một thứ xa xỉ tốn kém chỉ dành cho những người có tiền, những tiện ích mà bộ biến tần mang lại cho bạn nhiều hơn rất nhiều so với chi phí bạn phải trả, nên bạn đừng ngần ngại đầu tư mua biến tần cho các hệ truyền động của bạn có thể ứng dụng được biến tần. Đó là một sự đầu tư đúng đắn, một chiến lược đầu tư tổng thể và dài hạn.

Hầu hết các loại biến tần hiện nay đều cung cấp cấu trúc phần cứng/điều khiển mở và linh hoạt kết hợp với nhiều lựa chọn fieldbus môđun mang lại nhiều lựa chọn cho nhà thiết kế và người sử dụng trong việc tích hợp biến tần với các loại máy móc và thiết bị khác.

Xét trên phương diện chức năng cơ bản thì biến tần AC dường như không khác mấy so với một thập kỷ trước. Chúng điều khiển tốc độ và mômen động cơ, bảo vệ động cơ, và cho phép người sử dụng điều chỉnh các thông số hoạt động như thời gian tăng giảm tốc. Tuy nhiên, nhờ vào bộ vi xử lý siêu nhỏ, biến tần ngày càng thông minh, dễ tương tác và trở thành phần không thể thiếu trong các hệ thống tự động hóa công nghiệp. Hầu hết các loại biến tần hiện nay đều cung cấp cấu trúc phần cứng/điều khiển mở và linh hoạt kết hợp với nhiều lựa chọn fieldbus môđun mang lại nhiều lựa chọn cho nhà thiết kế và người sử dụng trong việc tích hợp biến tần với các loại máy móc và thiết bị khác

1.3.3. Nối mạng và truy cập từ xa

Khi thiết bị chẩn đoán, giám sát từ xa và kết nối mạng từ xa ngày càng phổ biến thì các giải pháp liên lạc cho biến tần trở nên quan trọng hơn bao giờ hết. Thế hệ biến tần mới cung cấp các giải pháp liên lạc tích hợp sẵn rất tiên tiến giúp người sử dụnglắp ráp các ứng dụng có mức độ tích hợp cao kết nối biến tần với quá trình sản xuất thông qua các mạng mở. Như vậy tiết kiệm được không gian panel so với giải pháp sử dụng card liên lạc tách biệt gắn bên ngoài biến tần.

Cùng với môđun liên lạc bên trong cho phép kết nối trực tiếp với các mạng sàn máy chuẩn, thế hệ biến tần ngày nay còn có thể tích hợp thông suốt

với mọi quá trình sản xuất. Bên cạnh đó còn có các bộ chuyển đổi RS232 hỗ trợ biến tần, cung cấp khả năng liên lạc trực tiếp tới PC. Với dải hỗ trợ rộng như vậy, người sử dụng có thể cài đặt, chẩn đoán, giám sát và phân tích hoạt động của toàn bộ quá trình. Khi nhiều biến tần kết nối trên cùng một mạng, người sử dụng có thể giám sát cũng như cấu hình toàn bộ biến tần từ một điểm.

1.3.4. Lập trình thông minh

Hệ điều hành thời gian thực nhúng trong các bộ biến tần ngày nay chạy trên các bộ vi xử lý mạnh mẽ với bộ nhớ flash hỗ trợ tải và lưu chương trình người sử dụng. Ngoài ra, còn có thư viện khối chức năng toàn diện, trong đó gồm: PID, filter, counter, timer, latch, và khối chức năng macro cấp độ cao như điều khiển độ dãn nở…

Biến tần AC được lập trình thông mình có thể tự động điều chỉnh tốc độ khi điện áp sụt và khôi phục khi điện áp trở lại bình thường. Với khả năng khởi động đồng bộ, biến tần tự động xác định tốc độ quay của động cơ trong thời gian sụt điện áp và điện áp trở lại bình thường.

1.3.5. Điều khiển phân tán

Thế hệ biến tần thông minh mới mang lại cho người sử dụng giải pháp "PLC trong biến tần" hiệu quả mà không cần PLC hay bộ điều khiển độc lập khác. Môđun điều khiển chứa đựng trí tuệ nhúng có thể lắp đặt vào biến tần và nó cung cấp nền tảng kinh tế cho nhân viên thiết kế hệ thống để viết ra những chương trình ứng dụng chuyên biệt, do vậy đạt được khả năng điều khiển peer-to-peer thời gian thực ở tốc độ cao.

Điều khiển phân tán kết hợp tiến bộ của công nghệ CPU nhúng tốc độ cao nhưng giá thành thấp tạo nên một hệ thống có khả năng mở rộng linh hoạt hơn với chi phí thấp hơn. Rất nhiều ứng dụng tự động hóa như dây chuyền xử lý dựa trên công nghệ web, vận chuyển hàng hóa và hệ thống băng chuyền… là môi trường lý tưởng cho kiểu điều khiển này.

KẾT LUẬN

Ở chương 1 chúng ta đã tìm hiểu về tổng quan của bộ biến tần, bao gồm các bộ chỉnh lưu tia ba pha và bộ nghịch lưu cầu ba pha, các phương pháp điều khiển bộ nghịch lưu ba bậc. Chương 1 cũng cho ta biết thêm được kết quả khi mô phỏng của bộ biến tần bậc 2 và bậc 3, qua đó có thể cho thấy những lợi ích khi sử dụng biến tần trong điều khiển động cơ.

CHƯƠNG 2:

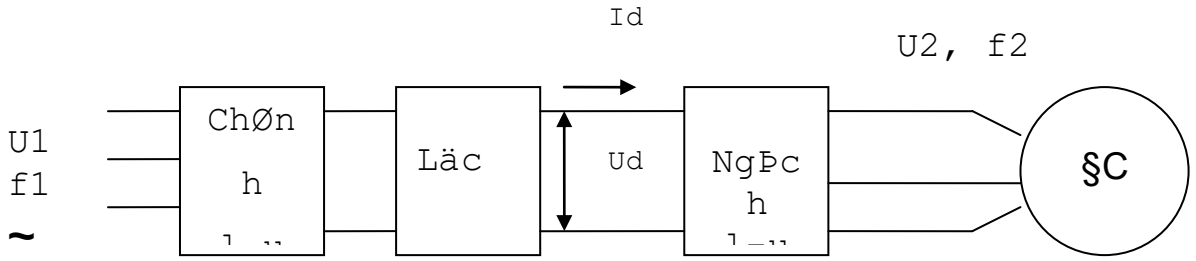
BIẾN TẦN NGUỒN ÁP VÀ MỘT SỐ NGUYÊN TẮC ĐIỀU KHIỂN ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ

2.1 BIẾN TẦN BÁN DẪN

2.1.1 Cấu trúc biến tần bán dẫn

Bộ biến tần bán dẫn (BBT) là thiết bị biến đổi năng lượng điện từ tần số công nghiệp (50Hz) sang nguồn có tần số thay đổi cung cấp cho động cơ xoay chiều. Bộ biến tần chia làm 2 loại: Biến tần trực tiếp (Cycloconverter) và biến tần gián tiếp (có khâu trung gian một chiều). Ở đây ta chỉ đề cập đến biến tần gián tiếp.

Sơ đồ khối



Hình 2.1 *Sơ đồ khối biến tần gián tiếp*

Điện áp tần số công nghiệp (50Hz) được chỉnh lưu thành nguồn một chiều nhờ bộ chỉnh lưu không điều khiển hoặc có điều khiển, sau đó được lọc và bộ nghịch lưu (NL) sẽ biến đổi thành nguồn điện áp xoay chiều ba pha có tần số biến đổi cung cấp cho động cơ. Biến tần phải thoả mãn các yêu cầu sau:

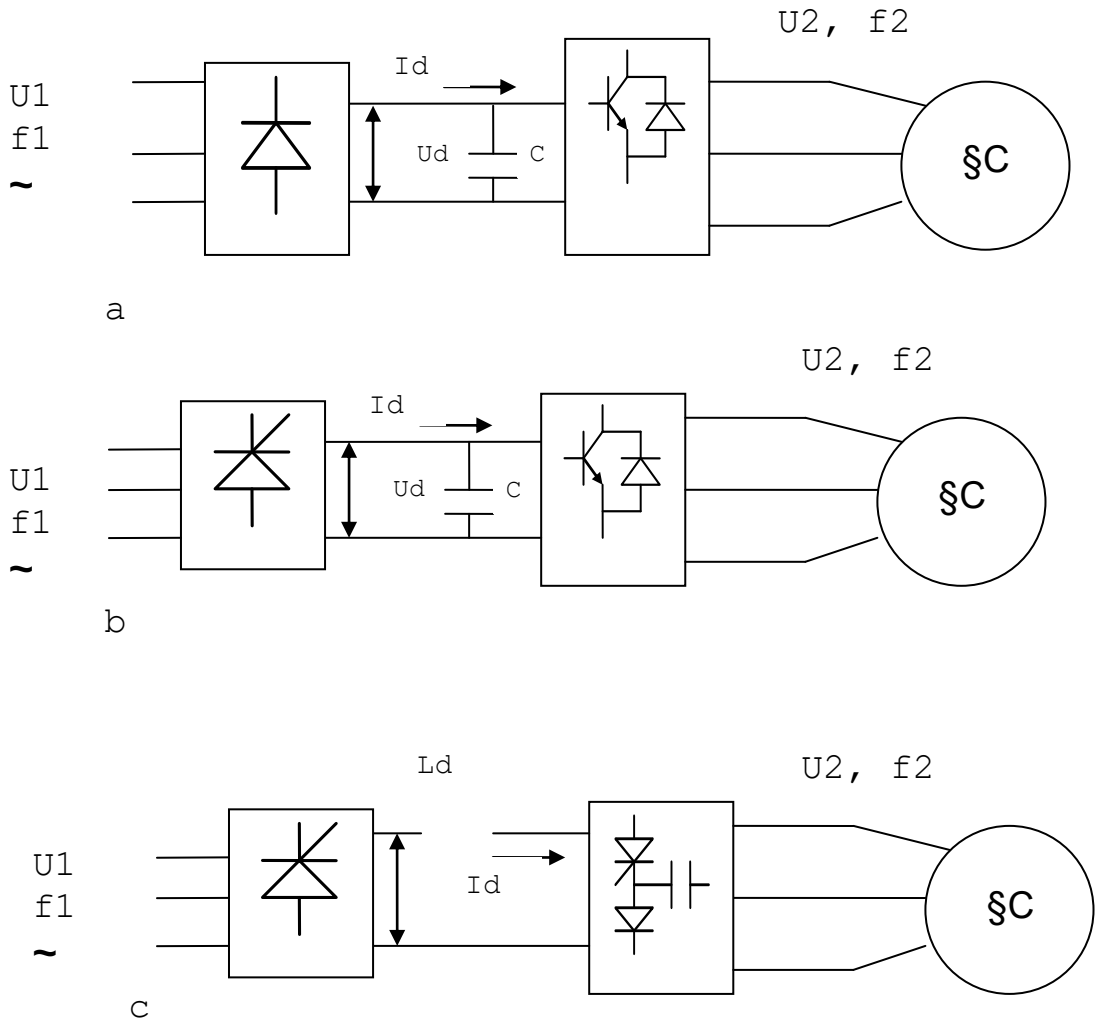
- Có khả năng điều chỉnh tần số theo giá trị đặt mong muốn.
- Có khả năng điều chỉnh điện áp theo tần số để duy trì từ thông khe hở không đổi trong vùng điều chỉnh mômen không đổi.
- Có khả năng cung cấp dòng điện định mức ở mọi tần số.

Bộ biến tần có thể chia làm ba loại chính tuỳ thuộc vào bộ chỉnh lưu và nghịch lưu

1. Bộ biến tần với nghịch lưu nguồn áp điều biến độ rộng xung với bộ chỉnh lưu dùng điot . Điện áp một chiều từ bộ chỉnh lưu không điều khiển có trị số không đổi được lọc từ tụ điện có trị số khá lớn. Điện áp và tần số được điều chỉnh nhờ bộ nghịch lưu điều biến độ rộng xung (Pulse Width Modulation – PWM). Các mạch nghịch lưu bằng các tranzitor (BJT, MOSFET, IGBT) được điều khiÓn theo nguyên lý PWM đảm bảo cung cấp điện áp động cơ có dạng gần sin nhất.

2. Bộ biến tần nghịch lưu nguồn áp dạng xung vuông và bộ chỉnh lưu có điều khiển. Điện áp điều chỉnh nhờ bộ chỉnh lưu có điều khiển (thông thường bằng Thyristor hoặc Tranzitor). Bộ nghịch lưu có chức năng điều chỉnh tần số động cơ, dạng điện áp ra có dạng hình xung vuông.

3. Bộ biến tần với chỉnh lưu dòng điện và chỉnh lưu điều khiển dùng Thyristor. Nguồn 1 chiều cung cấp cho nghịch lưu là nguồn dòng với bộ lọc là cuộn kháng đủ lớn



Hình 2.2 *Sơ đồ khối các bộ biến tần*

2.1.2 Phương pháp PWM thông thường

Nghịch lưu điều biến độ rộng xung được sử dụng để tạo ra điện áp đầu ra của nghịch lưu có dạng hình sin với tần số đặt trước. Phương pháp được thực hiện dựa trên cơ sở sóng mang. Các sóng mang này thường là sóng hình sin, tam giác có tần số f_s, được so sánh với điện áp điều khiển (có tần số bằng tần số điện áp mong muốn) để sinh ra các xung âm dương có tần số và bề rộng có thể thay đổi được. Tần số của sóng mang bằng tần số chuyển mạch của nghịch lưu, thường chúng được giữ cố định. Khi tăng số xung trong một nửa chu kỳ có thể làm giảm tần số của sóng sin đầu ra, tăng bề rộng xung có thể làm tăng biên độ sóng sin.

Dựa vào sóng mang có thể phân thành điều chế:

- Điều chế một cực tính.
- Điều chế hai cực tính

Các tham sè quan trọng khi thiết kế nghịch lưu điều chế PWM:

- Hệ số điều biến biên độ: $m_a = U_{đkm}/U_{xm}$

$U_{đkm}$: Biên độ của tính hiệu điều khiển.

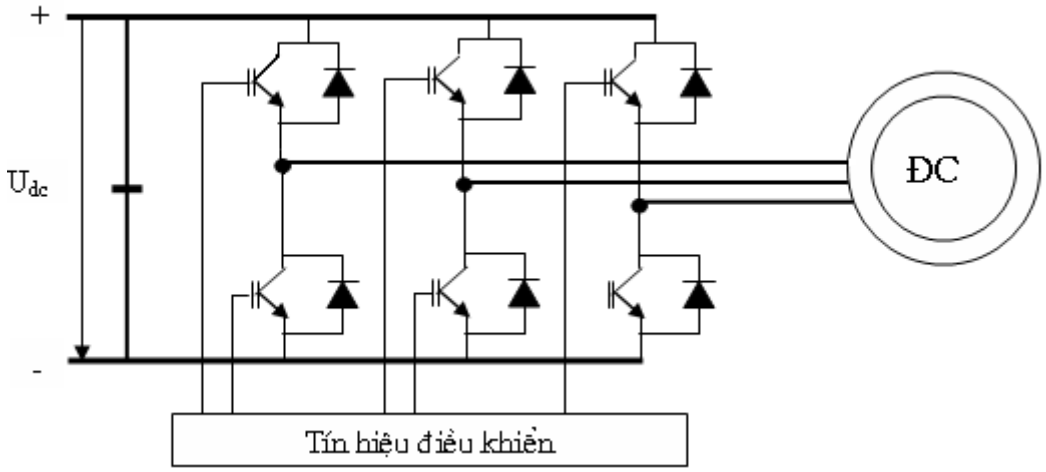
U_{xm}: Biên độ của tín hiệu xung tam giác.

- Hệ số điều biến tần sè: $m_f = f_x/f_{đk}$

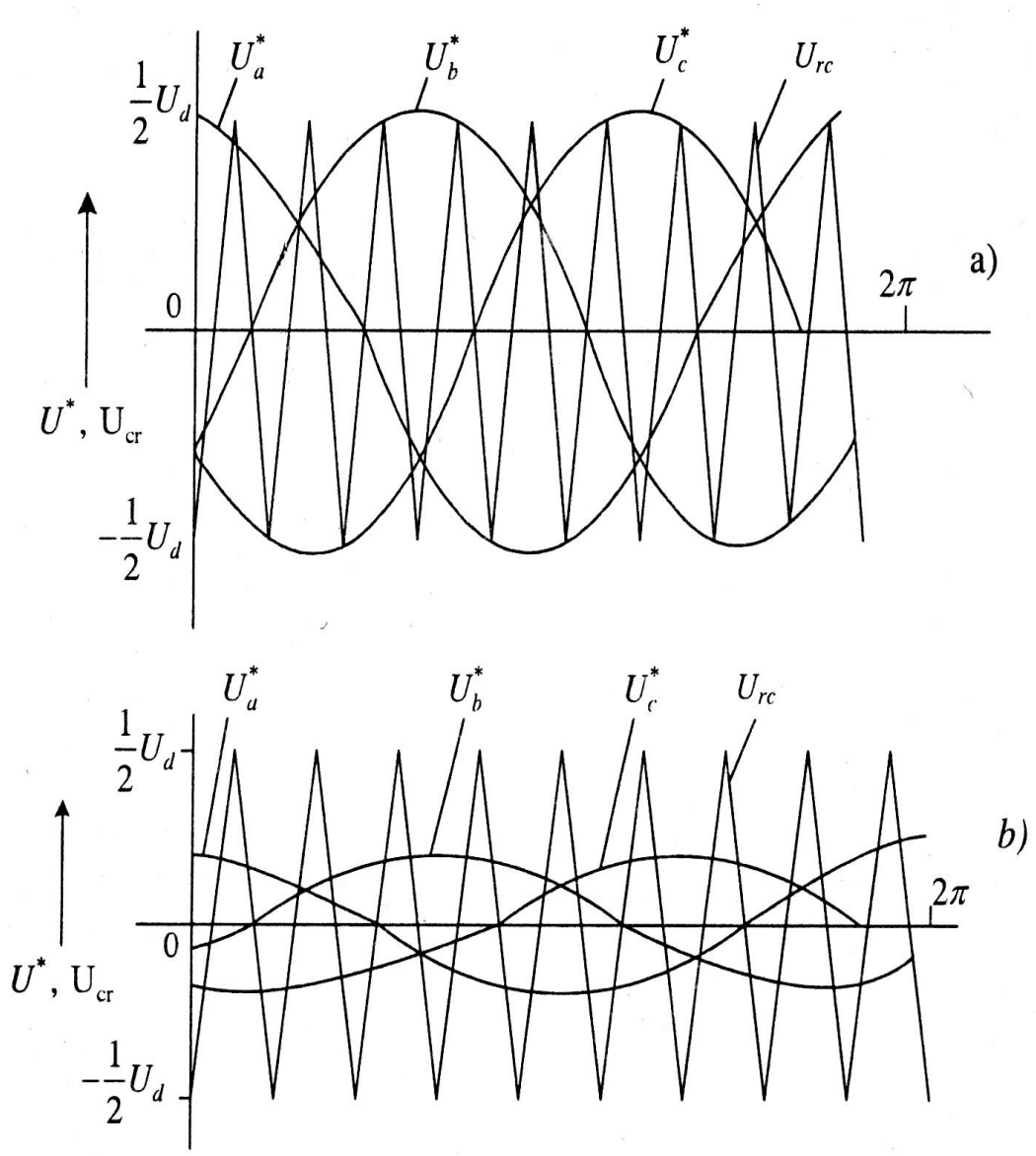
f_x : Tần sè tín hiệu sóng mang/

$f_{đk}$: Tần số tín hiệu điều khiển, cũng là tần số điện áp mong muốn.

Khi hệ số điều biến biên độ m_a <1 (m_a = 0 -1) : Biên độ điện áp của thành phần sin cơ bản tỷ lệ tuyến tính với hệ số m_a. Tuy nhiên xuất hiện các thành phần só hài bậc cao tồn tại trong một dải xung quanh tần số chuyển mạch và bộ số của nó: m_f, $2m_f$, $3m_f$….và điện áp không thể tăng cao được. Phương pháp điều biên này gọi là điều biên tuyến tính.



Hình 2.3 *: Sơ đồ nghịch lưu ba pha*



Hình 2.4 *Điều chế PWM kinh điển;*

a) $m = m_{max}$ *; b)* $m = 0{,}5$

Khi hệ số điều biến biên độ m_a>1 thì có thể tăng biên độ của thành phần điện áp tần số cơ bản, quan hệ giữa thành phần cơ bản và hệ số điều biến là phi tuyến, phụ thuộc vào hệ số điều biến tần số m_f. Đồng thời có nhiều thành phần sang hày 3,5,7…Phương pháp điều biến này gọi là phương pháp quá điều biến.

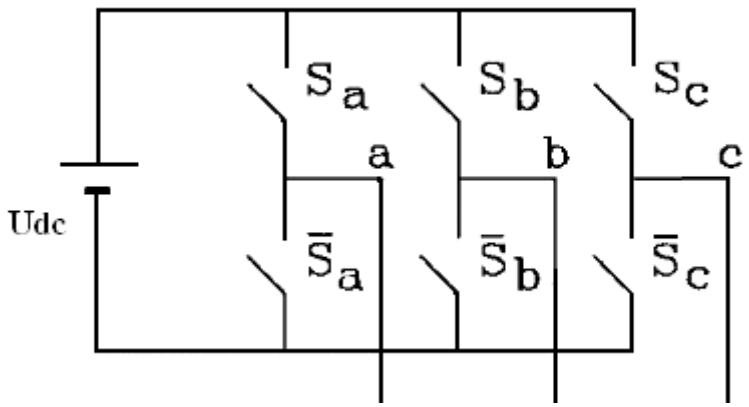
Để giảm được các thành phần sóng hài có bậc là bội số của m_f (bội chẵn và bội lẻ) thì m_f được chọn là bội số lẻ của 3.

Thực tế đa số các hệ truyền động áp dụng tần số chuyển mạch được thiết kế nhỏ hơn 6Khz hoặc lớn hơn 20Khz, ở các hệ truyền động có tần số chuyển mạch tối ưu thì tần số chuyển mạch trong giới hạn 6 -20Khz.

2.1.3 Phương pháp PWM điều chế véctơ không gian

Cùng với sự phát triển mạnh mẽ của các thiết bị điện tử công suất đã dẫn đến yêu cầu cần PWM hiệu quả hơn. Các vấn đề nh- là khử các sóng hài trong các thành phần dòng điện, để làm giảm các tổn hao đồng trong động cơ không đồng bộ. Phương pháp PWM thông thường có thể thực hiện được bằng cách tăng tần số sóng mang hay chính là tần số chuyển mạch. Để vượt qua những hạn chế của chiến lược chuyển mạch , một kỹ thuật mới được biến đến là là phượng pháp điều biến độ rộng xung theo kiểu vectơ không gian. (Space Vector Pulse Width Modulation – SVPWM) đã được sử dụng rộng rãi trong công nghiệp. SVPWM là một phương pháp hiệu quả cao.

Trên hình là cấu trúc nghịch lưu ba pha, V_{dc} là điện áp ra của phần chỉnh lưu. Các van dẫn có thể là IGBT, thyristor hay tranzitor. Mỗi pha của động cơ có thể nhận một trong hai trạng thái: 1(nối với cực + của V_{dc}) hoặc 0(nối với cực – của V_{dc}). Do có ba pha nên sẽ có tám khả năng nối các pha của động cơ



Hình 2.5 *Cấu trúc nghịch lưu PWM 3 pha*

Véctơ đồng nhất duy nhất thay thế cho hệ thống ba pha của điện áp Stator là:

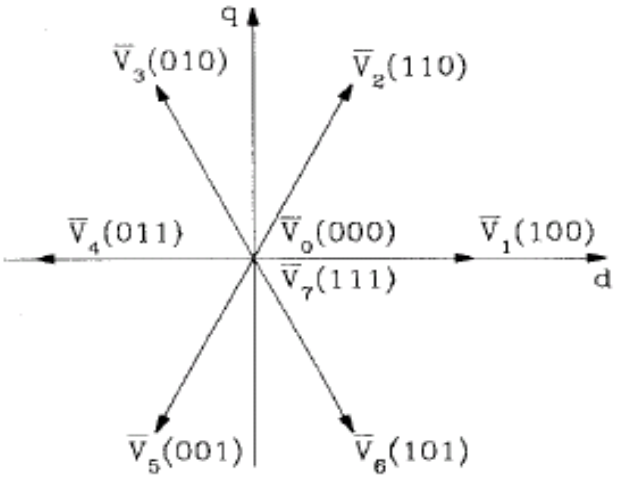
$U_s = \left(1 + a + a^2\right)$ Trong đó $a = e^{j\frac{2}{3}\Pi}$.

Véctơ không gian của hệ thống điện áp ba pha là V_a, V_b, V_c là:

$$v = \frac{2}{3}\left(v_a + a v_b + a^2 v_c\right) \tag{2.1}$$

$$\begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} = \frac{Vdc}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

Tám vector chuẩn trên hệ toạ độ d-q đứng yên, ta cần ghi nhớ là modul của từng vector đó luôn có giá trị là $2V_{dc}/3$



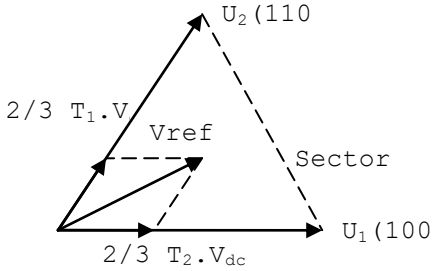
Hình 2.6 *Các vecto điện áp*

Các vector chuẩn chia không gian thành các góc phần sáu S_1..S_6.Chỉ bằng 8 vector chuẩn ta tạo nên điện áp stator với biên độ và góc pha bất kỳ mà khâu ĐCD yêu cầu .

Có 8 vectơ chuyển mạch trong 6 sectơ: Các trạng thai a, $\bar{a}$,b, $\bar{b}$,c, $\bar{c}$

Véctơ	a	b	C	Va	Vb	Vc	Vab	Vbc	Vca
$U_0(000)$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$U_1(100)$	1	0	0	2/3	-1/3	1	0	0	-1
$U_2(110)$	1	1	0	1/3	-2/3	0	1	1	-1
$U_3(010)$	0	1	0	-1/3	-1/3	-1	1	1	0
$U_4(011)$	0	1	1	-2/3	1/3	-1	0	0	1
$U_5(001)$	0	0	1	-1/3	2/3	0	-1	-1	1
$U_6(101)$	1	0	1	2/3	1/3	1	-1	-1	0
$U_7(111)$	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Bảng 2.1 Bảng chọn các Sectơ



Hình 2.7 Thực hiện vecto diện áp V_{ref} trong sector 1.

Thực hiện véc tơ điện áp V_{ref} :

Cân bằng biên độ: $$T_{PWM}.\ V_{ref} = \frac{2}{3}(T_1.V_x + T_2.\ V_{x+1} + T_3.V_{Null}) \quad (2.3)$$

$$T_{PWM} = T_1 + T_2 + T_3 \quad (2.4)$$

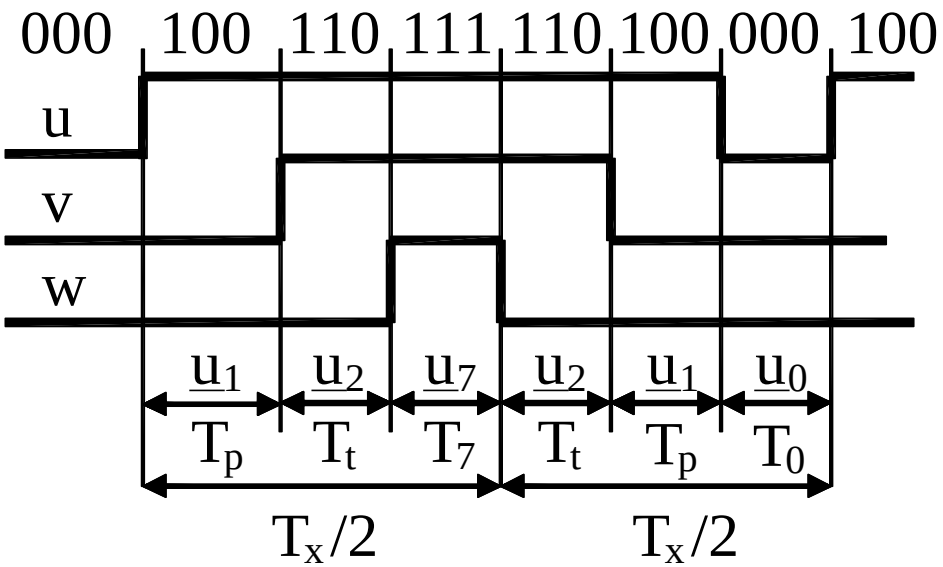
Trong đó

- V_x và V_{x+1} mô tả các vectơ chuyển mạch kề nhau trong sectơ thứ x (x = 1-6); V_{Null} là vectơ chuyển mạch không (V_0 và V_7) ; T_1, T2 và T_3 là các khoảng dẫn tương ứng đối với mỗi vectơ chuyển mạch ; T_{PWM} là thời gian điều chế vectơ không gian.
- Tần số điện mạch Stator là f_s và tốc độ góc điện là $w_s = 2\pi f_s$, f_s có thể thay đổi theo yêu cầu nên vị trí của vectơ điện áp θ_s là khác nhau theo các tần số khác nhau.
- Giá trị T_1, T_2 và T_3 phụ thuộc vào vị trí của vectơ và biên độ của vectơ điện áp cần trong từ Sectơ và trên toàn mặt phẳng 360°.
- Việc điều chế vectơ không gian cần thiết có tốc độ tính toàn cao như vi điều khiển DSP.
- Điều chế vectơ không gian có thể thực hiện theo kiểu điều chế đối xứng hay không đối xứng, đảm bảo tối ưu quá trình chuyển mạch của các van bán dẫn hạn chế tổn hao.

- Bằng phương pháp điều chế véctơ không gian ta có thể thực hiện điều chế đồng bộ hoặc điều chế không đồng bộ.
- Điều chế không đồng bộ : Tỷ số f_{PWM}/f_s thay đổi, f_{PWM} là hằng số.
- Điều chế đồng bộ : Tỷ số $f_{PWM}/f_s = N_x = const$; trong đó $f_{PWM} = 1/T_{PWM}$ là tần số đóng cắt trong mét chu kỳ điều chế ; N_x là sè xung cắt trong phạm vi mét chu kỳ f_s hoặc là hệ số điều biến tần số và chỉ có thể nhận các giá trị sau đây: $N_x = 9 + 6n$; n = 0, 1, 2, 3…. và N_x là các bội số lẻ của 3.

Trong trường hợp trên trình tự thực hiện véctơ nào trước trong ba véctơ u_1,u_2, vector 0 phụ thuộc vào trình tự nào là có lợi nhất, tức là có số lần đóng cắt nhỏ nhất. Nếu trạng thái cuối cùng là u_0 thì trạng thái thực hiện sẽ là u_1->u_2->u_7 , ngược lại nếu trạng thái cuối cùng là u_7 thì trình tự thực hiện sẽ là u_2->u_1->u_0.

Bằng phương pháp thực hiện điện áp nh- vậy, ta sẽ có tổn hao đóng ngắt van là Ýt nhất.Nếu ta ghép hai chu kỳ nối tiếp nhau trong góc phần sáu thứ nhất S_1 , ta được hình vẽ của phương pháp điều chế độ rộng xung sau:



Hình 2.8 *Biểu đồ xung của các vectơ điện áp thuộc góc phần từ thứ nhất S_1*

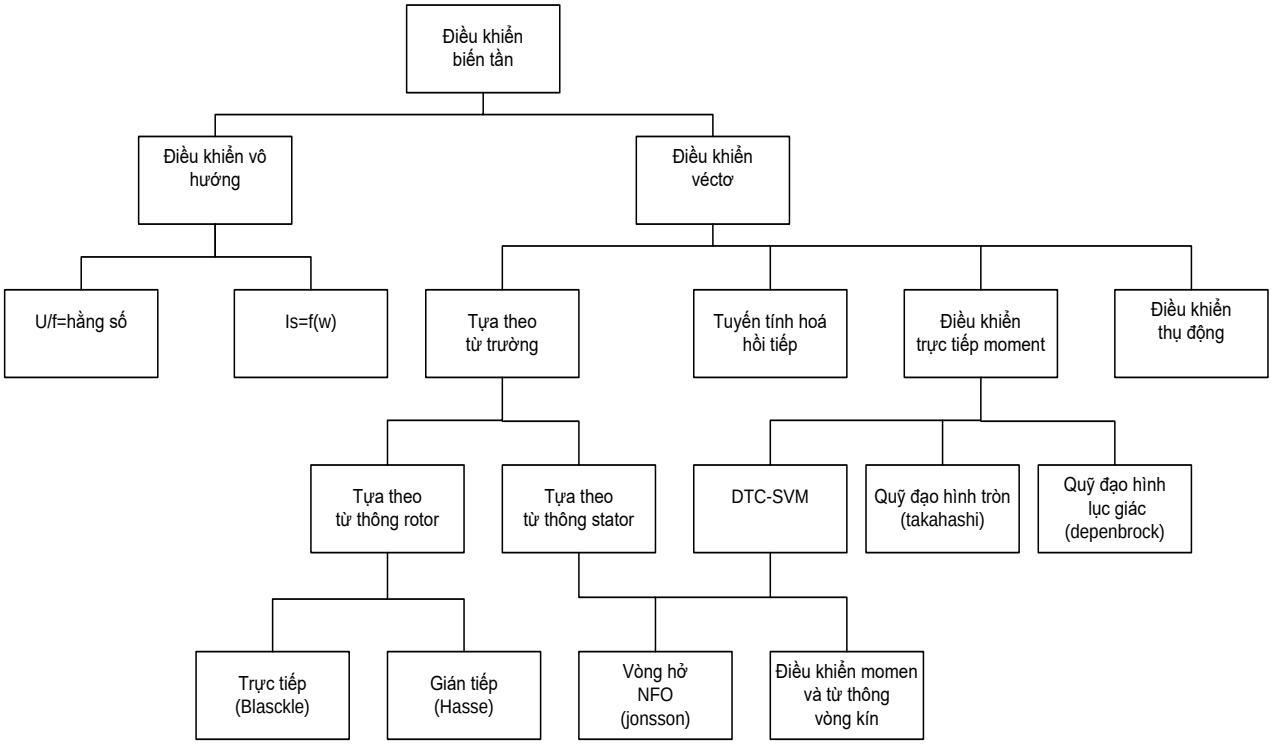
Ở các góc phần sáu khác, việc thực hiện là giống hệt S_1.

2.2 CHIẾN LƯỢC ĐIỀU KHIỂN TẦN SỐ ĐỘNG CƠ KHÔNG ĐỒNG BỘ

2.2.1 Giới thiệu chung

Cho đến nay, đã có nhiều lý thuyết xoay quanh vấn đề các vấn đề điều khiển động cơ không đồng bộ, nh- điều khiển theo luật điện áp/tần số (U/f), điều khiển theo từ trường (FOC – Field Oriented Control) và điều khiển trực tiếp momen (DTC – direct torque control). Đồng thời với sự phát triển của các thiết bị điện tử công suất và kỹ thuật xử lý tín hiệu số (DSP – Digital Signal Processor) nên đã có nhiều loại bộ điều khiển động cơ không đồng bộ có chất lương cao ra đời.

Phương pháp điều chỉnh ĐC KĐB có hiển thị được chia ra điều chỉnh vô hướng và điều khiển véctơ. Sau đây là hình mô tả sự phân chia tổng quát của phương pháp biến tần:



Hình 2.9 *:Phân loại các phương pháp điều khiển IM (NFO-natural field orientation)*

Với phương pháp điều khiển vô hướng, dựa trên các quan hệ trong trạng thái dừng, ta chỉ có thể điều khiển được rời rạc biên độ của véctơ … điện áp, dòng, và từ thông. Do đó, điều khiển vô hướng không đề cập đến vị trí

vectơ không gian. Ngược lại, với phương pháp điều khiển vectơ , dựa trên mối quan hệ trạng thái động thì không chỉ biên độ và tần số mà cả vị trí tức thời của các tham số trên được kiểm soát. Do đó, phương pháp điều khiển vectơ đề cập đến vị trí của các véctơ không gian và cho ta biết hướng chính xác của trong cả trạng thái dừng và động. Dựa vào định nghĩa ở trên, vectơ không gian là triết lý điều khiển tổng quát được sử dụng theo rất nhiều cách. Phương pháp phổ biến nhất đó là điều khiển theo từ trường (FOC) hay còn gọi là điều khiển vectơ được đề xuất bởi Hasse và Blasclke và được ứng dụng cho cả ĐC KĐB công suất lớn .

Trong điều khiển véctơ, các phương trình của động cơ được chuyển sang hệ trục toạ độ quay đồng bộ với vectơ từ thông rôto. Hệ trục toạ độ mới này được gọi là hệ trục toạ độ trường. Trong hệ toạ độ trường - khi biên độ từ thông rôto không đổi - ta có quan hệ giữa các biến điều khiển và mômen là tuyến tính. Thêm nữa giống nh- đông cơ một chiều kích từ độc lập, biên độ từ thông được giảm từ thông yếu với mục đích giới hạn điện áp stato khi động cơ đạt tốc độ cao. Việc chuyển các phương trình ĐC KĐB trong hệ toạ độ trường có cơ sở vật lý vì nó tương ứng với sự sinh ra mô men quay được tách ra trong động cơ một chiều kích từ độc lập. Tuy nhiên trên quan điểm lý thuyết, các dạng khác của việc chuyển hệ trục toạ độ được chọn có thể thu được sự tách biệt và tuyến tính hoá các phương trình của ĐC KĐB. Nó đặt nền tảng cho phương pháp điều khiển phi tuyến hiện đại. Marino et al đã đề xuất việc chuyển đổi phi tuyến các biến trạng thái của động cơ sao cho trong hệ trục toạ độ mới tốc độ và biên độ từ thông rôto được tách bởi khâu hồi tiếp, phương pháp này được gọi là điều khiển tuyến tính hoá hồi tiếp (FLC) hay tách biệt đầu vào - đầu ra. Một cách tiếp cận tương tự, dẫn ra từ mô hình đa vô hướng (multiscale) của ĐC KĐB, được đề xuất bởi Krzeminski. Một phương pháp dựa trên sự lý thuyết biến đổi và định hình năng lượng được khảo sát gần đây và được gọi là điều khiển thụ động (PBC). Trong trường hợp này, động cơ không đồng bộ được miêu tả bằng phương trình Euler-Lagrange trong hệ toạ độ thông thường.

Vào những năm giữa thập kỷ 80, có xu hướng tiêu chuẩn hoá các hệ thống điều khiển dựa vào FOC, thì xuất hiện hướng nghiên cứu mới đầy sáng

tạo của Depenbrock và của Takahashi và Noguchi, với ý tưởng tách khỏi việc chuyển đổi toạ độ hay việc đưa về tương tự điều khiển động cơ điện một chiều. Những ý tưởng này được đế xuất để thay thế phương pháp điều khiên tách biệt bằng phương pháp điều khiển mang tính đột phá dựa vào thao tác tắt bật của thiết bị công suất bán dẫn chuyển đổi.

Phương pháp này điều khiển mô men trực tiếp (DTC) và từ năm 1985 nó đã liên tục được phát triển và hoàn thiện bởi nhiều nhà nghiên cứu khác (danh sách xem ở mục tham khảo). Các bộ điều khiển theo phương pháp FOC dựa trên lý thuyết không gian máy điện và điều khiển bộ biến tần theo phương pháp PWM điều chế véctơ không gian (SVPWM – Space Vectơ Pulse Width Modulation). Cũng dựa trên cơ sở SVPWM mà phương pháp điều khiển theo luật U/f vòng đóng có thể nâng coa được chất lượng với bộ điều chỉnh PI cùng với các chiến lược khác (điều khiển theo độ trượt, điề khiển tối ưu theo hiệu suất) nhằm nâng cao chất lượng hệ truyền động.

Với sự hoàn thiện của lý thuyết điều khiển thích nghi theo mô hình trạng tháI (MRAS – Model Reference Adaptive System) và sự ra đời của các bộ DSP chuyên dụng đã cho phép điều khiển động cơ không dùng Sensor. Các hệ truyền động U/f, FOC, ngày nay đã khá phổ biến và hoàn thiện về chất lượng cũng nh- ứng dụng. Tuy nhiên, các công trình nghiên cứu vẫn được tiếp tục với DTC nhằm nâng cao hơn nữa cũng như lợi Ých mà nó đem lại.

2.2.2 Nguyên lý điều khiển điện áp tần số U/f

Từ phương trình điện áp stator :

$$\bar{u}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\psi}_S}{dt} \qquad (2.$$

Viết lại dưới chế độ xác lập

$$\bar{u}_S = R_S \bar{i}_S + j\omega_s L_s \bar{i}_S = R_s \bar{i}_S + j\omega_s \bar{\psi}_S \qquad (2.$$

Với

ω_s là tốc độ góc của từ trường quay (còn gọi là tốc độ đồng bộ)

$\omega_s = 2\pi f_s$ (f_s là tần số của điện áp nguồn cấp vào stator)

Tại tần số f_s đủ lớn nào đó, ta có: $j\omega_s L_s \bar{i}_S >> R_s \bar{i}_S$

Khi đó, một cách gần đúng ta viết lại (2.2) như sau:

$$\bar{u}_S = j\omega_s \bar{\psi}_S \qquad (2.$$

Mặt khác, ta có phương trình mô men của động cơ như sau:

$$m_M = \frac{3}{2} p_c (\bar{\psi}_S \times \bar{i}_S) \qquad (2.$$

Từ (2.8), ta nhận thấy $m_M \sim \bar{\psi}_S$, mà mặt khác trong khi điều chỉnh tốc độ động cơ, chúng ta lại có mong muốn là động cơ vẫn sinh ra được mô men nh- chế độ định mức. Nghĩa là m_M=const trong quá trình điều khiển tốc độ động cơ. Do đó từ (2.8) hiển nhiên là $\bar{\psi}_S$ cũng phải cố định theo. Ta viết lại (2.7) nh- sau:

$$\bar{u}_S = j2\pi f_s \bar{\psi}_S \qquad (2.$$

hay

$$k\bar{\psi}_S \approx \frac{|\bar{u}_S|}{f_s} \qquad (2.10$$

với k=2π

Ta nhận thấy là vế trái của (2.10) là $k\bar{\psi}_S = \text{const}$, do vậy để (2.10) tồn tại thì $k\bar{\psi}_S \approx \frac{|\bar{u}_S|}{f_s}$.

Và điều này có nghĩa là khi thay đổi tần số thông qua biến tần để điều khiển tốc độ động cơ và để đảm bảo một số chỉ tiêu điều chỉnh mà không làm động cơ bị quá dòng thì ta phải điều khiển cả điện áp theo tần số qua một hàm phù hợp với phụ tải.

Biểu thức biểu diễn quan hệ giữa mômen và tải

$$M_c = M_{co} + (M_{c\tilde{n}m} - M_{co})\left(\frac{n}{n_{\tilde{n}m}}\right)^x \qquad (2\text{-}11)$$

Trong đó :

M_c Mômen cản của bộ phận làm việc trên trục quay ở tốc độ n (Nm)

M_{co} Mômen cản của bộ phận làm việc trên trục quay khi n = 0

$M_{cđm}$ Mômen cản của bộ phận làm việc lên trục quay khi n= $n_{đm}$

x là số mũ đặc trưng mô tả dạng đặc tính cơ của bộ phận làm việc (cơ câu sản xuất) khác nhau. Gồm các dạng sau:

- x = 0. $M_c = M_{cđm}$ = const

Đây là đặc tính cơ đặc trưng cho hệ thống nâng hạ, băng tải, Đp và luôn có giá trị không đổi (tải không đổi)- đường 1 hình 2.10

- x=1. $M_c = a+bn$

M_c tỷ lệ bậc nhất với tốc độ. - Đường 2 hình 2.10

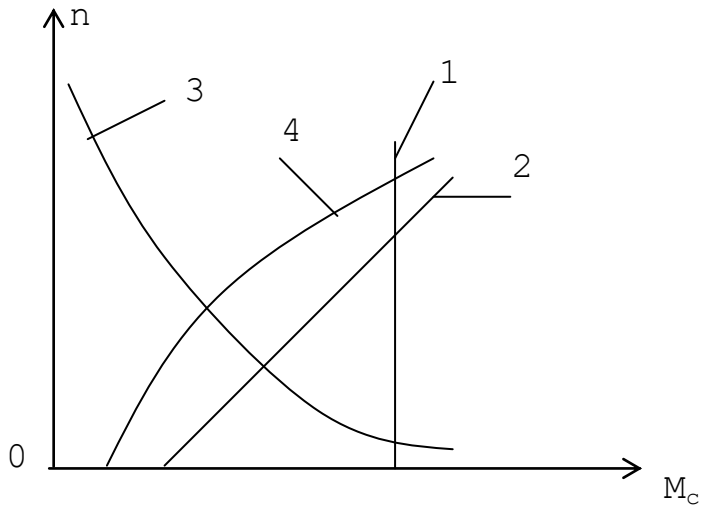
$$M_c = (a + \frac{b}{n})$$

- x= -1 Đặc tính có dạng

Mômen tỉ lệ nghịch với tốc độ, đặc tính tải là cuộn, quấn (cáp, sợi…). - Đường 3 hình 2.10

- x=2. Đặc tính có dạng $M_c = a + bn^2$

Mômenn tỷ lệ với bình phương tốc độ, đặc tính trên thường của các loại bơm, quạt gió - Đường 4 hình 2.10



Hình 2.10 *Các dạng đặc tính*

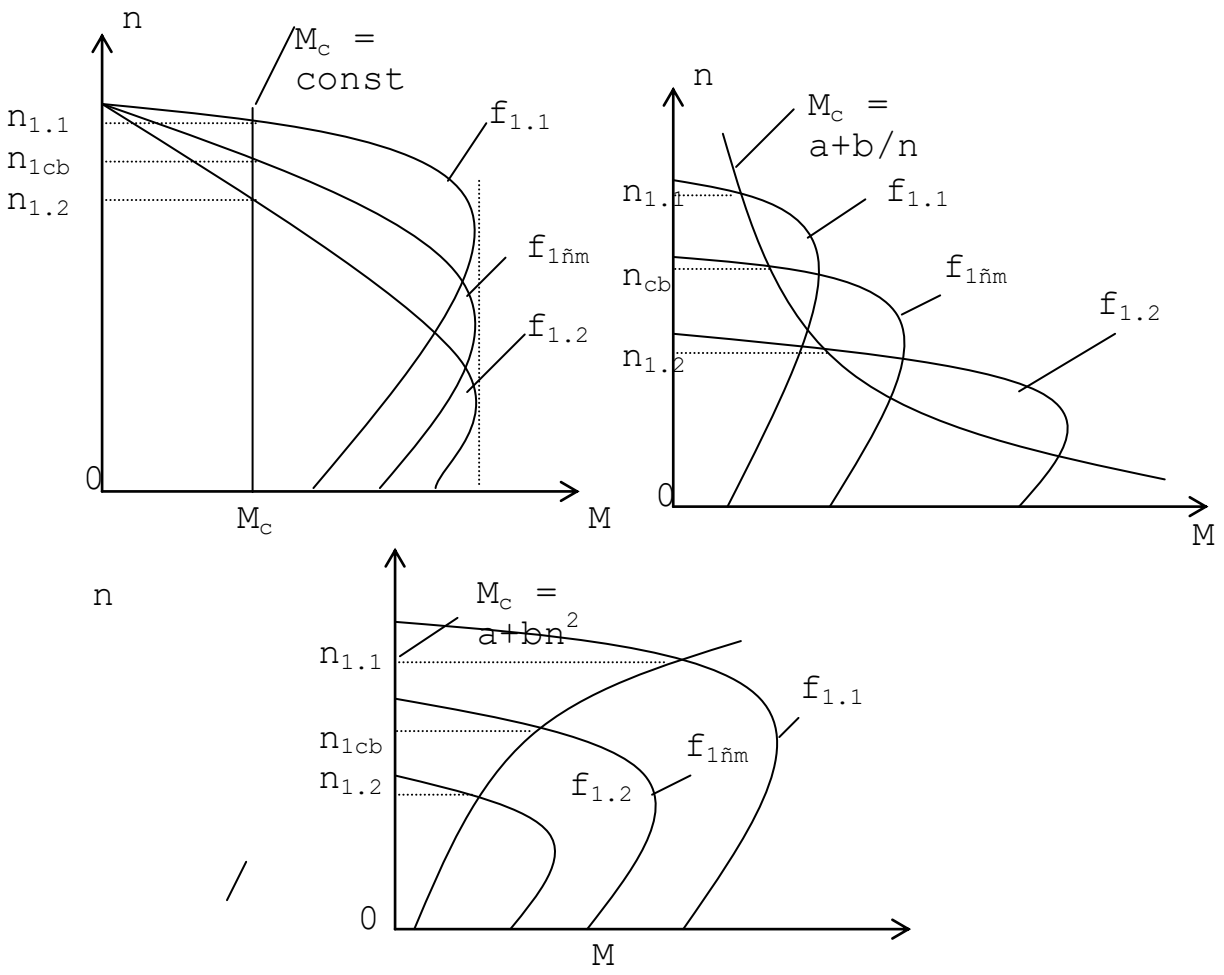
Nh- vậy, muốn điều chỉnh tốc độ động cơ không đồng bộ bằng cách thay đổi tần số vô hướng theo quy luật sau:

$$* \frac{U_1}{f_1} = const$$

$$* \frac{U_1}{f_1^2} = const$$

$$* \frac{U_1^2}{f_1} = const$$

Như vậy dạng đặc tính cơ động cơ không đồng bộ khi ta thay đổi tần số theo quy luật điều chỉnh hình 2.10



Hình 2.11 *Các dạng đặc tính cơ động cơ không đồng bộ khi ta thay đổi tần số theo quy luật điều chỉnh U và f*

Việc điều khiển có thể được thực hiện qua hệ thông kín. Khi đó nhờ các mạch hồi tiếp điện áp ứng với một tần số cho trước nào đó sẽ biến đổi theo phụ tải và các quy luật tải khác nhau ta có các quy luật điều khiển.

Đặc điểm:

- Biến điều khiển là điện áp và tần số
- Dùng bộ điều chế tạo sóng sin xoay chiều.
- Từ thông tạo bởi tỉ số hằng V/f
- Tải sẽ xác định mức mô men.

Ưu điểm:

- Điều khiển đơn giản
- Giá thành thấp
- Không cần thiết bị phản hồi

Nhược điểm:

- Lý thuyết hướng trường không được sử dụng
- Bá qua trạng thái của động cơ
- Mô men không được điều khiển
- Sự trễ do bộ điều chế được sử dụng

2.2.3 Điều khiển vectơ

Đối với động cơ điện một chiều kích từ độc lập , các dòng điện ứng và phần kích từ là giao nhau nên các sức điện động được hình thành bởi chúng trong các cuộn dây cũng giao nhau. Mômen điện từ của động cơ phụ thuộc vào dòng điện phần ứng và dòng kích từ, hai dòng điện này độc lập với nhau. Cho nên khi giữ dòng điện kích từ không đổi ta có thể điều khiển mômen điện từ động cơ một chiều kích từ độc lập thông qua điều khiển dòng điện phần ứng, các thành phần sinh mômen và từ thông được điều khiển tách bạch.

Đối với động cơ không đồng bộ thì khác, bản thân động cơ không đồng bộ là hệ thống phụ thuộc, phi tuyến và có nhiều biến. Để có thể điều khiển động cơ không đồng bộ giống nh- động cơ một chiều kích từ độc lập thì một phương pháp mới ra đời: *điều khiển tựa từ thông* cho phép điều khiển tách bạch, độc lập các thành phần dòng điện Stator sinh mômen và từ thông.

Trong quá trình quá độ thì momen điện từ của máy điện xoay chiều khe hở đều phải tỷ lệ với tích của thành phần dòng điện sinh ra từ thông và thành

phần dòng điện sinh momen trong không gian góc. Thường để làm điều đó ta sử dụng các hệ toạ độ gắn với vec tơ từ thông móc vòng stator, với vecto từ thông móc vòng ro to, hoặc với vectơ từ thông từ hoá để xây dựng được biểu thức momen điện từ sao cho có thể giúp điều khiển độc lập các thành phần dòng điện sinh ra từ thông và sinh ra momen.

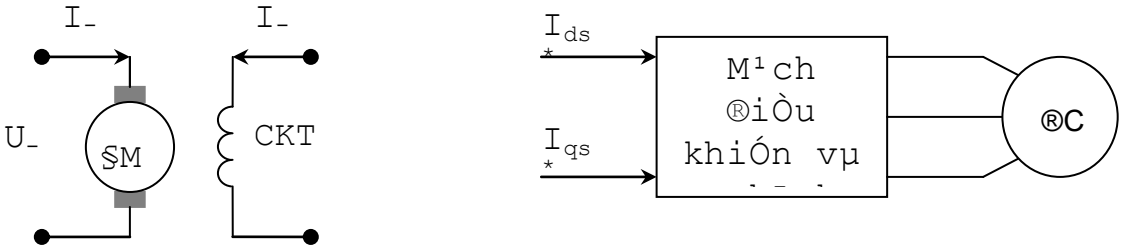
Như vậy momen điện từ có thể được điều khiển bằng các điều khiển riêng rẽ mạch hai thành phần: thành phần tạo từ thông và thành phần tạo momen của dòng điện stato.

Dựa trên ý tưởng điều khiển động cơ không đồng bộ tương tự nh- điều khiển động cơ một chiều. Động cơ một chiều có thể điều khiển độc lập dòng điện kích từ và dòng phần ứng để đạt được mômen tối ưu theo công thức tính mômen :

$M=K\Phi I_{ur} = KI_{kt}I_{ur}$

Trong đó : I_{kt}, I_u - dòng điện kích từ và dòng điện phần ứng.

Φ - từ thông động cơ .



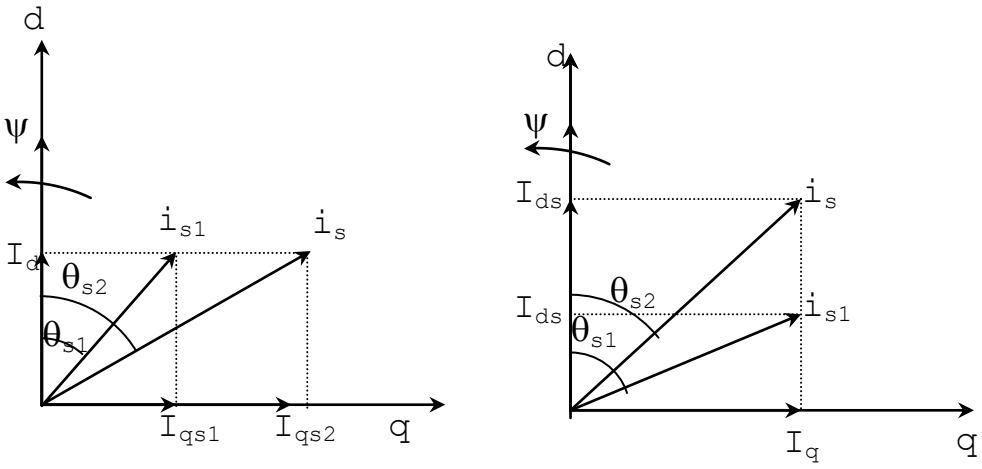
Hình2.12 *Sự tương tự giữa điều khiển động cơ một chiều và điều khiển vectơ*

Tương tự ở điều khiển động cơ không đồng bộ, nếu ta sử dụng công thức:

$M = K_m\psi_r I_{qs} = K_m I_{ds} I_{qs}$ (khi chọn trục d trùng với chiều vectơ từ thông rôto) có thể điều khiển M bằng cách điều chỉnh độc độc lập các thành phần dòng điện trên hai trục vuông góc của hệ tọa độ quay đồng bộ với vectơ từ thông rôto Lúc này vấn đề điều khiển động cơ không đồng bộ tương tự điều khiển động cơ điện một chiều.

Ở đây thành phần dòng điện I_{ds} đóng vai trò tương tự nh- dòng điện kích từ động cơ một chiều (I_{kt}) và thành phần dòng I_{qs} tương tự nh- dòng phần ứng động cơ một chiều (I_u) .

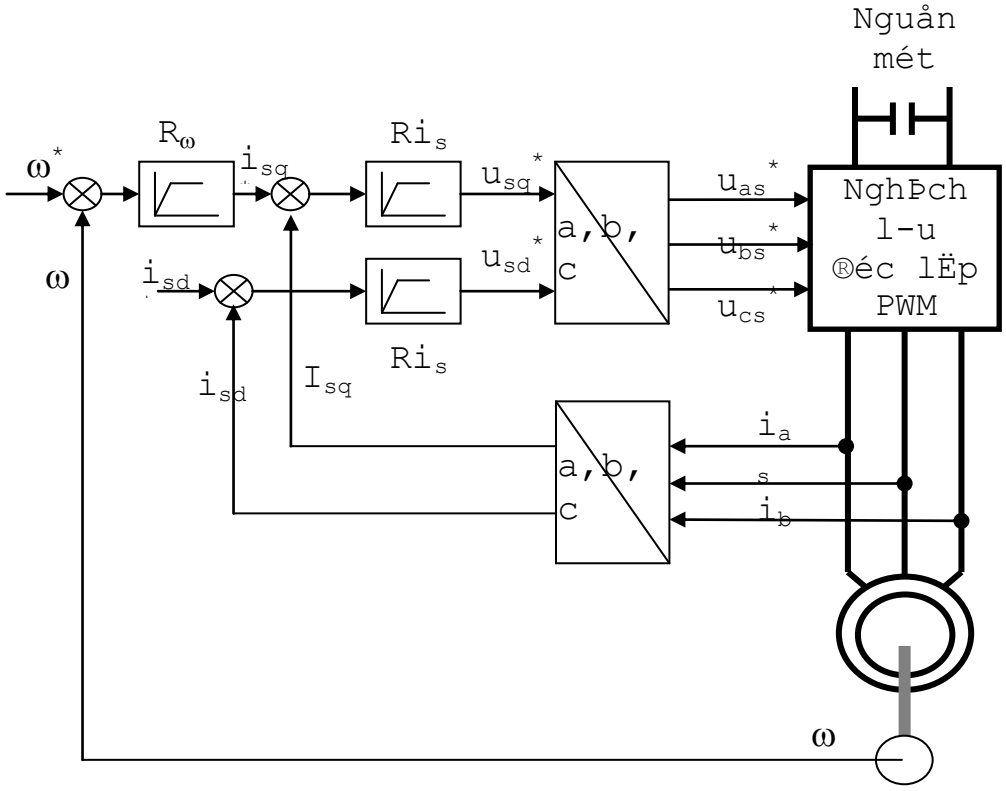
Với ý tưởng định nghĩa vectơ không gian dòng điện của động cơ được mô tả ở hệ tọa độ quay với tốc độ ω_s, các đại lượng dòng điện điện áp, từ thông sẽ là các đại lượng một chiều nh- sau:



Hình 2.13 *:Điều khiển độc lập hai thành phần dòng điện: mômen và kích từ*

Điều khiển tựa theo từ trường có các phương pháp sau:

- Điều khiển động cơ tựa theo từ thông Rotor.
- Điều khiển động cơ tựa theo từ thông Stator
- Điều khiển động cơ tựa theo từ thông từ hóa



Hình 2.14 : Sơ đồ hệ thống điều khiển tốc độ động cơ tựa từ thông Rotor.

Đặc điểm:

- Điều khiển hướng trường được sử dụng-bắt chước điều khiển động cơ một chiều
- Đặc tính điện của động cơ được mô phỏng –"Mô hình động cơ" (Motor Model)
- Vòng điều khiển kín
- Điều khiển mô men gián tiếp

Ưu điểm:

- Đáp ứng mô men tốt
- Điều khiển tốc độ chính xác
- Mô men cực đại ở tốc độ thấp
- Đặc tính tương đương với động cơ một chiều

Nhược điểm:

- Cần bộ điều chế độ rộng xung
- Yêu cầu phải tính toán được giá trị dòng điện phản hồi hoặc từ thông.

2.2.4 Giới thiệu nguyên tắc điều khiển trực tiếp mô men (DTC):

Nguyên tắc điều khiển trực tiếp mô men là điều khiển trực tiếp từ thông stator và mô men không thông qua bộ điều khiển dòng stator. Điều khiển được thực hiện bằng việc điều khiển trực tiếp khoá sử dụng đầu ra của bộ so sánh trễ từ thông, bộ trễ mô men và lựa chọn vector điện áp phù hợp từ bảng chuyển mạch được định nghĩa trước.

Nội dung chi tiết của phương pháp sẽ được trình bày một cách chi tiết ở chương sau.

Trong những giản đồ FOC cơ bản, thành phần dòng điện i_{sq} được dùng nh- lượng điều khiển mô men. Khi biên độ từ thông roto không đổi, dòng điện sẽ điều chính mô men một cách trực tiếp theo biểu thức sau:

$$T_e = \frac{L_M}{l_r}\psi_r i_{sq} = \frac{L_M}{l_r}\psi_r i_s \sin\delta \tag{2.12}$$

Trong đó: T_e là mô men điện từ, ψ_r là độ lớn từ thông roto, i_s là độ lớn dòng điện stato và δ là góc của mô men. Điều này làm cho bộ biến đổi điều rộng xung (PWM) điều khiển dòng rất thuận tiện cho việc thực hiện giản đồ FOC.

Trong những truyền động động cơ không đồng bộ được nuôi bằng bộ biến đổi nguồn áp thì không chỉ dòng điện stato mà cả **từ thông stato** được dùng làm đại lượng điều khiển mô men.

$$T_e = \frac{L_m}{l_r}\psi_r \frac{1}{\sigma L_s}\psi_s \sin\delta_\psi \tag{2.13}$$

trong đó ψ_s là độ lớn từ thông stato, δ_ψ là góc mô men và σ là hệ số rò (hình 2(b)). Chó ý rằng từ thông stato là biến trạng thái, nó được điều chỉnh bằng điện áp stato.

Từ điện áp stato với $r_s = 0$, ta có:

$$T_N \frac{d\psi_s}{dt} = u_s = u_\nu \tag{2.14}$$

Trong đó u_ν là véc tơ điện áp đầu ra bộ biến đổi (hình 3(a,b)) được cho bằng biểu thức sau:

$$u_v = \begin{cases} (\frac{2}{3})u_{dc}e(v-1)\pi/3, & khi\ v = 1,....,6 \\ 0, & khi\ v = 0,7 \end{cases} \quad (2.15)$$

trong đó $u_{dc} = \frac{U_{dc}}{\sqrt{2}U_{SN}}$ và U_{SN} là giá trị hiệu dụng của điện áp pha. Trong biểu thức u_v là 6 vectơ tích cực (active vector) và 2 véctơ không (zero vector). Ta có

$$\psi_s = \frac{1}{T_N}\int_0^t u_v dt \quad (2.16)$$

Trong sự vận hành với sáu véctơ điện áp, điện áp đầu ra bộ biến đổi tạo thành một chuỗi các véctơ tích cực đối xứng và tuần hoàn. Do đó dựa vào biểu thức (10), từ thông stato chuyển động với tốc độ không đổi dọc theo quỹ đạo lục giác (hình 3(c)).

Việc đưa vào véctơ không để dừng từ thông lại, hiệu ứng đó được gọi là xung dừng, nhưng nó không làm thay đổi đường đi của từ thông. Khi đó có sự thay đổi chu trình chuỗi véctơ điện áp. Điều này khác với sự vận hành hình sin của PWM, trong đó điện áp ra bộ biến đổi tạo thành một chuỗi phù hợp các véctơ tích cực và véctơ không và từ thông stato chuyển động dọc theo một đường liên tục với vận tốc đồng bộ thực dọc theo một hình gần tròn (hình 3(d)).

Trong trường hợp này, từ thông rôto chuyển động theo hình gần tròn vì được làm mềm bởi việc lọc mạch rôto. Từ thông stato và rôto liên hệ bởi phương trình sau:

$$\psi_s = \frac{l_M}{l_r}\psi_s + \sigma l_s i_s \quad (2.17)$$

Từ quan điểm của việc sinh mô men quay, sự chuyển động tương đối giữa hai véctơ là quan trọng vì nó tạo nên góc mô men δ_ψ (hình 2(b)), nó xác đinh mô men tức thời của động cơ dựa vào biểu thức (2.12).

Giả sử từ thông roto ψ_r quay chậm theo hướng ngược chiều kim đồng hồ (hình 2.15). Trong trường hợp đó, việc chuyển mạch thuận của các vécto điện

áp tích cực gây nên sự chuyển động nhanh của ψ_s so với ψ_r, và cùng thời điểm đó mô men quay của động cơ tăng vì sự tăng của góc mô men δ_ψ. Mặt khác khi ta sử dụng véctơ không thì từ thông stato sẽ dừng trong khi ψ_r tiếp tục chuyển động, điều này làm cho góc mô men δ_ψ giảm và điều này lại làm cho mô men động cơ giảm. Nếu thời gian tồn tại trạng thái không đủ lâu, ψ_r sẽ vượt qua ψ_s, có nghĩa là góc δ_ψ và mô men quay đảo chiều.

Từ những phân tích trên đây, ta rót ra kết luận quan trọng là tồn tại mối quan hệ trực tiếp giữa sự dao động của mô men với khoảng thời gian tồn tại trạng thái không. Sự chuyển mạch tuần hoàn của các véctơ không và véctơ tích cực điều khiển mô men quay của động cơ. Đây chính là nguyên lý vận hành bộ điều chế tự điều khiển.

Trong dải tốc độ thấp ($<0{,}2\,\omega_N$) chuyển động của từ thông roto là châm nên không thể làm giảm mô men quay nhanh. Trong trường hợp đó, người ta không sử dụng véctơ không mà sử dụng véctơ điện áp ngược (hình 4).

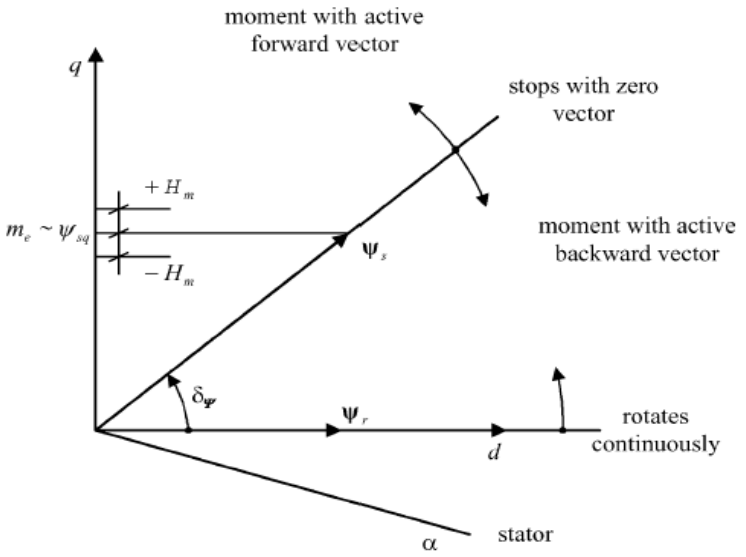


Fig. 4. Stator flux vector ψ_s movement relative to rotor flux vector ψ_r under the influence of active and zero voltage vectors.

Hình 2.15 *Vectơ từ thôngψ_s liên quan đến vectơ từ thông Rotor ψ_r dưới tác dụng của vectơ điện áp*

Trong vùng từ trường yếu, ta không thế sử dụng véctơ không. Do đó việc điều khiển mô men thu được thông qua sù thay đổi nhanh góc mô men bằng việc tăng hoặc giảm pha của từ thông stato.

Tổng hợp những kết luân thu được, ta thấy sự vận hành của ĐC KĐB được cấp bởi bộ biến đổi véctơ không gian được đặc trưng bởi những tính chất sau:

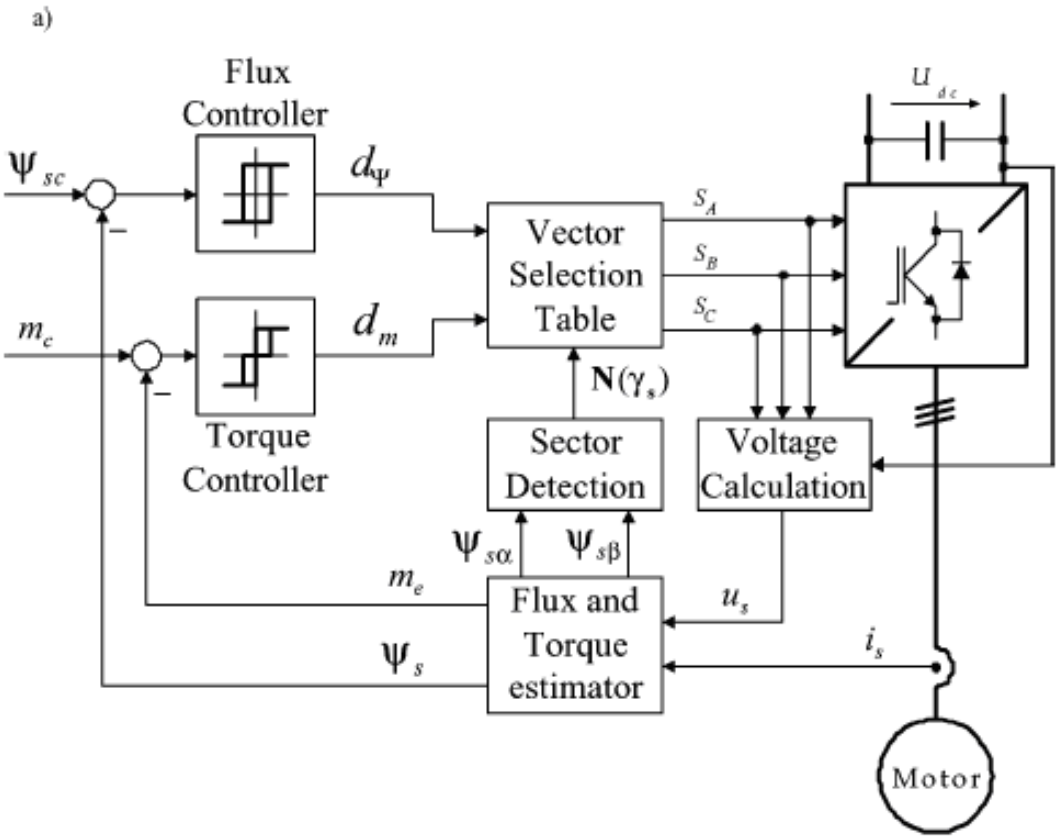
- Điện áp ra của bộ biến đổi chỉ có thể là một trong hai trạng thái, hoặc vectơ tích cực (một trong sáu véctơ $u_1,...,u_6$) hoặc vectơ không (u_0, u_7).
- Các véctơ tích cực chuyển động sinh ra sự chuyển động từ thông stato với tốc độ tuyến tính không đổi trong khi các véctơ không dừng từ thông, xét từ việc sinh ra mô men quay thì hai trạng thái đó tương ứng với điều kiện tăng hoặc giảm mô men.
- Các véctơ tích cực chuyển động theo chiều ngược lại sinh ra sự chuyển động của từ trường stato với vận tốc tuyến tính theo chiều ngược lại.
- Đối với sự vận hành chỉ gồm các véctơ tích cực, từ thông stato chuyển động theo hình lục giác với vận tốc tuyến tính không đổi $v_s = (\frac{2}{3})u_{dc}T_N$ và với vận tốc góc có giá trị trung bình tỉ lệ ngược với độ lớn từ thông ($\omega_s = v_s\psi_s$).
- Đối với sự vận hành PWM hình sin (gồm cả véctơ tích cực cũng như véctơ không) và tấn số chuyển mạch cao thì từ thông stato di chuyển dọc theo đường gần tròn với tốc độ góc gần như không đổi bằng với tốc độ đồng bộ thực.
- Từ thông rôto luôn luôn chuyển động liên tục theo hình tròn với vận tốc góc đồng bộ thực.

Sơ đồ DTC thông thường có dạng như hình vẽ dưới đây

KẾT LUẬN

Tại chương 2, chúng ta tìm hiểu về biến tần bán dẫn, cấu trúc, và các phương pháp điều khiển PWM. Đồng thời cũng đã giới thiệu về điều khiển tần số động cơ không đồng bộ, bao gồm nguyên lý điều khiển điện áp tần số U/f và điều khiển vectơ.

Cuối cùng là nguyên tắc điều khiển trực tiếp mô mem(DTC).



Hình 2.16 *Sơ đồ khối DTC*

Đặc điểm chính của phương pháp DTC:

- Điều khiển trực tiếp mô men và từ thông stator.
- Điều khiển gián tiếp điện áp và dòng điện stator.
- Dòng điện stator và từ thông stator gần sin.

Ưu điểm của phương pháp :

- Không phải chuyển đổi hệ toạ độ.
- Thời gian đáp ứng mô men rất nhỏ.

Tuy nhiên có vài nhược điểm:

- Tồn tại vấn đề trong quá trình khởi động.
- Yêu cầu phải ước lượng từ thông.

CHƯƠNG 3:

PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN DỰ BÁO BỘ BIẾN TẦN NGUỒN ÁP [17]

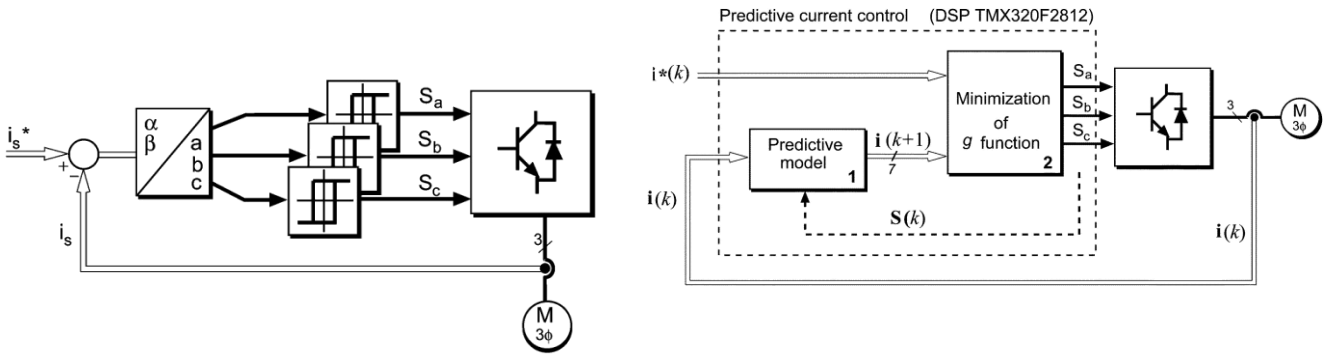
3.1 PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN CỔ ĐIỂN

3.1.1 Điều khiển dòng điện trễ

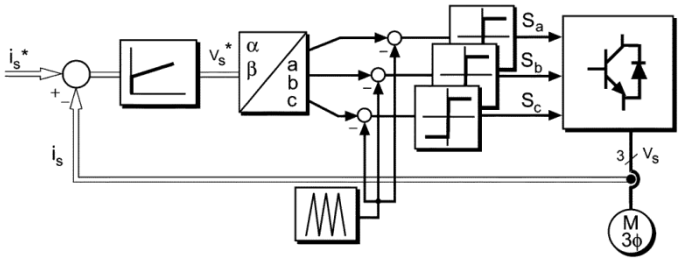
Trong điện áp điều khiển, đã nêu ra ở Hình minh họa 1, dòng điện tải được đo đã được so sánh với mốc sử dụng mạch so sánh hiện tượng trễ. Mỗi mạch so sánh quyết định trạng thái hiện tượng chuyển đổi của chân bộ biến tần tương ứng(S , S , và S) dẫn đến điện tải bắt buộc giữ nguyên trong dải hiện tượng trễ.

Phương pháp này thì đơn giản và việc thực hiện thì không phụ thuộc vào các mạch phức tạp hay bộ xử lý. Hiệu suất của bộ điều khiển hiện tượng trễ, với sự phản ứng động lực nhanh. Nhờ có sự tương tác giữa các pha, sai số dòng điện không bị giới hạn hoàn toàn giá trị dải hiện tượng trễ.

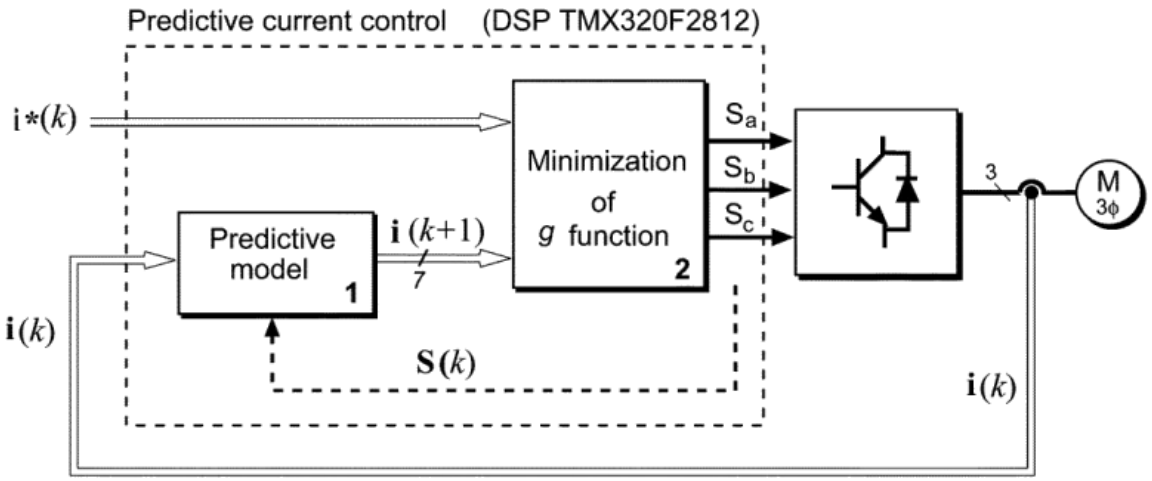
Tần số chuyển đổi mạch thay đổi theo mức độ biến đổi của thông số tải vào và điều kiện hoạt động. đây là một trong trở ngại chính của việc điều khiển hiện tượng chính, kể từ khi tần số sự chuyển đổi mạch thay đổi có thể là vấn đề gây ra. Thêm vào đó, tổn thất sự chuyển đổi hạn chế sự áp dụng của điều khiển hiện tượng trễ để mức độ năng lượng thấp hơn.



Hình 3.1: Điều khiển dòng trễ



Hình 3.2: Điều khiển dòng điện PWM



Hình 3: Sơ đồ khối điều khiển dự báo

3.1.2. Điều khiển dòng điện tuyến tính PWM

Sơ đồ điều khiển dòng điện PWM được thể hiện ở Hình 2. Sai số giữa sự tham khảo và dòng điện tải được đo được xử lý bởi bộ điều khiển PI để phát ra điện áp tải tham chiếu. Sự điều biến cần được xử lý tín hiệu truyền cho bộ chuyện mạch bộ biến tần. Điện áp tải tham chiếu được so sánh với tín hiệu sóng tam giác và đầu ra của mỗi bộ so được sử dụng để truyền một chân bộ biến tần.

Với phương pháp này, tần số liên tục chuyển đổi, được cố định bởi sóng mang. Việc thực hiện phương pháp điều khiển này phụ thuộc vào thiết kế của thông số bộ điều khiển và trên tần số của dòng điện tham chiếu. mặc dù bộ điều khiển PI đảm bảo sai số trạng thái – không thay đổi về không để tiếp tục tham chiếu, nó có thể dẫn đến sai số cho tham chiếu sin. Sai số này tăng với dòng điện tham chiếu thường xuyên và có thể trở lên không phù hợp với việc áp dụng nào đó.

3.2 MIÊU TẢ SỰ ĐIỀU KHIỂN DÒNG ĐIỆN DỰ BÁO

3.2.1. Phương pháp điều khiển

Phương pháp điều khiển dự báo đã được đưa ra dựa trên thực tế số lượng có hạn của trạng thái chuyển đổi có thể xảy ra có thể được phát ra bởi bộ biến áp năng lượng tĩnh và những mô hình đó trong hệ thống có thể được sử dụng để dự báo hoạt động của biến thiên của mỗi trạng thái chuyển đổi. Đối với sự lựa chọn của trạng thái chuyển đổi thích hợp được áp dụng, tiêu chuẩn lựa chọn phải được vạch rõ. Tiêu chuẩn lựa chọn này được đưa ra như là giá trị hàm số sẽ được đánh giá cho giá trị dự báo của biến thiên để được điều khiển. Sự dự báo của giá trị tương lai của những biến thiên này được tính toán cho mỗi trạng thái chuyển đổi thích hợp. Trạng thái chuyển đổi giảm thiểu tối đa giá trị hàm số đã được lựa chọn.

Phương pháp điều khiển có thể được tóm tắt thành các bước:

- Xác định giá trị hàm số
- Xây dựng mô hình bộ biến áp và trạng thái chuyển đổi thích hợp.
- Xây dựng mô hình của dòng tải cho việc dự báo.

Mô Hình thời gian gián đoạn của dòng tải cần được dự báo hoạt động của những biến thiên đã được xác định bởi giá trị hàm số, i.e, dòng điện tải..

Sơ đồ khối của phương pháp điều khiển dự báo được áp dụng để điều khiển dòng điện cho bộ biến tần 3 pha được nêu ở Hình 3. Điều khiển dòng điện được thực hiện theo các bước sau :

1. Giá trị của dòng điện tham chiếu $i_*(k)$) thu được (từ mạch điều khiển ở phía ngoài) và điện tải $i_*(k)$ đo được.
2. Mô hình của hệ thống (khối 1) được sự dụng để dự báo giá trị điện tải trong khoảng thời gian lấy mẫu tiếp theo $i(k+1)$ cho mỗi vectơ điện áp khác nhau.
3. Trong trường hợp này , giá trị hàm số g đánh giá sai số giữa tham chiếu và dòng điện đã được dự báo trong khoảng thời gian lấy mẫu tiếp theo. Điện áp giảm tối thiểu sai số dòng điện đã được lựa chọn và áp dụng để nạp tải (khối 2)

3.2.2. Giá trị hàm số

Sai số dòng điện cho thời điểm lấy mẫu tiếp theo có thể được nêu ra trong những tọa độ vuông góc như sau :

$$g = \left|i_\alpha^* - i_\alpha^p\right| + \left|i_\beta^* - i_\beta^p\right| \qquad (1)$$

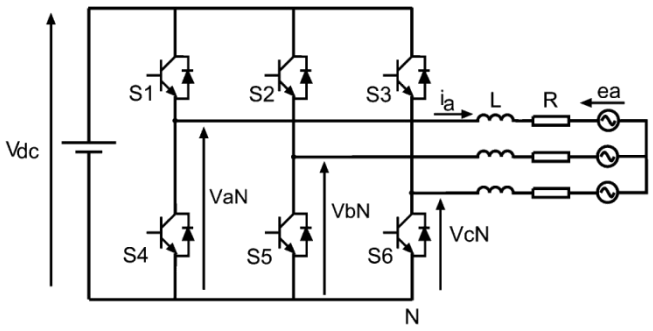
Với i_α^p và i_β^p là phần thực và một phần ảo của vectơ dòng điện tải đã dự báo $i(k+1)$, i_* and i_* là phần thực và một phần ảo của dòng điện tham chiếu

Tiêu chuẩn điều khiển khác nhau sẽ được nêu ra trong giá trị hàm số khác nhau. Trong công việc này, sai số xác thực được dung dễ dàng tính toán. Giá trị hàm số khác nên đánh giá sai số không thể thiếu đối với thời gian lấy mẫu, hoặc sai số vuông góc, ví dụ. trong [14],sai số momen xoắn và luồng được điều khiển trực tiếp bởi việc đánh giá sai số momen xoắn và luồng. Trong cách tương tự, năng lượng hoạt động và phản ứng lại được điều khiển trực tiếp trong [15] cho bộ biến áp AC/DC/AC. Ngoài ra, thời hạn thêm vào có thể được thêm vào giá trị hàm số để cải thiện những khía cạnh khác nhau của việc điều khiển như là giảm tối thiểu tần số chuyển đổi và DC liên kết

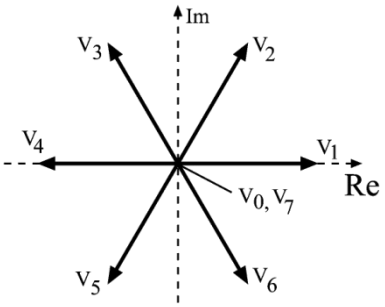
điều chỉnh điện áp, như đã nêu ở [16], cho bộ biến tần đã giữ ở điểm trung tính(vị trí 0).

3.2.2. Mô hình bộ biến tần

Mạch điện của bộ biến đổi đã đc nêu ra trong sơ đồ ở Hình 4.



Hình 4. Mạch năng lượng bộ biến tần nguồn áp



Hình 5.Vectơ điện áp được phát ra bởi bộ biến tần

Trạng thái chuyển đổi của bộ biến áp được xác định bởi tín hiệu vào S , S , và S như sau:

3.2.3. Mô hình điện áp

Trong điện tải 3 pha có tính ổn định,dòng điện có thể được xác định vectơ khoảng cách bởi công thức

2

if on and off

off (2)

if and on

if on and off

off (3)

if and on

if on and off

off (4)

if and on

$$S_a = \begin{cases} 1, & S_1 \quad S_4 \\ 0, & S_1 \quad S_4 \end{cases}$$

$$S_b = \begin{cases} 1, & S_2 \quad S_5 \\ 0, & S_2 \quad S_5 \end{cases}$$

$$S_c = \begin{cases} 1, & S_3 \quad S_6 \\ 0, & S_3 \quad S_6 \end{cases}$$

Với .

$$\mathbf{S} = \frac{2}{3}\left(S_a + \mathbf{a}S_b + \mathbf{a}^2 S_c\right) \quad (5)$$

$$\mathbf{a} = e^{j2\pi/3}$$

Vectơ không gian điện áp đầu ra phát ra bởi bộ biến tần được xác định bởi công thức:

$$\mathbf{v} = \frac{2}{3}\left(v_{aN} + \mathbf{a}v_{bN} + \mathbf{a}^2 v_{cN}\right) \quad (6)$$

Với v_{aN} , v_{bN} , và v_{cN} là pha để điện áp trung lập của bộ biến tần (Hình 4). Sau đấy. vectơ điện tải V có thể được liên quan đến vectơ trạng thái chuyển đổi S bởi công thức

$$\mathbf{v} = V_{dc}\mathbf{S} \qquad (7)$$

Với V_c là điện áp liên kết với DC

Xét tất cả sự kết hợp có thể của tín hiệu vào S , S , và S ,tám trạng thái chuyển đổi. Với v_0=v_7, dẫn đến chỉ có 7 vectơ điện áp khác nhau, như đc nêu ra ở hình 5

Sử dụng phương pháp kỹ thuật điều khiển PWM, bộ biến tần có thể được làm như hệ thống tuyến tính. Tuy nhiên, trong bài này, bộ biến tần được xem như hệ thống riêng biệt phi tuyến tính với 7 trạng thái khác nhau như công suất có thể xảy ra.

Mô hình chính xác hơn của mô hình bộ biến áp có thể được sử dụng cho tần số chuyển đổi cao hơn. Nó có thể bao gồm thời gian trễ, IGBT và sự giảm điện áp vượt trước diot, Ví dụ, cường điệu được đặt đơn giản hóa. Vì vậy mô hình đơn giản của bộ biến tần sẽ được sử dụng.

$$\mathbf{i} = \frac{2}{3}\left(i_a + \mathbf{a}i_b + \mathbf{a}^2 i_c\right) \qquad (8)$$

Và với tải EMF là

$$\mathbf{e} = \frac{2}{3}\left(e_a + \mathbf{a}e_b + \mathbf{a}^2 e_c\right). \qquad (9)$$

Với cách này, động lực dòng điện tải có thể được mô tả bởi phương trình vectơ

$$\mathbf{v} = R\mathbf{i} + L\frac{d\mathbf{i}}{dt} + \mathbf{e} \qquad (10)$$

Với R là điện trở tải, L cuộn cảm tải, $\mathbf{v}$ điện áp phát ra bởi bộ biến tần, và $\mathbf{e}$ tải lại - EMF

Đối với kết quả mô phỏng và thử nghiệm, tải lại EMF được coi là hình sin với biên độ và tần số ổn định không đổi.

3.2.4. Mô hình thời gian gián đoạn

Công thức thời gian gián đoạn của dòng điện tải (10) cho thời gian lấy mẫu T có thể được sử dụng để dự báo giá trị trong tương lai của dòng điện tải với điện áp và dòng điện đo được tại k tại thời điểm lấy mẫu.

Đạo hàm xấp xỉ di/dt bằng

$$\frac{d\mathbf{i}}{dt} \approx \frac{\mathbf{i}(k) - \mathbf{i}(k-1)}{T_s} \tag{11}$$

Và thay thế nó ở (10), biểu thức sau đây thu được cho dòng điện tương lai

$$\mathbf{i}(k) = \frac{1}{RT_s + L}\left[L\mathbf{i}(k-1) + T_s\mathbf{v}(k) - T_s\mathbf{e}(k)\right] \tag{12}$$

Nếu thời kì lấy mẫu đủ nhỏ, tải là cảm ứng chính thì T_s có thể bị bỏ qua

Thay đổi thêm về phía trước ở (12), dòng tải tương lai được xác định bởi:

$$\mathbf{i}(k+1) = \frac{1}{RT_s + L}\left[L\mathbf{i}(k) + T_s\mathbf{v}(k+1) - T_s\mathbf{e}(k+1)\right]. \tag{13}$$

EMF có thể được tính toán bằng (12) và số đo của điện tải dòng điện, kết quả là biểu thức sau

$$\hat{\mathbf{e}}(k) = \mathbf{v}(k) + \frac{L}{T_s}\mathbf{i}(k-1) - \frac{RT_s + L}{T_s}\mathbf{i}(k) \tag{14}$$

Với $\hat{e}(k)$ là giá trị tính toán của $e(k)$ .EMF tương lai có thể được tính toán sử dụng phép ngoại suy của giá trị hiện tại và tương lai của EMF sau được xác

định, hoặc nó có thể được cho là EMF sau ko thay đổi đáng kể trong một khoảng thời gian lấy mẫu và trong trường hợp đó, giả định $e(k+1)=e(k)$

3.2.5. Việc lựa chọn vectơ điện áp

Trong thuật toán dự báo được đặt ra, (13) được đánh giá cho 7 vectơ điện áp có thể xảy ra, gây ra 7 dự báo dòng điện khác nhau. Vectơ điện tải của việc dự báo dòng điện thì gần với tham chiếu dòng điện chờ được áp dụng tải vào trong khoảng thời gian lấy mẫu tiếp theo. Nói cách khác, vectơ được chọn sẽ giảm thiểu tối đa giá trị hàm số

$$g = \left|i_\alpha^*(k+1) - i_\alpha(k+1)\right| + \left|i_\beta^*(k+1) - i_\beta(k+1)\right|. \qquad (15)$$

Tuy nhiên, giá trị tham chiếu dòng điện tương lai $i^*(k+1)$ phụ thuộc bởi (1) thì chưa biết. Bởi vậy, nó đã được dự báo từ giá trị hiện tại và ưu tiên của tham chiếu dòng điện sử dụng phép ngoại suy bậc 2

$$\mathbf{i}^*(k+1) = 3\mathbf{i}^*(k) - 3\mathbf{i}^*(k-1) + \mathbf{i}^*(k-2) \qquad (16)$$

Thu được từ công thức ngoại suy Langrange cho $n=2$ (bậc 2) và thích hợp toàn bộ phạm vi tần số của i^* [7]. Công thức tương tự có thể đc sử dụng để đánh giá $e(k+1)$.

Đối với lần lấy mẫu nhỏ vừa đủ T, nó có thể đc cho là $i^*(k+1)\approx i^*(k)$ và không phép nào được thiếu. Phép tính xấp xỉ này đc xem ở Hình 3

3.3. VIỆC THỰC HIỆN PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU KHIỂN DỰ BÁO

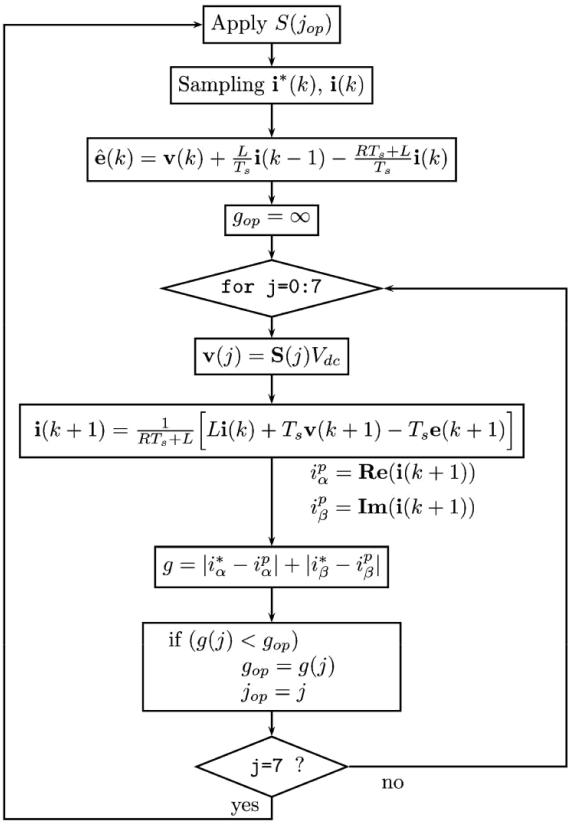
3.3.1. Sự suy xét phương pháp

Phương pháp điều khiển đã được bổ sung vào bộ xử lý tín hiệu (DSP). Sự điều chỉnh thời gian của những nhiệm vụ khác nhau được thực hiện bởi DSP được thể hiện ở Hình 7. Thời gian đã trôi qua giữa khoảng thời gian bắt đầu lấy mẫu và kết thúc nhiệm vụ 4 là khoảng 7 μs.

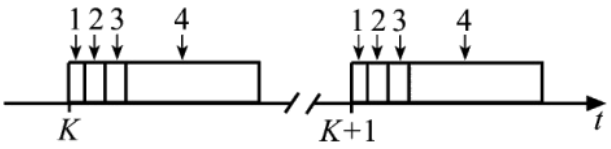
Có thể quan sát ở Hình 7, giá trị cho trạng thái chuyển đổi được áp dụng trong khoảng thời gian $k+1$ được tính toán trong khoảng thời gian k. Điều này được hoàn thành để đối phó việc hoãn thời gian xử lí, đó là sự trì hoãn quan trọng nhất trong hệ thống, sửa nó để cho thời gian lấy mẫu. Sự trì

hoãn này đã được bao gồm thiết kế của quy luật điều khiển cho những kết quả mô phỏng, nó liên kết với phản ứng của mạch vi điện tử cho đến khi cường độ chúng nhỏ, thậm chí tỷ lệ lấy mẫu cao

Sáu đầu ra tín hiệu của DSP được sử dụng để cung cấp tín hiệu truyền cổng cho IGBTs. Những đầu ra đó được lắp trực tiếp bởi thuật toán điều khiển và không cần bộ điều biến.



Hình 3. 6. Sơ đồ quy trình của thuật toán điều khiển đã thực hiện.



1: Apply the new switching state
2: Measurement of currents
3: Back- emf estimation
4: Load current prediction and switching state selection

Hình 3.7. Thời gian của các nhiệm vụ khác nhau.

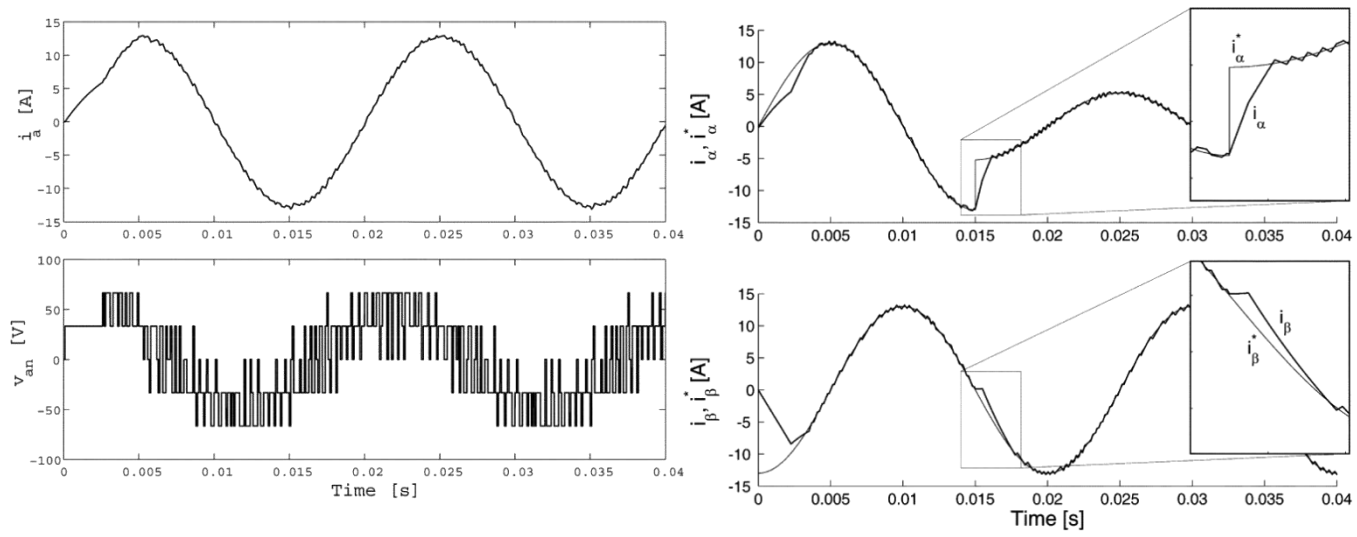
Những đầu vào tương tự của DSP cần thiết cho số đo của dòng điện tải hai pha của dòng điện tải được đo và sử dụng để tính toán vectơ dòng điện trong tọa độ. Dòng điện tham chiếu thu được từ mạch điều khiển ở phía ngoài (ví dụ mạch điều khiển tốc độ)

Một bảng với tất cả trạng thái chuyển đổi có thể xảy ra được sử dụng phát ra tín hiệu đầu ra để truyền đến IGBTs trong bộ biến tần. Một bảng tương ứng với vectơ điện áp có thể xảy ra được sử dụng để tính toán việc dự báo của dòng điện tải tương lai.

Dòng điện tải được dự báo cho mỗi vectơ điện áp. Giá trị hàm số được đánh giá cho mỗi dự báo. Chỉ số của vectơ điện áp giảm tối thiểu giá trị hàm số được tích trữ. Bắt đầu khoảng thời gian lấy mẫu tiếp theo, giá trị chỉ số được dùng để đọc bảng trạng thái chuyển đổi và phát ra tín hiệu cổng tương ứng cho IGBTs.

3.3.2. Thuật toán điều khiển

Thật toán điều khiển được trình bầy chi tiết trong Hình 6 dưới dạng sơ đồ dòng. Như đã nêu ở sở đồ, sự tối thiểu hóa của giá trị hàm số có thể được thực hiện như cho dự báo chu kì cho mỗi vectơ,



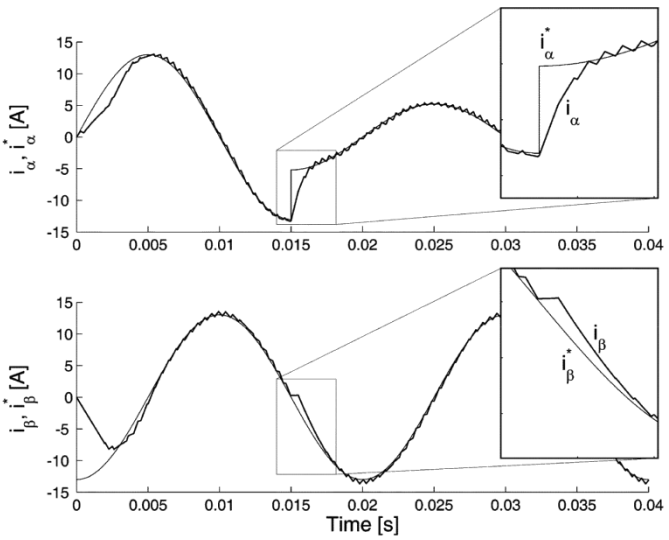
Hình 3.8. Dòng điện tải và điện áp tải để điều khiển dòng điện dự báo.

Ước lượng giá trị hàm số và dự trữ giá trị tối thiểu và giá trị chỉ số của trạng thái chuyển đổi phù hợp.

Thật toán điều khiển được thực hiện trong cách rất đơn giản với chương trình sau :

```
function S_min = conmuta(iref, ik)
%back − emf estimation
e1 = v_1 + (L/Ts) ∗ ik_1 − (R ∗ Ts + L)/Ts ∗ ik;
g_min = inf; for i = 1 : 7
%load current prediction
ik1 = [L ∗ ik + (Ts) ∗ (v(i) − e1)]/(R ∗ Ts + L);
g = abs(real (irefk1) − real (ik1))
+abs(imag(irefk1) − imag(ik1));
%minimization of g
if (g < g_min)
```

Hình 9. Kết quả cho mô phỏng cho một bước trong tham chiếu để điều khiển dòng trễ.



Hình 3.10. Kết quả mô phỏng cho một bước trong dòng tham chiếu i_{α}^{*} cho điều khiển PWM

```
x_min = i;
g_min = g;
```

```
end
end
v_1 = v(x_min);
ik_1 = ik;
S_min = S(:, x_min);
```

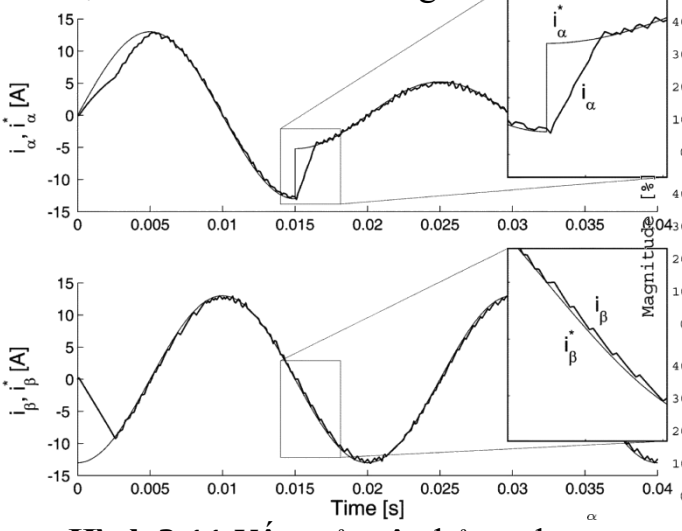
3.4. KẾT QUẢ SỰ MÔ PHỎNG

Sự mô phỏng của bộ biến tần điều khiển bởi ba phương pháp điều khiển dòng điện khác nhau được thực hiện bởi Matlab/Simulink, để đánh giá hiệu suất của phương pháp dự báo đề ra, đã so sánh với phương pháp cổ điển.Tham số của hệ thống đã mô phỏng là: V_c=100V, R=0.5Ω, L=10mH, EMF sau là sin với biên độ và tần số cố định.

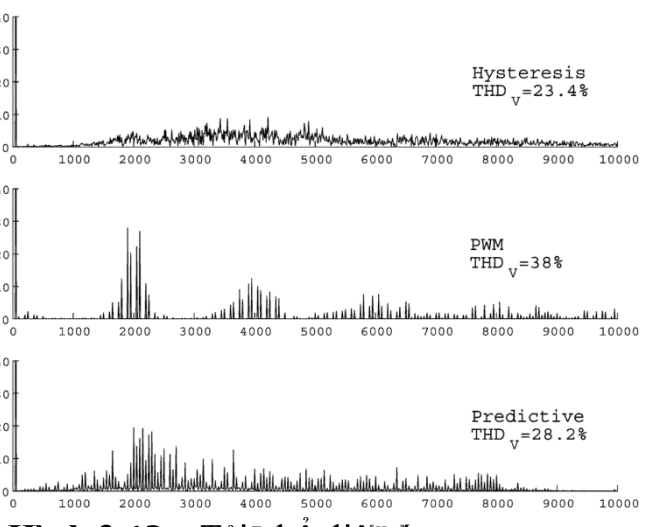
Hình 8 đã chỉ ra dòng điện tải và điện áp cho việc điều khiển dòng điện dự báo đã đề ra. Có thể thấy rằng hình sóng của điện tải thì rất giống điện áp thu được với phương pháp kĩ thật biến điệu cổ điển. Trong phần đầu, kết quả này cho thấy hoạt động không ổn định của hệ thống điều khiển, bắt đầu từ dòng điện ban đầu = 0. Kết quả này được thu với thời gian lấy mẫu T=100μs.

Với mục đích so sánh , tham số bộ điều khiển của phương pháp cổ điển đã xem xét trong việc này được thiết kế để thu được tần số chuyển đổi trung bình tương đương. Cụ thể là bề ngang hiện tượng trễ δ=±0.3A và tần số mang PWM là 2 KHz.

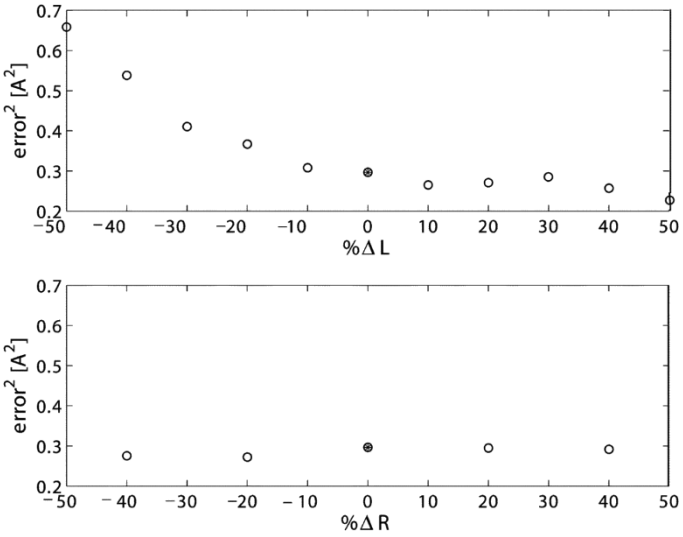
Sự so sánh của điều khiển dòng điện dự báo đề ra với hiện tượng trễ quy ước và điều khiển PWM được đưa ra tròng Hình 9 – 11 ở đây, biên độ của dòng điện tham chiếu i_* là đc giảm từ 13 A tới 5.2 A với thời điểm t=0.015s



Hình 3.11.Kết quả mô phỏng cho một bước trong dòng tham chiếu t i * để kiểm soát dự báo hiện tại.



Hình 3.12. Tải phổ điện áp.



Hình 3.13. Ảnh hưởng của sai số mô Hình trong của dòng tải.

trong biên độ dòng điện i_* cố định. Điều này được thực hiện để đánh giá khả năng tách biệt riêng của mạch điều khiển dòng điện. điều khiển hiện tượng trễ, đã thể hiện ở Hình 9 , cho thấy phản ứng lại động lực tốt nhưng với một vài ảnh hưởng cách mắc dễ nhận thấy giữa i_α và i_β. Dòng điện đã được điều chỉnh sử dụng sự điều biến PWM (Hình 10), cho thấy hoạt động nối giữa i_α và i_β phản hồi chậm hơn để chức năng của các mạch điện đã đóng. Sự phản hồi của điều khiển dòng điện dự báo đề ra, được nêu ở Hình 11. Sự phản hồi chức năng nhanh như tốc độ thu được bằng điều khiển hiện tượng trễ nhưng với việc tách riêng ra giữa cả hai thành phần còn lại.

Bên cạnh đó khả năng theo dõi tham chiếu của bất kì phương pháp dự báo dòng điện nào, một phép đo hiệu suất quan trọng khác là phổ điện áp đầu ra được tạo ra bởi biến tần. Phổ điện áp cho 3 phương pháp điều khiển được so sánh trong Hình 12

Trong Hình (12), có thể theo dõi thấy điều khiển hiện tượng trễ tạo ra điện áp đầu ra dải tần số rộng và liên tục được xem là bất lợi của phương pháp này. Phổ tần số trong Hình 12 cho thấy dung lượng được tạo ra khi sử dụng điều khiển dòng điện PWM, được điều chỉnh xung quanh tần số. Đây được xem xét là ưu điểm của PWM hơn điều khiển hiện tượng trễ. Cuối cùng, Hình 12 cho thấy phổ tần số thu được với điều khiển dòng điện dự báo. Phổ điện áp của phương pháp đề ra được mô tả bởi đường quang phổ gián đoạn giống điều khiển dòng điện PWM, mặc dù đường quang phổ rải hơn phạm vi tần số. Lời giải thích khả dĩ cho điều này, thực tế thấy trạng thái chuyển đổi của bộ biến tần có thể thay đổi 1/2 của tần suất lấy mẫu (f). Mặc dù tần số trung bình thì

luôn luôn thấp hơn với $f_s/2$. Kết quả cho thấy tần số chuyển đổi trung bình tập trung giữa $f_s/5$ và $f_s/4$.

3.4.1. Ảnh hưởng của sai số mô hình tải

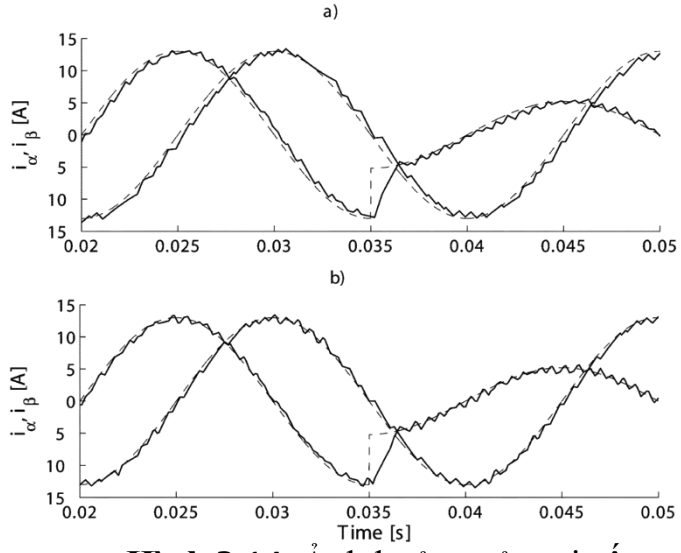
Xét về giá trị của phương pháp điều khiển phụ thuộc vào mô hình đã từng dự báo hoạt động của điện tải, ảnh hưởng của sai số mô hình tải đã được nghiên cứu sự mô phỏng

Ảnh hưởng của sai số trong giá trị của độ cuộn cảm điện tải được thể hiện ở Hình 13. Điện trở tải R có ảnh hưởng rất nhỏ đến việc dự báo và do đó trong hành động điều khiển dòng điện. như Hình 13, giá trị thấp hơn việc đánh giá của độ cuộn cảm có ảnh hưởng rất lớn trong sai số của dòng điện giá trị cao hơn. Sử dụng giá trị nhỏ hơn của L có thể giảm trì trễ trong việc theo dõi tham chiếu như được thể hiện ở Hình 14(a).

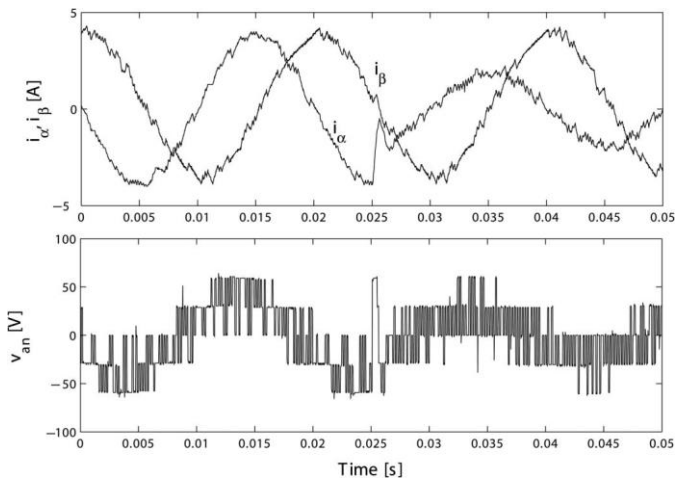
Đối với giá trị cao hơn của L, hoạt động của dòng điện tải được thể hiện ở Hình 14(b).

3.5. KẾT QUẢ THÍ NGHIỆM

Một thiết lập thí nghiệm đã được phát triển sử dụng DSP mô hình TMS320F2812 cho thời gian lấy mẫu $T_s = 100\mu s$ và $T_s = 20\mu s$, và đã kiểm tra với dòng tải các hoạt động với giá trị $R = 10\Omega$

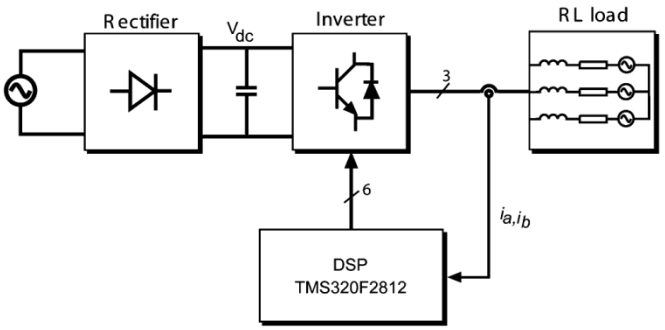


Hình 3.14. Ảnh hưởng của sai số mô hình trong dòng tải. a) Với sai số 50% trong độ cuộn cảm L. b) Với sai số +50% trong độ cuộn cảm L.

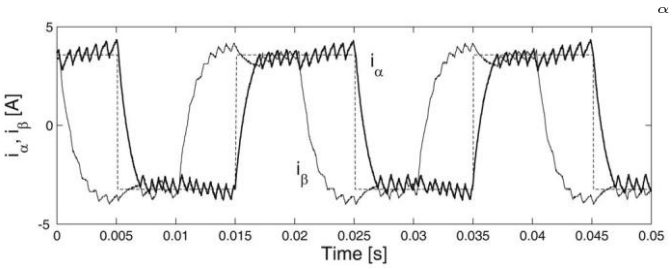


Hình. 16. Kết quả thí nghiệm với T_s = 100 s cho một bước trên i_* .

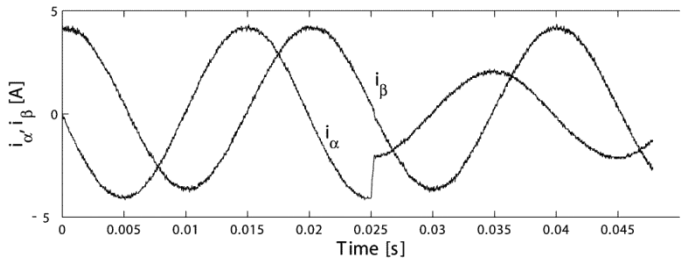
Trên: Lượng tải dòng điện, Dưới : Điện áp tải



Hình 3.15. Tổng quan thiết lập hệ thống thí nghiệm.



Hình 3.17: Kết quả thí nghiệm với T_s = 100 s



Cho tham chiếu bình phương và L=12mH, EMF sau có biên độ hằng số 34V và tần số 50 Hz. Điện áp liên kết DC điện tải V V_c=100V.

Tổng quát hệ thống được thể hiện ở Hình 15. DC liên kết với tụ điện được tải bởi bộ chỉnh lưu, bộ biến tần được xây dựng với mô đun IGBTs được kết nối với tải RL.

Hai dòng điện được đo để đóng vòng điều khiển hiện tại và DSP được lập trình để thực hiện thuật toán và tạo tín hiệu IGBT.

Phương trình đơn giản hóa của (13) bỏ qua ảnh hưởng điện trở rút gọn thành:

$$\mathbf{i}(k+1) = \mathbf{i}(k) + \frac{s}{L}[\mathbf{v}(k+1) - \hat{\mathbf{e}}(k)]. \qquad (17)$$

Phản ứng động lực của hệ thống với thời gian lấy mẫu T=100μs được thể hiện ở Hình 16 cho thấy bước thay đổi trong biên độ i_* (từ 4 A xuống 2 A tại t=0.025), tham chiếu được theo dõi với hoạt động động lực không bao gồm ảnh

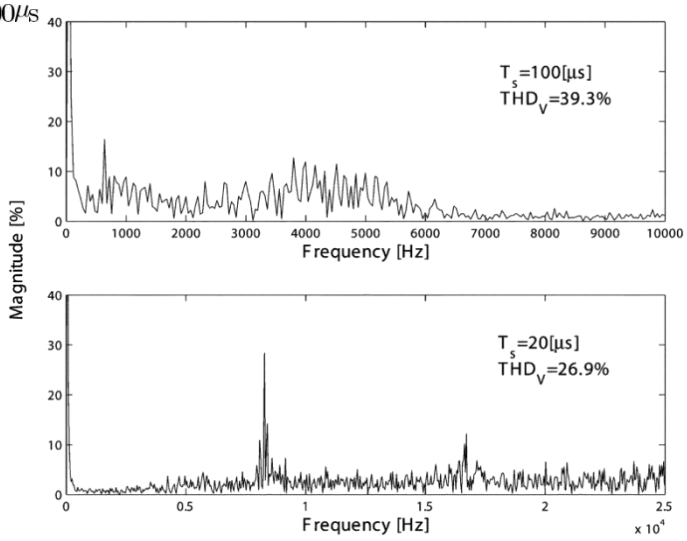
hưởng i_β. Kết quả này thì rất giống với kết quả đã nêu ra ở Hình 11, xác nhận mô hình được sử dụng cho sự mô phỏng.

Dòng điện tải cho một bước i_α. Hình 16 cũng cho thấy điện áp tải cho điều khiển dòng điện dự báo. Với phương pháp điều khiển này, không bộ biến điệu nào cần được đặt ra và tín hiệu điều khiển được phát ra trực tiếp bởi bộ điều khiển dự báo.

Hiệu suất của việc thực hiện của phương pháp điều khiển sử dụng dạng sóng vuông góc trong tọa độ trực giao như dòng điện tham chiếu, như được nêu ra ở Hình 17. Trong lần kiểm tra này, dòng điện i_α theo dõi chính xác tham chiếu nhưng một vài sự tương tác xuất hiện giữa những dòng điện đã quan sát trong dòng điện i_β .

Ảnh hưởng của thay đổi tần số lấy mẫu đã được thử nghiệm. Thử nghiệm tương tự đã được áp dụng ở Hình 16, được xem xét sử dụng thời gian lấy mẫu $T_s = 20\mu s$. Được nêu ở Hình 18, sử dụng thời gian lấy mẫu nhỏ hơn, sự phân cách chính giữa nguyên tắc cơ bản và sự hài hòa chuyển đổi được thu được. Hiệu suất tổng thể của điều khiển được nâng cao, đạt được sự theo dõi tham chiếu và phản hồi rất tốt.

Quang phổ điện áp thu được $T_s = 100\mu s$ và $T_s = 20\mu s$ đc nêu ở Hình 19. Được theo dõi thấy $T_s = 100\mu s$



Hình 3.18. Tải phổ điện áp cho kết quả thí nghiệm.

Quang phổ được phân bổ như kết quả sự mô phỏng được nêu ra ở Hình 12, nhưng đã tập trung gần 1 KHz. Với mỗi trường hợp sử dụng thời gian lấy mẫu

nhỏ hơn $T=20\mu s$, quang phổ điện áp được trải ra toàn phạm vi tần số và nội dung đường sin cho thấy biên độ nhỏ hơn xuất hiện đỉnh rõ rang gần 8KHz.

Thời gian tính toán được DSP sử dụng để thực hiện
dòng điện dưới điều kiện đã đề cập trước đây thì ít hơn $7\mu s$.
Thuật toán điều khiển thì đơn giản để thực hiện và thời gian
xử lý lại có thể được sử dụng cho các nhiệm vụ như điều khiển tốc độ

3.6. KẾT LUẬN

Phương pháp điều khiển dòng điện dự báo và việc thực hành đã được nêu trên. Nó cho thấy phương pháp đề ra điều khiển mang lại kết quả như dự kiến dòng điện tải có phản ứng tốt và tốt hơn so với phương pháp cổ điển.

Việc thực hiện phương pháp điều khiển đã được thảo luận. phương pháp này đơn giản và thuật toán điều khiển thì dễ dàng thực hiện trong DSP. Phương pháp đề ra ngăn ngừa việc sử dụng điều khiển tuyến tính và phi tuyến tính. Thêm vào đó, nó thì không cần thiết bao gồm bất kì kiểu điều biến nào. Tín hiệu truyền cho IGBTs được phát ra trực tiếp bởi điều khiển.

Tầm quan trọng của mô hình sử dụng việc dự báo, độ bền của phương pháp điều khiển đã được nghiên cứu cho sai số trong giá trị độ cuộn cảm tải và điện trở của mô hình. ảnh hưởng của điện trở có thể bị sao lãng. Việc thực hiện điều khiển có thể bị hỏng nếu độ cuộn cảm được đánh giá thấp hơn giá trị thực tế, nó không ảnh hưởng hầu hết giá trị độ cuộn cảm đánh giá quá cao. điều này thích hợp hơn để đánh giá giá trị độ cuộn cảm.

Phương pháp được giới thiệu ở bài này thì rất đơn giản và hữu ích, cân nhắc lợi ích bản chất gián đoạn của bộ biến áp năng lượng và mạch vi xử lý. Thêm vào đó, năng lực tính toán cao của DSPs hiện nay làm phương pháp này thu hút để điều khiển bộ biến áp năng lực.

Những kết quả này cho thấy điều khiển dự báo là công cụ hữu ích với sự tiếp cận khác nhau dựa trên các khái niệm mở ra khả năng mới cho điều khiển bộ biến đổi nguồn áp. Phương pháp có thể được áp dụng không bao gồm những thay đổi chính đến bất kì kiểu bộ biến áp và biến thiên để được điều khiển.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

[1] J. Holtz, "Pulsewidth modulation electronic power conversion," *Proc. IEEE*, vol. 82, pp. 1194–1214, Aug. 1994.

[2] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics*. New York: Academic, 2002.

[3] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics*, 2nd ed. New York: Wiley, 1995.

[4] R. Kennel and A. Linder, "Predictive control of inverter supplied electrical drives," in *Proc. Conf. Record Power Electronics Specialists*, Galway, Ireland, Jun. 2000, pp. 761–766.

[5] R. Kennel, A. Linder, and M. Linke, "Generalized predictive control (GPC) ready for use in drive applications ?," in *Proc. Conf. Record Power Electronics Specialists*, Vancouver, Canada, Jun. 2001.

[6] H. Le-Huy, K. Slimani, and P. Viarouge, "Analisis and implementation of a real-time predictive current controller for permanent-magnet synchronous servo drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 41, no. 1, pp. 110–117, Feb. 1994.

[7] O. Kukrer, "Discrete-time current control of voltage-fed three-phase PWM inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 11, no. 2, pp. 260–269, Mar. 1996.

[8] L. Malesani, P. Mattavelli, and S. Buso, "Robust dead-beat current control for PWM rectifier and active filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 35, no. 3, pp. 613–620, May/Jun. 1999.

[9] P. Mattavelli, G. Spiazzi, and P. Tenti, "Predictive digital control of power factor preregulators," in *Proc. Conf. Record Power Electronics Specialists*, Mexico, 2003, pp. 1703–1708.

[10] W. Zhang, G. Feng, and Y.-F. Liu, "Analysis and implementation of a new PFC digital control method," in *Proc. Conf. Record Power Electronics Specialists*, Mexico, 2003, pp. 335–340.

[11] A. Dell'Aquila, A. Lecci, and M. Liserre, "Predictive control of half-bridge single-phase active filter," in *Proc. Record 10th Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, Sep. 2003, CD-ROM.

[12] J. Holtz and S. Stadtfeld, "A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source," in *Proc. Int. Power Electron. Conf.*, Tokyo, 1983, pp. 1665–1675.

[13] S. Muller, U. Ammann, and S. Rees, "New modulation strategy for a matrix converter with a very small mains filter," in *Proc. Power Electron. Specialists Conf.*, Mexico, 2003, pp. 1275–1280.

[14] J. Rodríguez, J. Pontt, C. Silva, P. Cortés, S. Rees, and U. Ammann, "Predictive direct torque control of an induction machine," in *Proc. Power Electron. Motion Control Conf.*, Riga, Latvia, Sep. 2–4, 2004, CD-ROM.

[15] J. Rodríguez, J. Pontt, P. Correa, P. Lezana, and P. Cortés, "Predic-tive power control of an ac/dc/ac converter," in *Proc. IEEE 40th An-nual Meeting Industry Appl. Society*, Hong Kong, Oct. 2–6, 2005, pp. 934–939.

[16] J. Rodríguez, J. Pontt, P. Cortés, and R. Vargas, "Predictive control of a three-phase neutral point clamped inverter," in *Proc. Power Electron. Specialists Conf.*, Recife, Brazil, Jun. 12–16, 2005, pp. 1364–1369.

[17] José Rodríguez, *Senior Member, IEEE*, Jorge Pontt, *Senior Member, IEEE*, César A. Silva, *Member, IEEE*, Pablo Correa, Pablo Lezana, *Member, IEEE*, Patricio Cortés, *Student Member, IEEE*, and Ulrich Ammann

[18] tailieu.vn