



東南大學
SOUTHEAST UNIVERSITY

运动控制——课程设计

转子磁链定向控制 (FOC) ——Simulink 仿真

姓名 陈鲲龙

学号 08022311

学院 自动化

2025 年 6 月 2 日

目录

1 题干背景 & 模型预览 & 结果预览	3
1.1 题干背景	3
1.2 模型预览	5
1.3 结果预览	6
2 DC-AC 三相逆变桥 SVPWM 异步电机	7
3 反馈通道	8
3.1 转子磁链的模值 $ \psi_r $ 和旋转角速度 ϕ	8
3.2 电流环的反馈电压计算	10
3.3 mt 坐标系磁链旋转角速度 ω_1 与转子电角速度 ω/ω_e	11
4 前向通道	13
4.1 ACMR&ACTR 的设计	13
4.2 SVPWM	14
5 SVPWM 的实现	15
5.1 模型预览	15
5.2 仿真结果预览	16
5.3 SVPWM 子系统	18
5.3.1 扇区信号的生成	18
5.3.2 $T_1 \& T_2 \& T_0$ 的生成	19
5.3.3 参考波与载波	21
5.3.4 零矢量的分布	22
5.3.5 参考波的生成	23
5.3.6 载波与 SVPWM 信号的生成	24
5.4 补充	25
5.4.1 相电压、对地电压与中点电压	25
5.4.2 零矢量分布系数 k	28
5.4.3 $k=1$	28
5.4.4 $k=-1$	30

1 题干背景 & 模型预览 & 结果预览

1.1 题干背景

异步电机仿真所涉及的各参数参考:《电力拖动自动控制系统——运动控制系统(第5版)》(机械工业出版社 阮毅 杨影 陈伯时 编著 杨耕 主审)

P194页, 7.10.1 异步电动机的仿真:

笼型异步电动机铭牌数据: 额定功率 $P_N = 3\text{kW}$, 额定电压 $U_N = 380\text{V}$, 额定电流 $I_N = 6.9\text{A}$, 额定转速 $n_N = 1400\text{r/min}$, 额定频率 $f_N = 50\text{Hz}$, 定子绕组 Y 联接。

由实验测得定子电阻 $R_s = 1.85\Omega$, 转子电阻 $R_r = 2.658\Omega$, 定子自感 $L_s = 0.294\text{H}$, 转子自感 $L_r = 0.2898\text{H}$, 定子、转子互感 $L_m = 0.2838\text{H}$, 转子参数已折合到定子侧, 系统的转动惯量 $J = 0.1284\text{kg}\cdot\text{m}^2$, $n_p = 2$, 忽略阻转矩和扭转弹性转矩。

(注: 书上所给仿真 demo 路径疑似由于 MATLAB 版本更迭被官方删除)

参数的设置可在 FOC08022311parameters.m 中修改, 仿真 FOC08022311.slx 之前运行其以将参数存入工作区:

```
%% =====
% 逆变器参数 (Inverter Parameters)
% =====
V_dc = 500; % 直流母线电压 (单位: V)
f_sw = 10e3; % 逆变器开关频率 (单位: Hz)
T_sw = 1 / f_sw; % 开关周期 (单位: s)
k_xyz = sqrt(3) * T_sw / V_dc; % 一个与调制器相关的系数 (用于电压换算)

%% =====
% 异步电机参数 (Induction Motor Parameters)
% =====
P_n = 3000; % 电机额定功率 (单位: W)
V_n = 380; % 电机额定线电压有效值 (单位: V)
I_n = 6.9; % 电机额定电流 (单位: A)
f_n = 50; % 电机额定频率 (单位: Hz)
w_n = 2 * pi * f_n; % 电机额定电气角频率 (单位: rad/s)

rpm_n = 1400; % 电机额定机械转速 (单位: rpm)
n_p = 2; % 电机极对数 (Pole pairs)

V_max = V_n * sqrt(2) / sqrt(3); % 相电压最大幅值 (单位: V)

rpm_syn = 60 * f_n / n_p; % 同步转速 (单位: rpm)
```

```

w_syn = rpm_syn * pi / 30;           % 同步角速度 (单位: rad/s)

s_n = (rpm_syn - rpm_n) / rpm_syn;  % 额定转差率 (Slip ratio)

% 电机电阻与电感参数
R_s = 1.85;                         % 定子电阻 (单位: Ω)
R_r = 2.658;                          % 转子电阻 (单位: Ω)
L_m = 1*0.2838;                      % 励磁电感 (单位: H), 注: 约等于1.5倍互感

L_ls = 0.294-0.2838;                 % 定子漏感 (单位: H)
L_lr = 0.2898-0.2838;                % 转子漏感 (单位: H)

L_s = L_m + L_ls;                   % 定子总电感 (单位: H)
L_r = L_m + L_lr;                  % 转子总电感 (单位: H)

sigma = 1 - L_m^2 / (L_s + L_r);   % 总漏磁系数 (Leakage coefficient)

R = R_s + R_r * (L_m/L_r)^2;       % 用于电流环设计的等效电阻 (单位: Ω)
L = sigma * L_s;                  % 用于电流环设计的等效电感 (单位: H)

T_r = L_r / R_r;                  % 转子时间常数 (单位: s)

% 电机额定运行点计算
Te_n = n_p * P_n / (w_syn * (1 - s_n));  % 额定电磁转矩 (单位: N·m)

Ids_n = V_max / sqrt(R_s^2 + (w_n * L_s)^2); % 额定d轴电流 (单位: A)
flux_n = L_m * Ids_n;                  % 额定励磁磁链 (单位: Wb)

k_t = 1.5 * n_p * L_m^2 * Ids_n / L_r;    % 转矩常数, 用于计算q轴电流

Iqs_n = Te_n / k_t;                  % 额定q轴电流 (单位: A)
wsn_n = Iqs_n / (T_r * Ids_n);        % 额定滑差角速度 (单位: rad/s)

%% =====
% 负载参数 (Load Parameters)
% =====
J = 0.1284;  % 负载转动惯量 (单位: kg·m²)

```

```

B = 0; % 负载摩擦阻尼系数, 设为零 (单位: N · m · s)

%% =====
% 电流环 PI 参数 (ACR: Current Loop PI Controller)
% =====
wc_i = 0.0707 * f_sw * 2 * pi; % 电流环截止频率 (单位: rad/s) ,
通常设置为开关频率的1/10左右
kp_i = L * wc_i; % 电流环比例增益
ki_i = R * wc_i; % 电流环积分增益
ka_i = 1 / kp_i; % 电流前馈增益 (解耦控制用)

%% =====
% 速度环 PI 参数 (ASR: Speed Loop PI Controller)
% =====
wc_s = wc_i / 5; % 速度环截止频率, 比电流环低5倍
kp_s = J * wc_s / k_t; % 速度环比例增益
ki_s = kp_s * wc_s / 5; % 速度环积分增益
ka_s = 1 / kp_s; % 转矩前馈增益 (用于加快响应)

```

1.2 模型预览

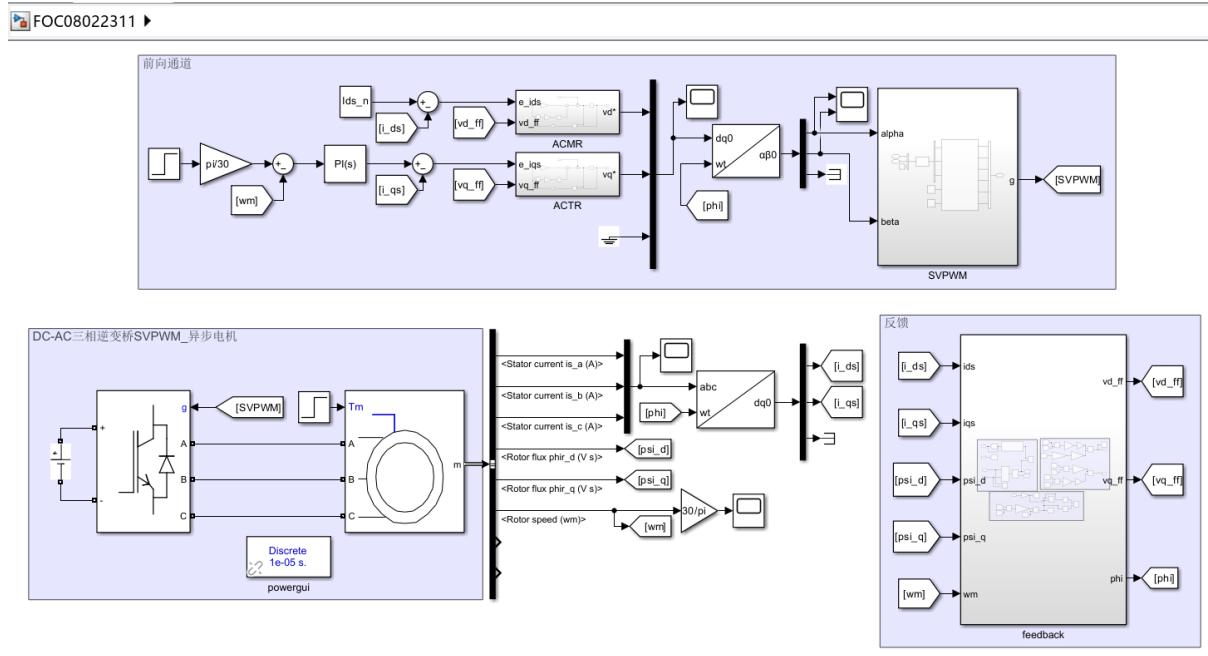


图 1: FOC 整体模型预览

如图1所示，本仿真为电流闭环控制，参考课本图 7-24（如图2）定子电流励磁分量和转矩分量闭环控制的矢量控制系统结构图搭建。

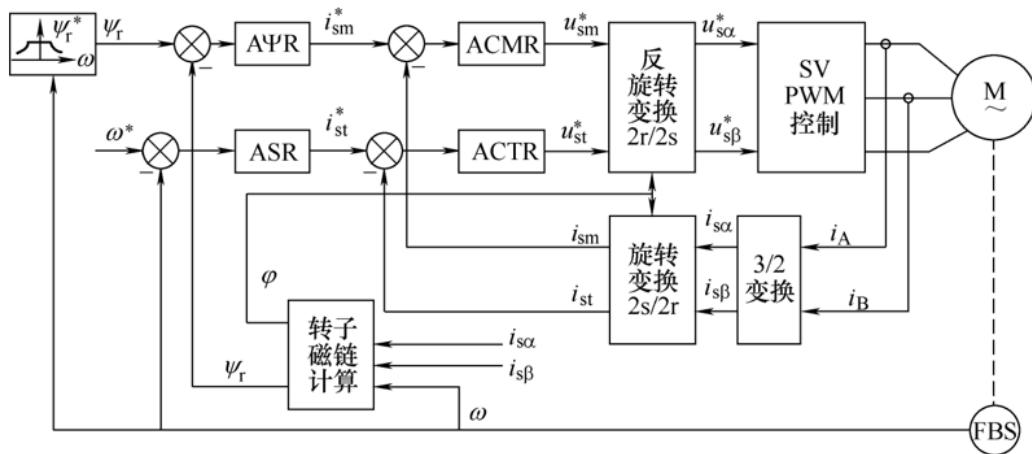


图 2: 定子电流励磁分量和转矩分量闭环控制的矢量控制系统结构图

整体上可大致分为三大部分，分别为图1中所框出的：1.DC-AC 三相逆变桥 SVPWM 异步电机 (+CLARK&PARK 变换)；2. 反馈通道 (角速度 + 电流环反馈)；3. 前向通道 (控制器 + 逆 PARK 变换 +SVPWM)。

1.3 结果预览

预设背景（报告全文分析均基于此预设）：初始目标转速为 200r/min，在 0.25s 时提高到 500r/min，在 0.44s 时，电机负载 T_m 由 1 变为 10。如图3所示，系统超调轻微，响应较快，负载大小改变影响轻微，具有良好的转速控制性能。

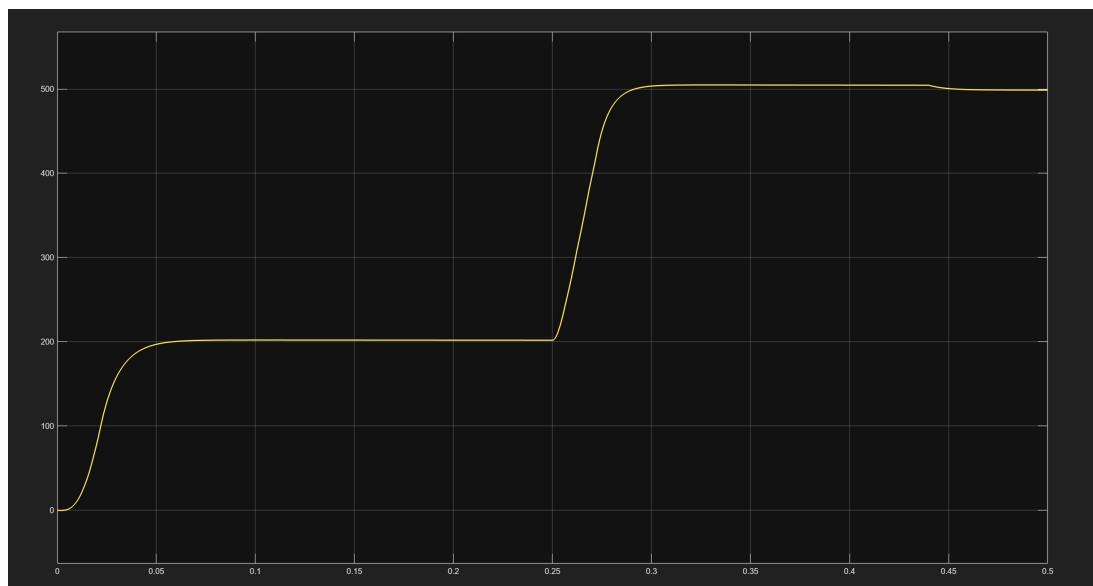


图 3: FOC 结果预览

2 DC-AC 三相逆变桥 SVPWM 异步电机

此部分仿真模型具体如图4，由13中前向通道所生成的 SVPWM 作为 DC-AC 三相逆变桥各桥路各桥臂上全控器件的开关信号将直流母线电压变为三相交流电驱动异步电机带载。

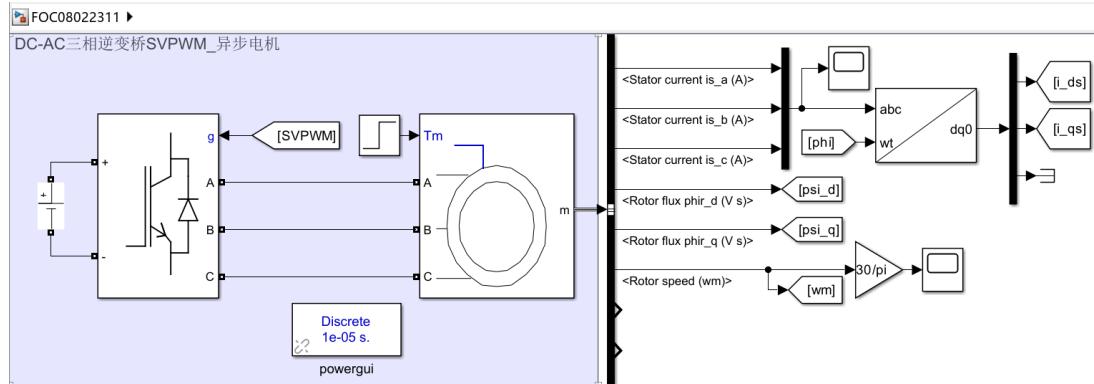


图 4: DC-AC 三相逆变桥 SVPWM 异步电机

如图4中所示，Asynchronous Machine SI Units 即三相异步电机模块的输出我们选取定子三相电流 $i_{s_{abc}}$ 、转子 $\alpha\beta$ 坐标系下的磁链 ψ_{r_α} 、 ψ_{r_β} （虽然此处模块标注为 ψ_{r_d} 、 ψ_{r_q} 但我们从3的分析中会进行说明）以及转子机械角速度 ω_m 。

由于转子机械角速度 ω_m 和转速 n 之间有如下换算关系，故在仿真中用 $\frac{30}{\pi}$ 或其倒数的增益完成两者的转换，图3可由此处的示波器观测得到。

$$\omega = \frac{2\pi n}{60} = \frac{30n}{\pi} \quad n = \frac{30\omega}{\pi}$$

原本应属于反馈回路的 CLARK&PARK 变换，在此处用 abc to dq0 模块简化处理，直接得到定子 dq 轴电流 $i_{s_{dq}}$ （即定子 mt 轴电流 $i_{s_{mt}}$ ）

3 反馈通道

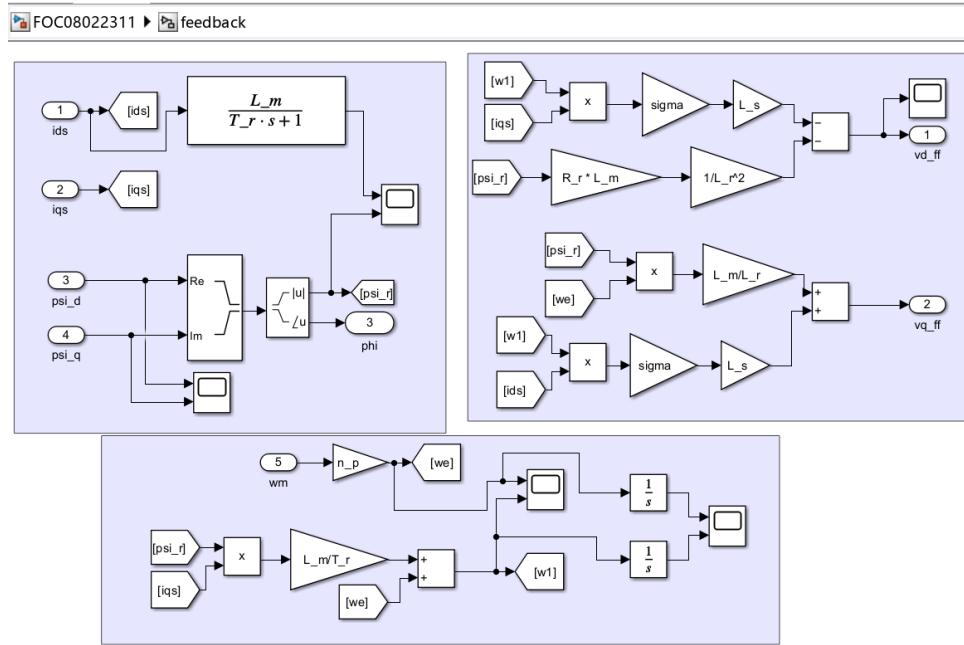


图 5: 反馈通道部分内部

由图5可见，左上、右上、中下一共被框出了三个主要的部分，依次对应分别为：转子磁链的模值 $|\psi_r|$ 和旋转角速度 ϕ 、电流环的反馈电压计算以及 mt 坐标系磁链旋转角速度 ω_1 与转子电角速度 ω_e/ω_e 。

3.1 转子磁链的模值 $|\psi_r|$ 和旋转角速度 ϕ

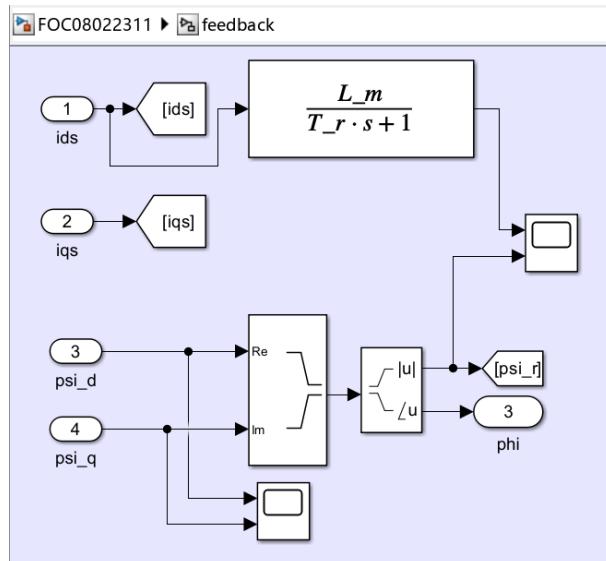


图 6: 转子磁链的模值和旋转角速度

在本小节中将解释4中提出的“虽然此处模块标注为 ψ_{r_d} 、 ψ_{r_q} 但实则为转子 $\alpha\beta$ 坐标系下的磁链 ψ_{r_α} 、 ψ_{r_β} ”的问题。

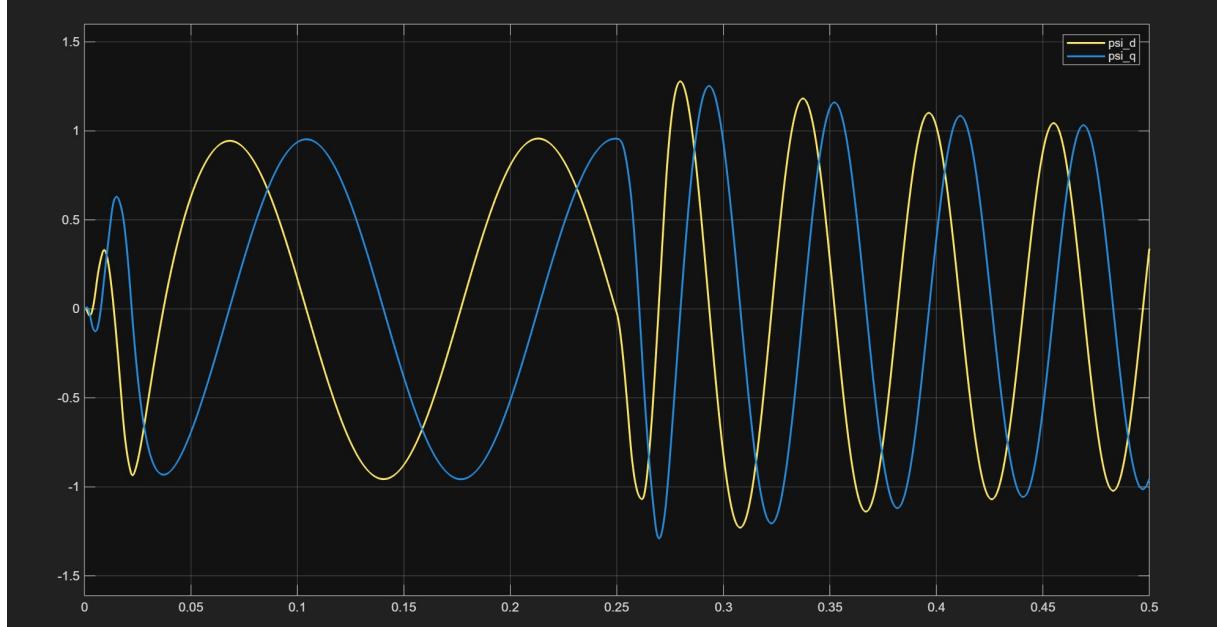


图 7: 电机输出的转子磁链

如图7所示，电机输出的转子磁链是两个相位上相差 $\frac{\pi}{2}$ 的交流信号，这显然不符合 dq 轴坐标的规定而是符合 $\alpha\beta$ 轴的规定才对，而经过如图6中所示的 Real-Imag to Complex 以及 Complex to Magnitude-Angle 两个模块后，我们成功分离出并得到了转子磁链 ψ_r 以及其旋转角速度 ϕ 。

而又由课本 P175 页 (7-81)FOC-mt 坐标系中的状态方程其中的：

$$\frac{d\psi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r}\psi_r + \frac{L_m}{T_r}i_{s_m}$$

可得 i_{s_m} 和 ψ_r 之间有传递函数关系如下：

$$\frac{\psi_r(s)}{i_{s_m}(s)} = \frac{L_m}{T_r s + 1}$$

于是我们用 i_{d_s} 经过 Transfer Fcn 模块，将其输出与经由 Real-Imag to Complex 以及 Complex to Magnitude-Angle 两个模块分离得到的转子磁链 ψ_r 对比如图8，发现两者重合完全一样，这证明我们的认识是正确的，并且 i_{d_s} 在 FOC 中确实为 i_{m_s} 。

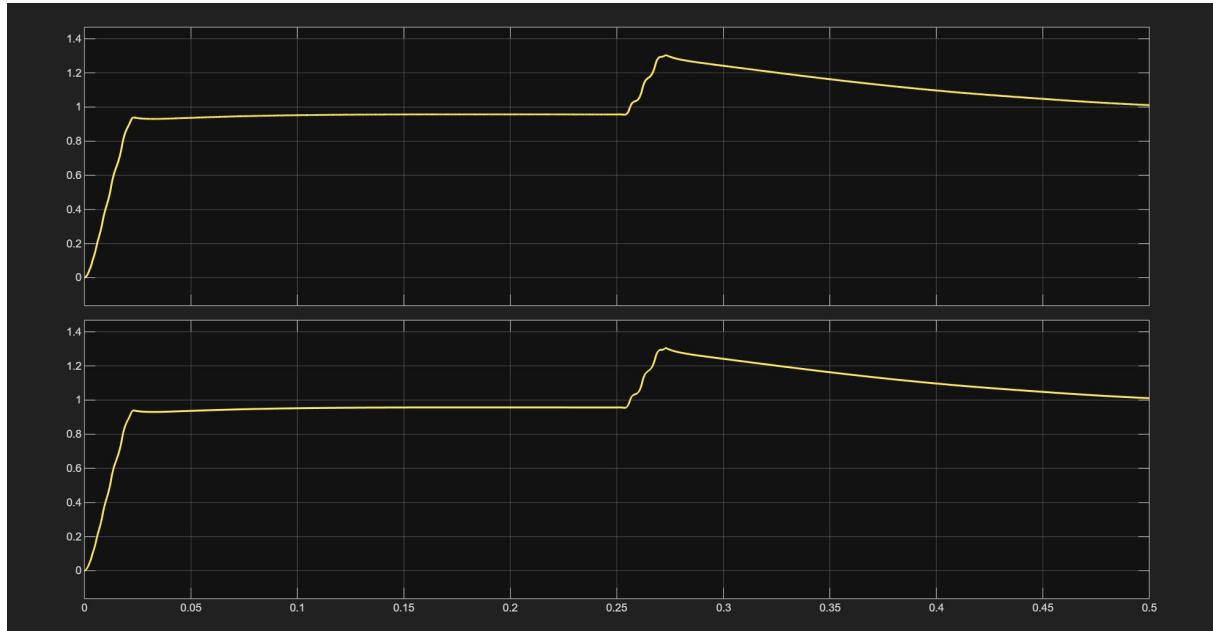


图 8: 转子磁链 ψ_r 对比

3.2 电流环的反馈电压计算

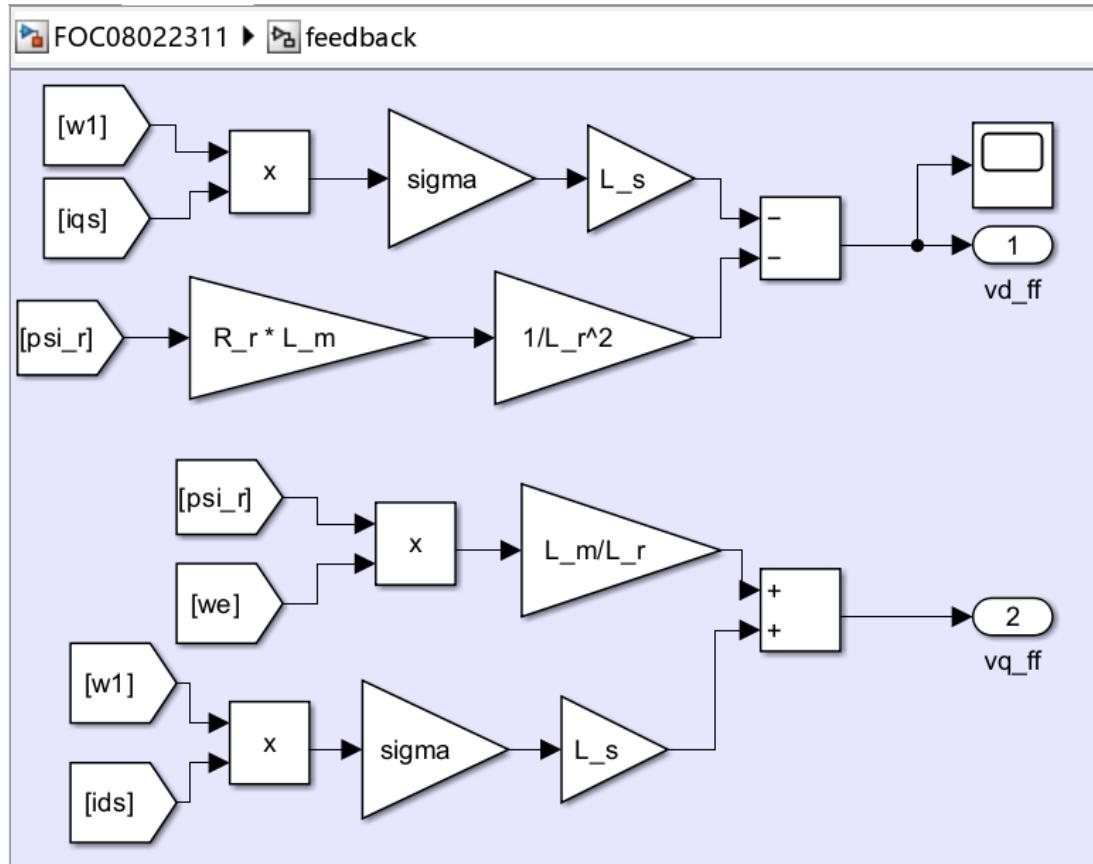


图 9: 电流环的反馈电压计算

本小节的内容和后文13中的??以及??有关，我们发现 ACMR 和 ACTR 的输入为电流误差，然而其输出却是准备进入逆 PARK 变换的定子 mt 轴电压，这说明电流环的设计不仅仅是 PI 调节器，其也涉及到了物理量的转换。

由课本 P175 页 (7-81)FOC-mt 坐标系中的状态方程其中的：

$$\frac{di_{sm}}{dt} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{sm} + \omega_1 i_{st} + \frac{u_{sm}}{\sigma L_s}$$

$$\frac{di_{st}}{dt} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \psi_r - \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} i_{st} - \omega_1 i_{sm} + \frac{u_{st}}{\sigma L_s}$$

为了得到定子 mt 轴电压值，我们可以将以上两式移项整理后改写如下：

$$\sigma L_s \frac{di_{sm}}{dt} + (R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2}) i_{sm} - \frac{L_m}{L_r T_r} \psi_r - \sigma L_s \omega_1 i_{st} = u_{sm}$$

$$\sigma L_s \frac{di_{st}}{dt} + (R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2}) i_{st} + \frac{L_m}{L_r} \omega \psi_r + \sigma L_s \omega_1 i_{sm} = u_{st}$$

我们发现 $\frac{di_{sm}}{dt}$ 和 i_{sm} 项正好对应了 ACMR 中的比例项和积分项，其各自的系数 σL_s 和 $(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2})$ 自然为比例系数 k_p 和积分系数 k_i ，对于 t 轴来说也是同理，甚至 ACMR 和 ACTR 的控制器系数是完全一样的。

如1.1中，其代码是共用的：

```
R = R_s + R_r * (L_m/L_r)^2;           % 用于电流环设计的等效电阻 (单位: Ω)
L = sigma * L_s;                         % 用于电流环设计的等效电感 (单位: H)

%% =====
% 电流环 PI 参数 (ACR: Current Loop PI Controller)
% =====
wc_i = 0.0707 * f_sw * 2 * pi;    % 电流环截止频率 (单位: rad/s) ,
通常设置为开关频率的1/10左右
kp_i = L * wc_i;                   % 电流环比例增益
ki_i = R * wc_i;                   % 电流环积分增益
ka_i = 1 / kp_i;                   % 电流前馈增益 (解耦控制用)
```

而余下的部分 $-\frac{L_m}{L_r T_r} \psi_r - \sigma L_s \omega_1 i_{st}$ 和 $+\frac{L_m}{L_r} \omega \psi_r + \sigma L_s \omega_1 i_{sm}$ 则在本部分中通过模块计算得到，如图9所示。

3.3 mt 坐标系磁链旋转角速度 ω_1 与转子电角速度 ω/ω_e

在上一小节9的计算中，用到了 mt 坐标系磁链旋转角速度 ω_1 与转子电角速度 ω/ω_e ，而电机的输出仅有其机械角速度 ω_m ，而机械和电之间有乘/除磁极对数的数量关系如下：

$$\omega_m = \frac{\omega_e}{n_p}$$

而 mt 坐标系磁链旋转角速度 ω_1 与转子电角速度 ω/ω_e 之间又有数量关系为：

$$\omega_1 = \omega_e + \frac{L_m}{T_r \psi_r} i_{st}$$

用模块实现计算，如图10

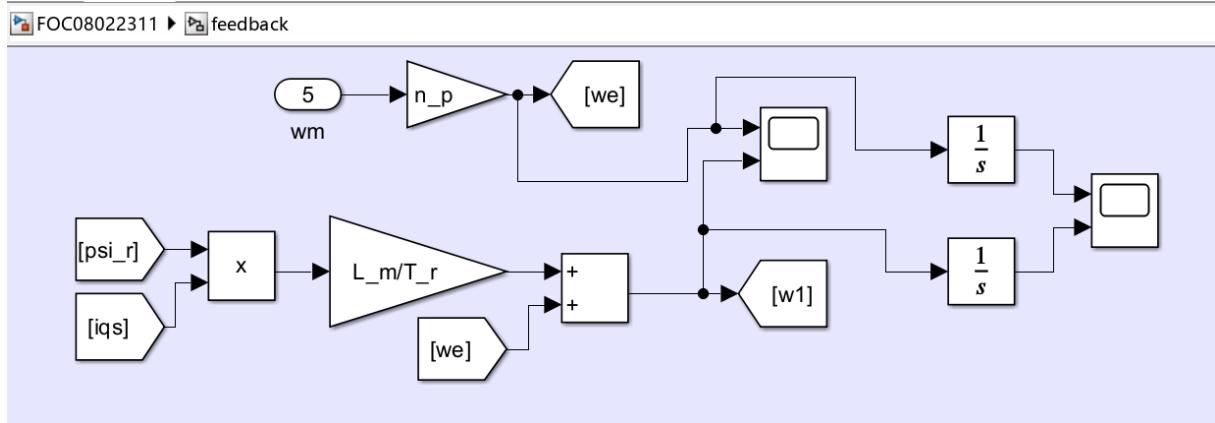


图 10: mt 坐标系磁链旋转角速度 ω_1 与转子电角速度 ω/ω_e



图 11: mt 坐标系磁链旋转角速度 ω_1 (蓝线) 与转子电角速度 ω/ω_e (黄线) 对比

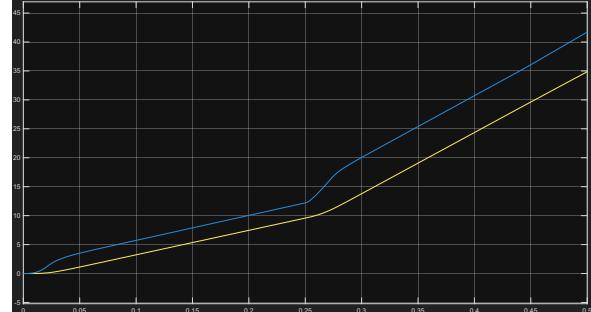


图 12: mt 坐标系旋转角度 ϕ (蓝线) 与转子电角度 ϕ_e (黄线) 对比

由图11可见，在两次转速预设值变化以及一次负载增大，这三个关键时间点处，mt 坐标系磁链旋转角速度 ω_1 都会明显的高于转子电角速度 ω/ω_e ，是存在较大的转差角频率的，体现了磁链略微领先转子实际机械以实现对其的带领和控制。

由图12可见，mt 坐标系旋转角度 ϕ 是一直略微领先转子电角度 ϕ_e 的，这与上文的分析是吻合的。

4 前向通道

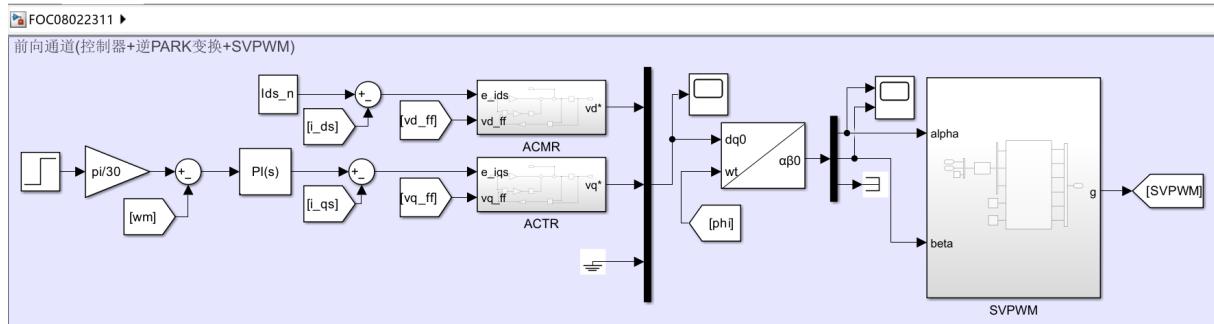


图 13: 前向通道

4.1 ACMR&ACTR 的设计

模型具体结构如图14和15所示，具体分析详见上文9。

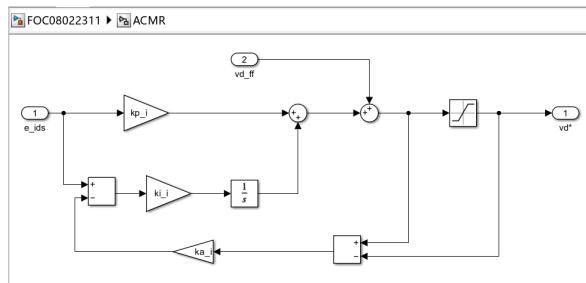


图 14: ACMR

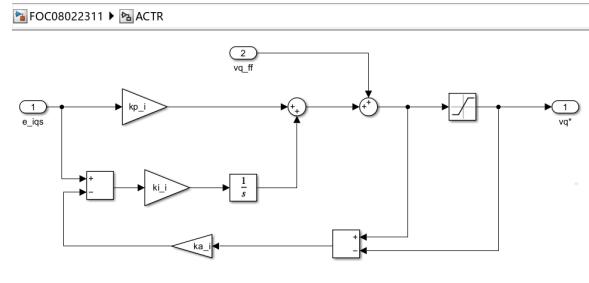


图 15: ACTR

4.2 SVPWM

FOC08022311 ▶ SVPWM ▶

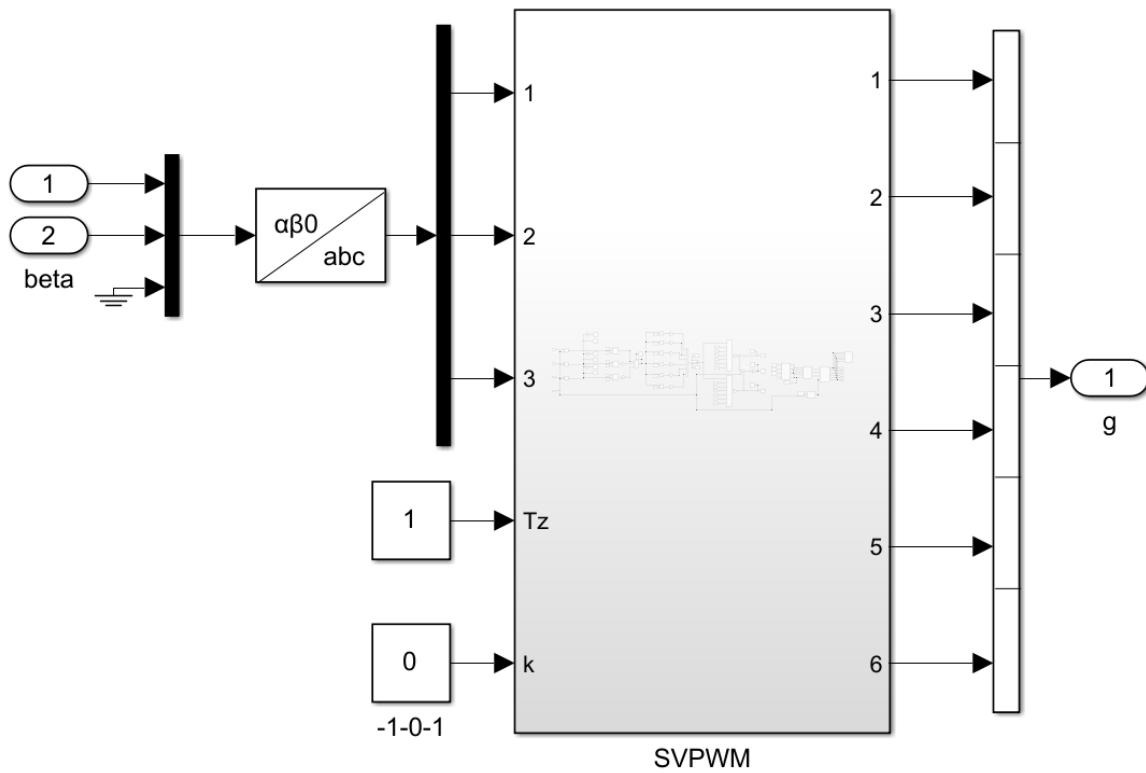


图 16: SVPWM 输入匹配预处理

如图16所示，由于研讨时所设计的 SVPWM 输入为三相正弦调制波，故此处接收到定子 $\alpha\beta$ 轴电压后，经过一个 Alpha-Beta-Zero to abc 模块再输入进 SVPWM 子系统，其具体实现即分析详见5。

5 SVPWM 的实现

5.1 模型预览

仿真模型如图17所示，分为两大部分，左侧为 SVPWM 信号的生成，右侧为 DC-AC 三相逆变桥；全控器件上桥臂 1-3-5，下桥臂 4-6-2，依次相差 60° ，同侧桥臂依次相差 120° ，同相 1-4、3-6、5-2 相差 180° ；示波器测量三相对称线电压和相电压、A 相电流、中点端电压；带 RLC 负载，中点不接地。

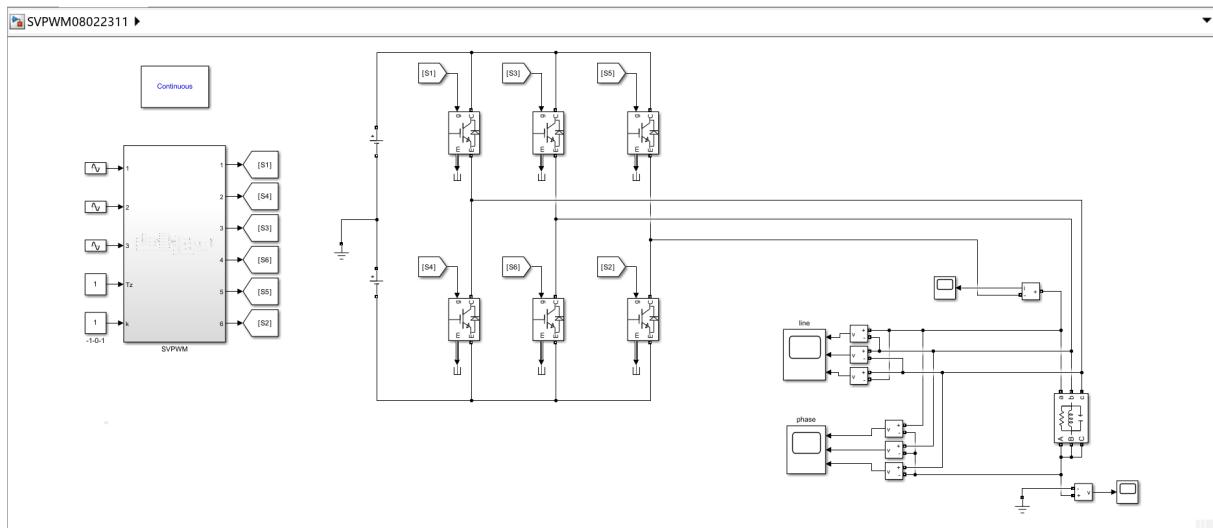


图 17: 模型预览

其中，左侧生成 SVPWM 信号的子系统如图18所示，输入为 ABC 三相 120° 对称幅值为 1 的正弦调制波、 T_Z 以及 k ；输出即 6 个全控器件的 SVPWM 空间矢量脉宽调制信号。

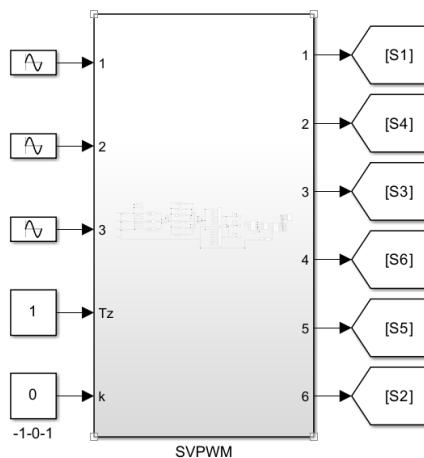


图 18: SVPWM 子系统

5.2 仿真结果预览

调制波为电网标准 $50Hz$, 周期为 $0.02s$, 仿真长度为 3 个周期, 即 $3 \times 0.02s = 0.06s$, 逆变桥直流侧上/下桥臂为 $+/-150V$ 。

线电压幅值为 $300V$:

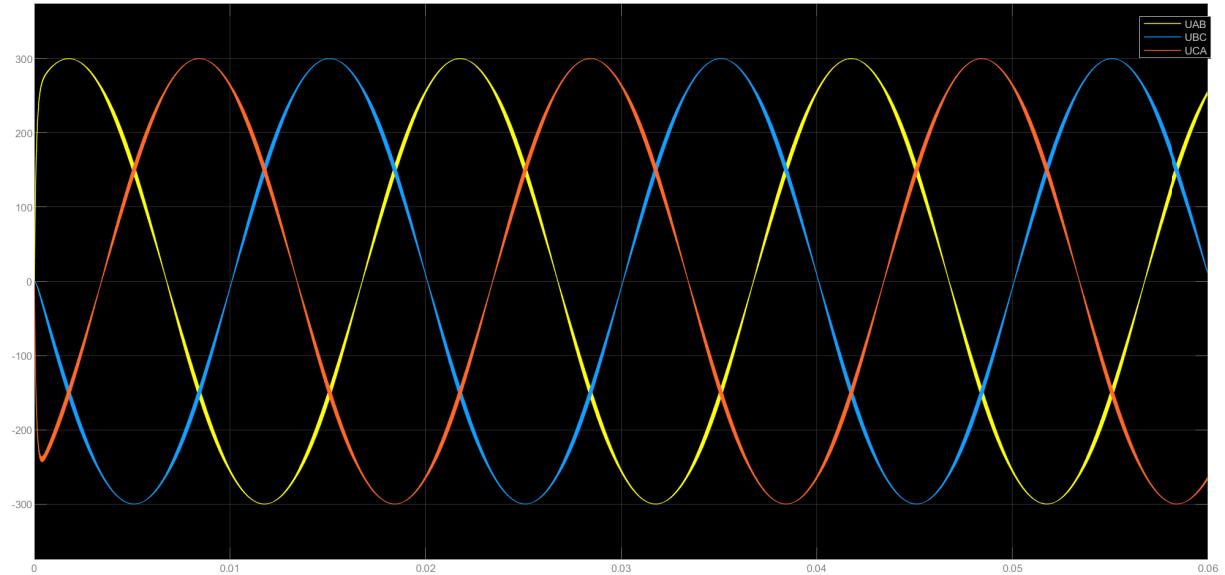


图 19: 线电压

相电压幅值为 $\frac{300V}{\sqrt{3}} \approx 173.2V$:

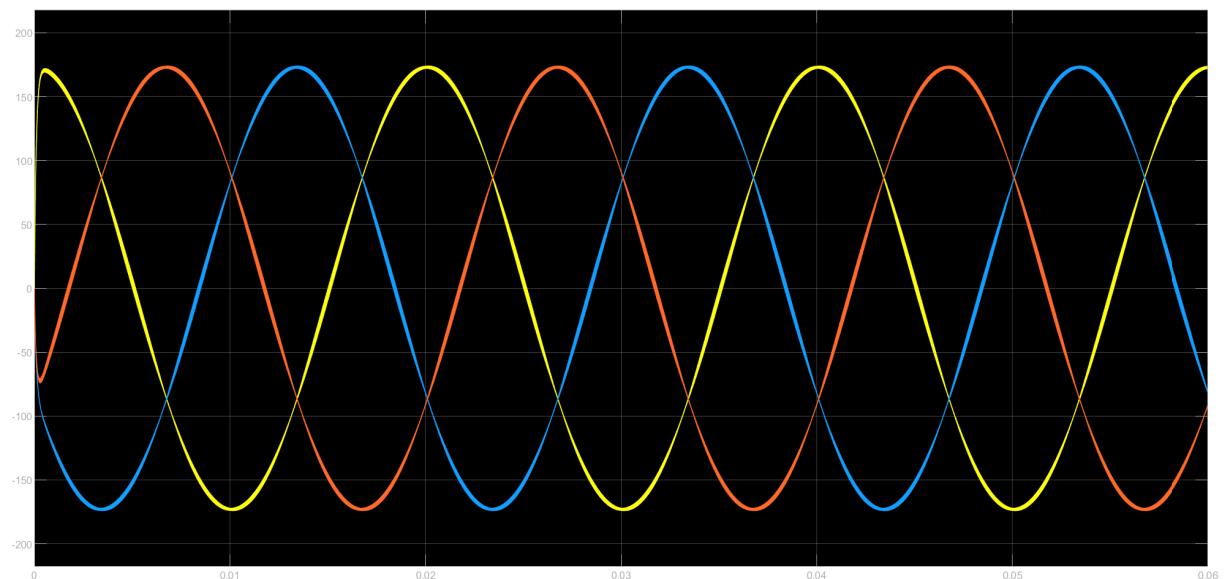
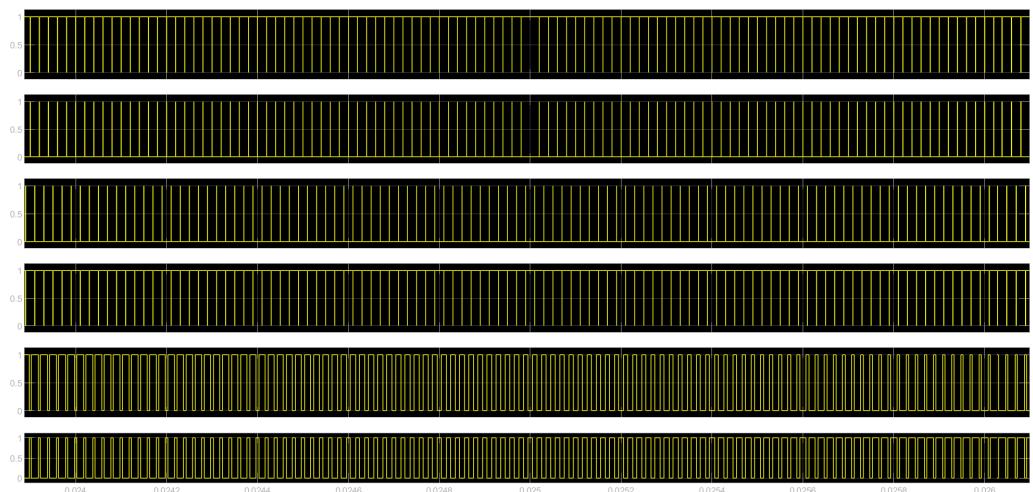
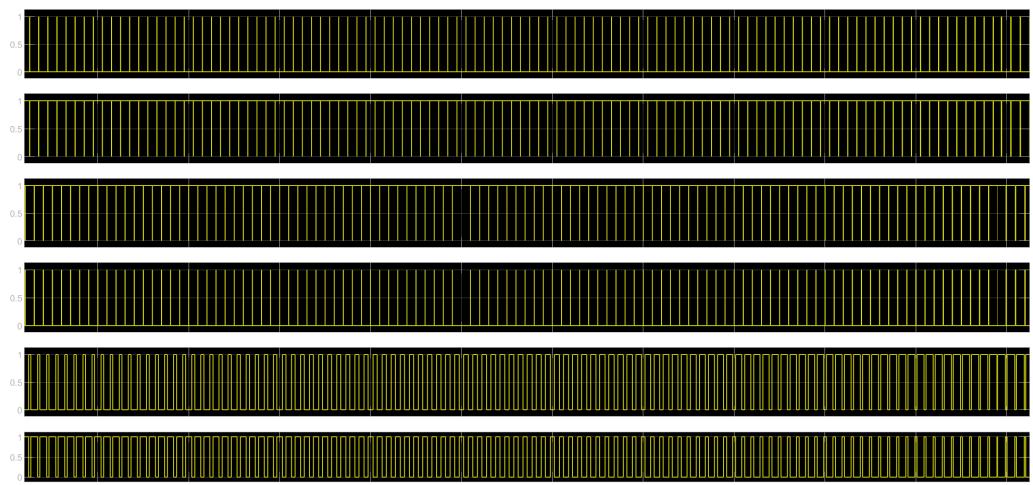
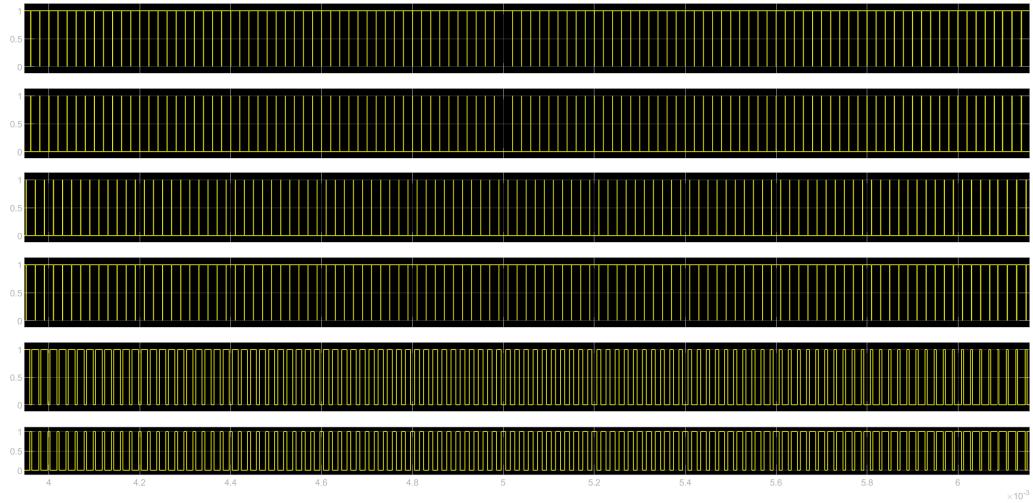


图 20: 相电压

六路 SVPWM 信号，开关频率 = 调制波频率 = $50kH_z$ ，信号周期 = 调制波周期 = $0.02s$, 1000 脉冲/周期：



5.3 SVPWM 子系统

SVPWM 子系统如图21所示，左、中、右三大部分的功能分别为扇区信号的生成、 $T_1\&T_2\&T_0$ 的生成、参考波与载波。

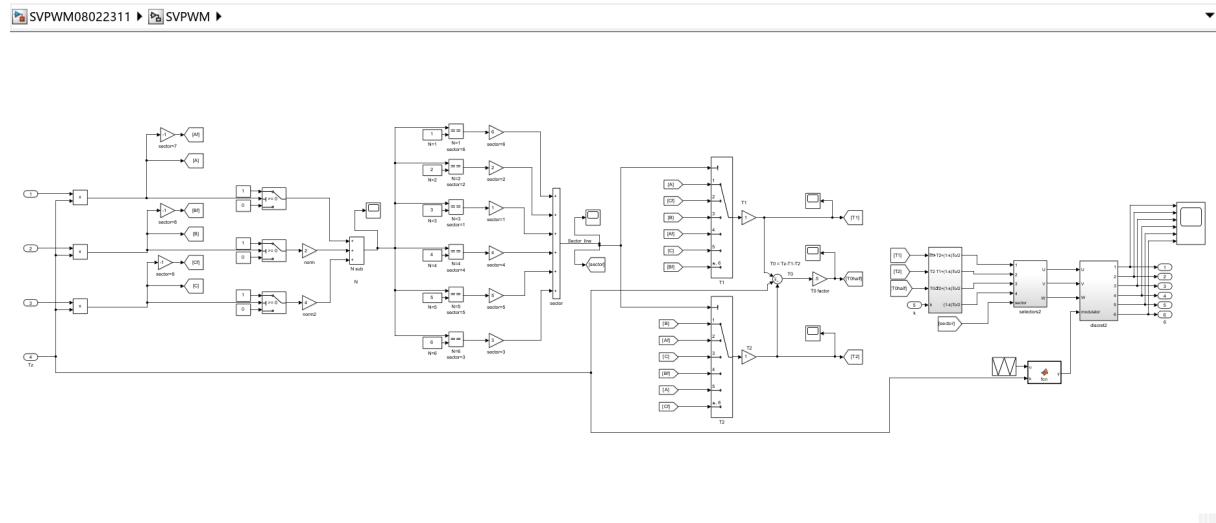


图 21: SVPWM 子系统预览

5.3.1 扇区信号的生成

由 SVPWM 的原理可知，0-360° 的周期被划分为对称的 6 个 60° 的扇区 I II III IV V VI，此部分的目的是生成 1-2-3-4-5-6 的循环离散序列作为扇区选择信号如图23。

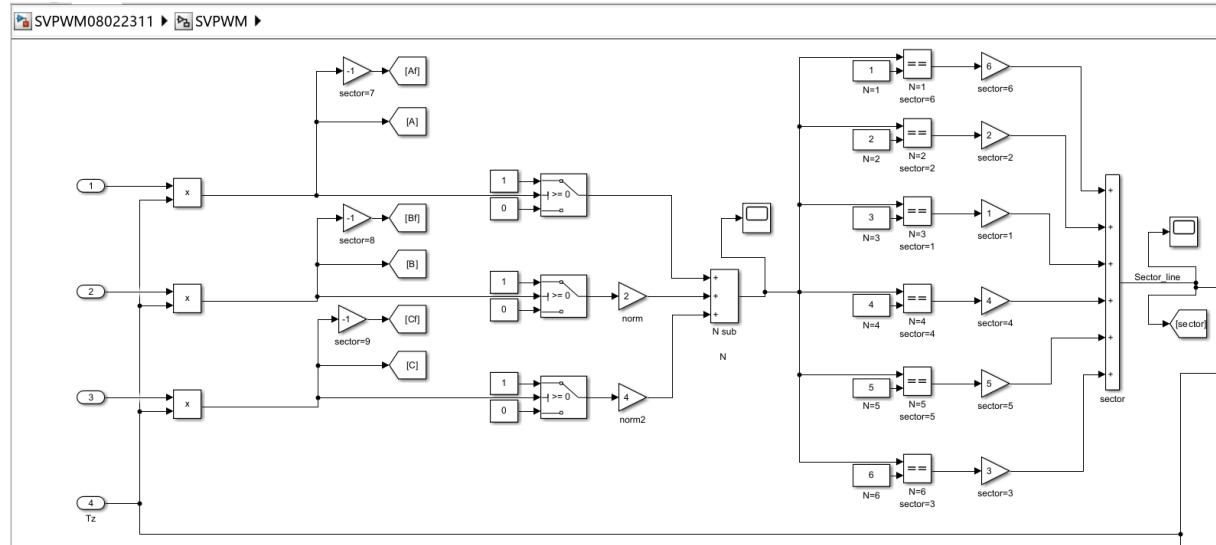


图 22: 扇区信号的生成

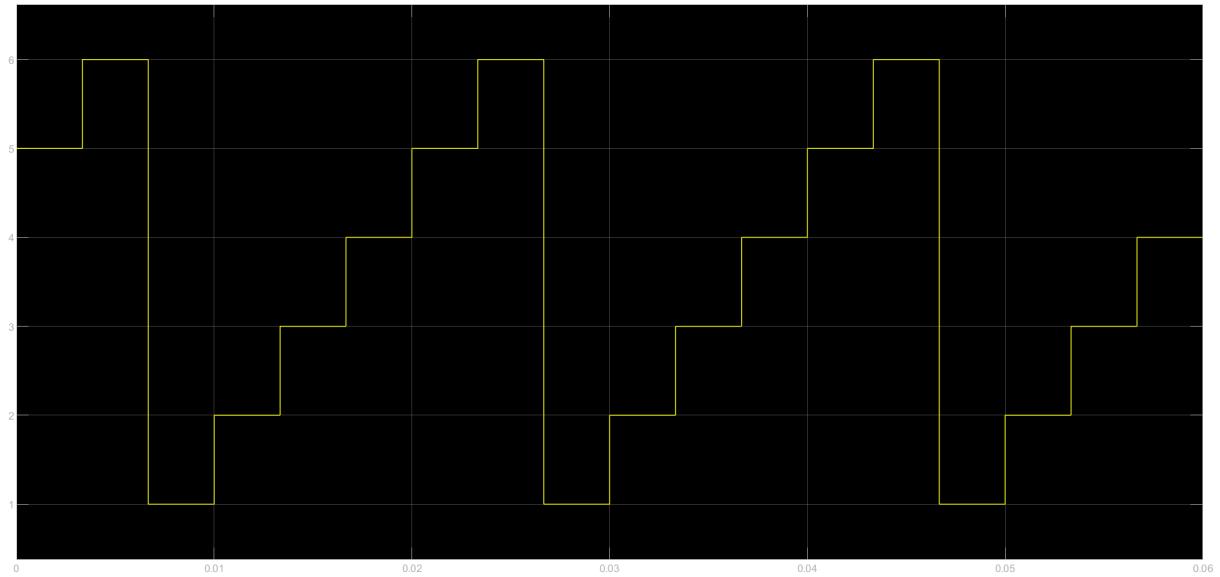


图 23: 1-2-3-4-5-6 的循环离散序列

5.3.2 $T_1 \& T_2 \& T_0$ 的生成

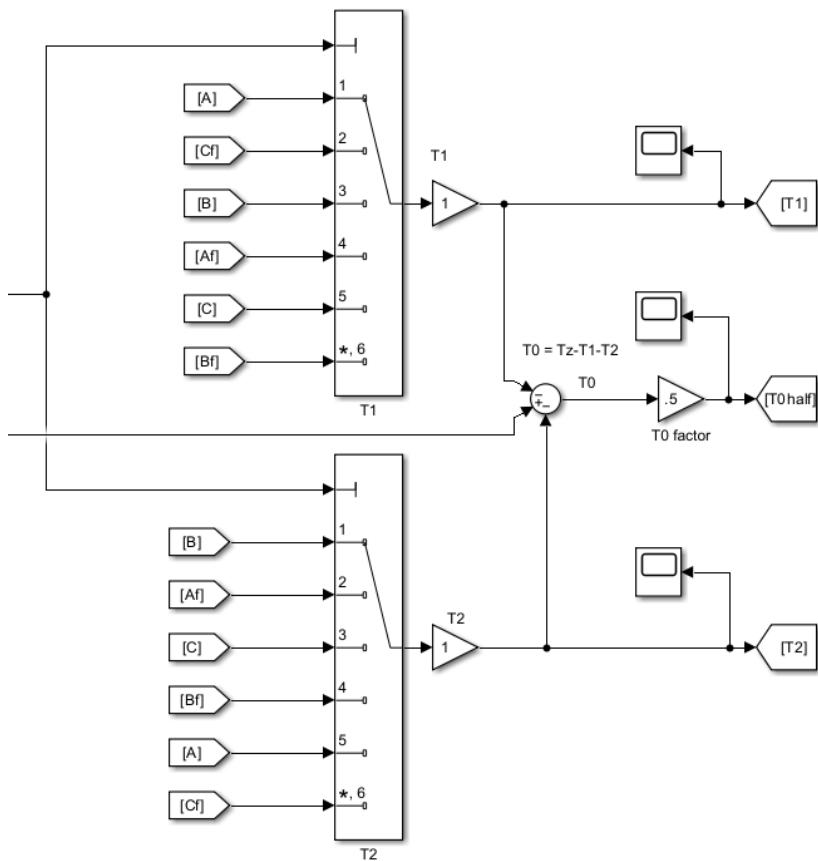


图 24: $T_1 \& T_2 \& T_0$ 的生成

如图24所示，利用三相调制波生成 T_1 & T_2 信号波形，并算出 T_0 ，第一扇区 $0-60^\circ$ 中 T_1 & T_2 的表达式如下式所示，其余各扇区依次平移 60° 。

$$T_1 = \sin(60^\circ - \theta)$$

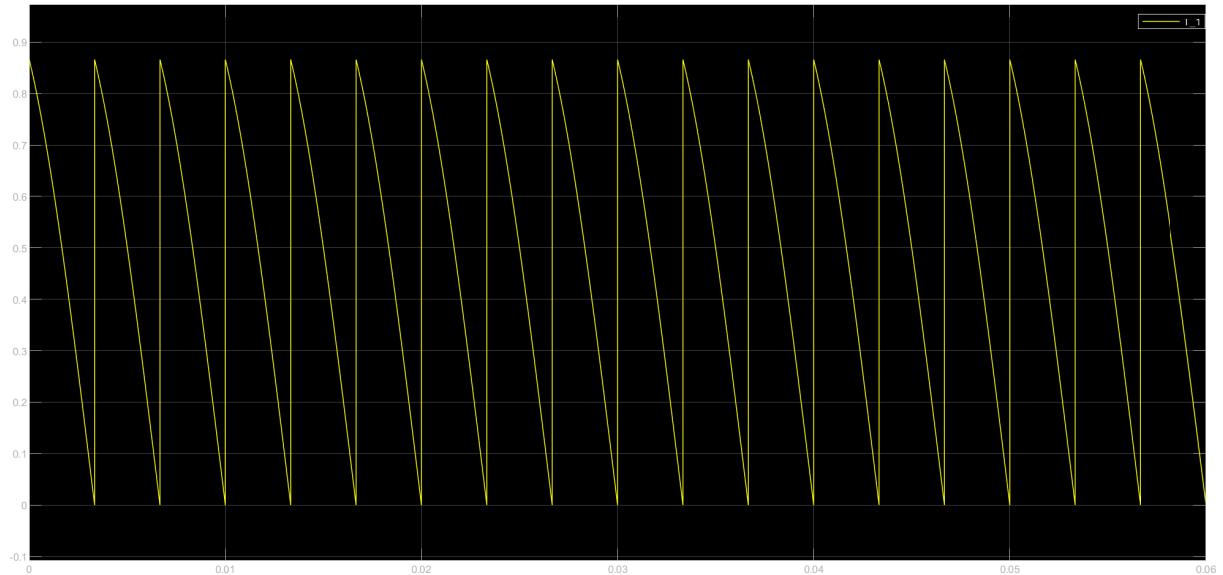


图 25: T_1 的波形

$$T_2 = \sin(\theta)$$

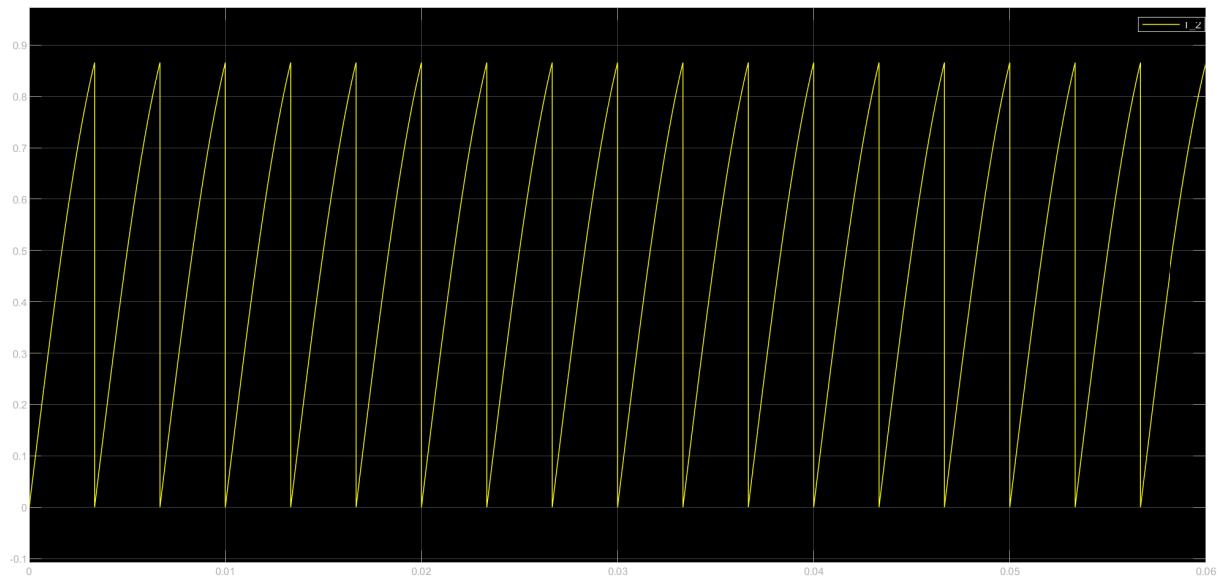
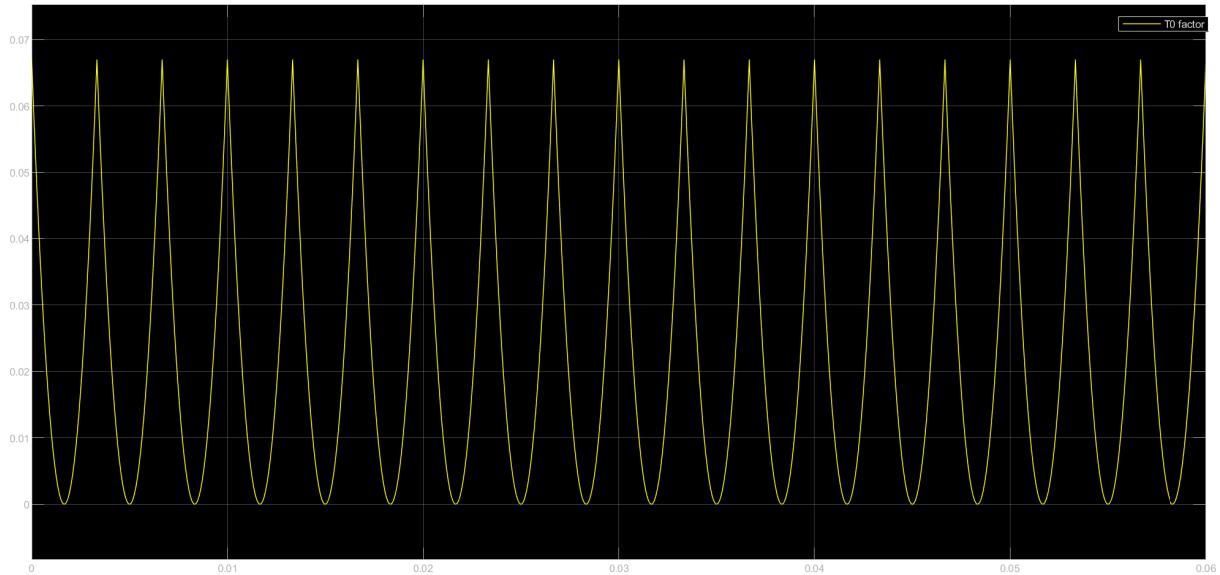


图 26: T_2 的波形

图 27: T_0 的波形

5.3.3 参考波与载波

本小节中由三个子系统构成，分别关于零矢量的分布、参考波的生成和载波与SVPWM信号的生成。

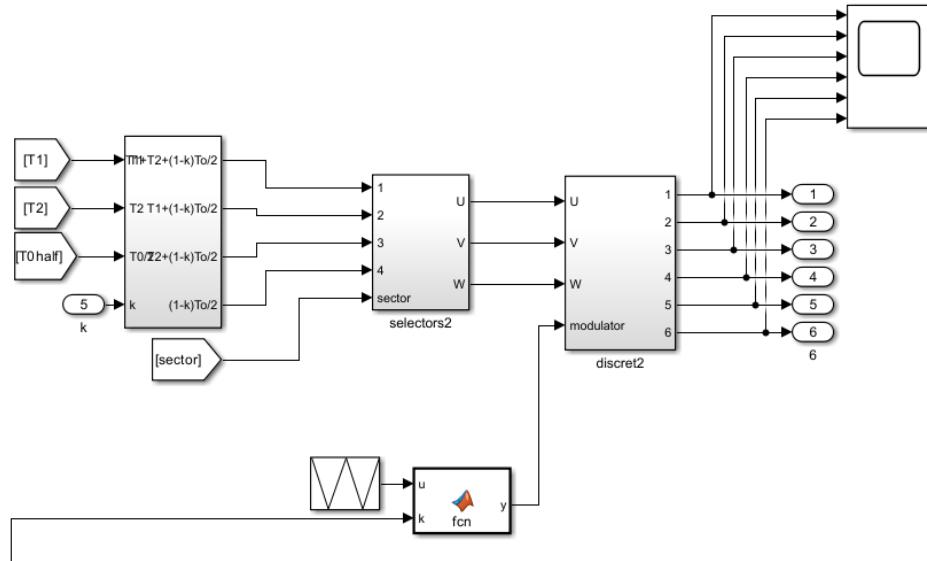


图 28: 参考波与载波

载波是固定不变的三角波，频率越高精度越高但开关频率也越高，均匀覆盖参考波以通过面积等效原理“还原”原波形。

5.3.4 零矢量的分布

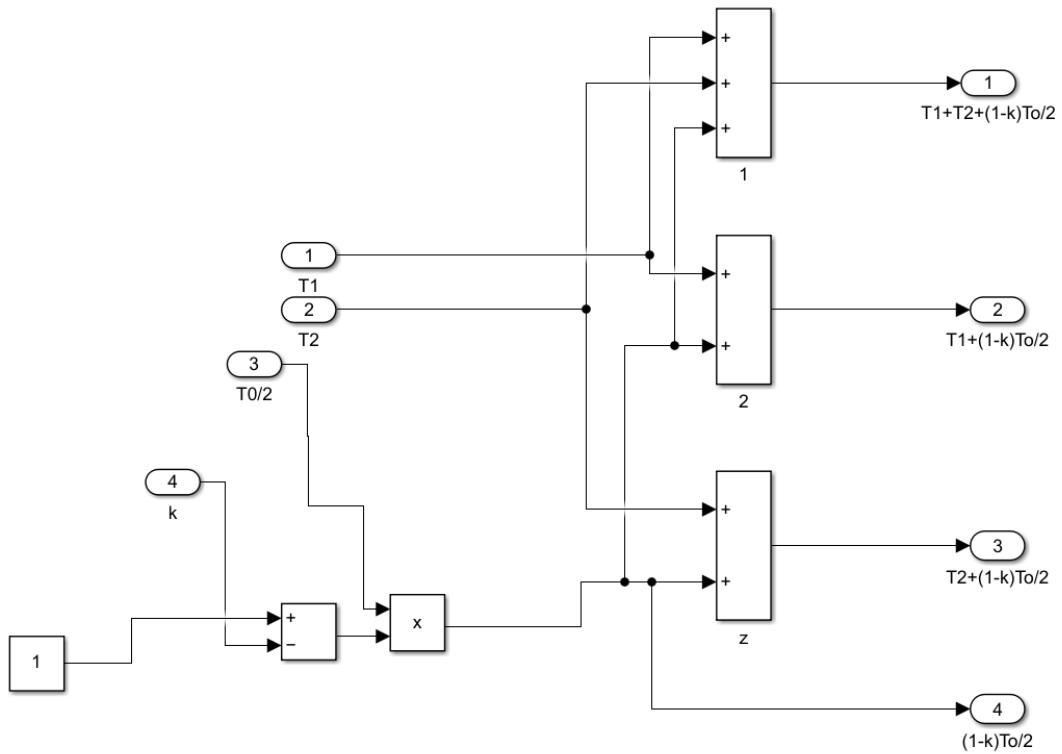


图 29: 零矢量的分布

如图29所示，基于5.3.2中的 T_1 & T_2 & $\frac{T_0}{2}$ ，计算出以下四式：

$$T_1 + T_2 + (1 - k) \cdot \frac{T_0}{2}$$

$$T_1 + (1 - k) \cdot \frac{T_0}{2}$$

$$T_2 + (1 - k) \cdot \frac{T_0}{2}$$

$$(1 - k) \cdot \frac{T_0}{2}$$

适当地将它们分配到六个扇区以合成三相参考波 u、v、w。

其中， k 为 $\in [-1, 1]$ 的零矢量分布系数，当 $k=0$ 时，为标准七段式 SVPWM，而当 $k=-1$ 或 1 时，则变为五段式 SVPWM，其中 $k=1$ 只允许 000 出现而不允许 111 出现， $k=-1$ 反之。

5.3.5 参考波的生成

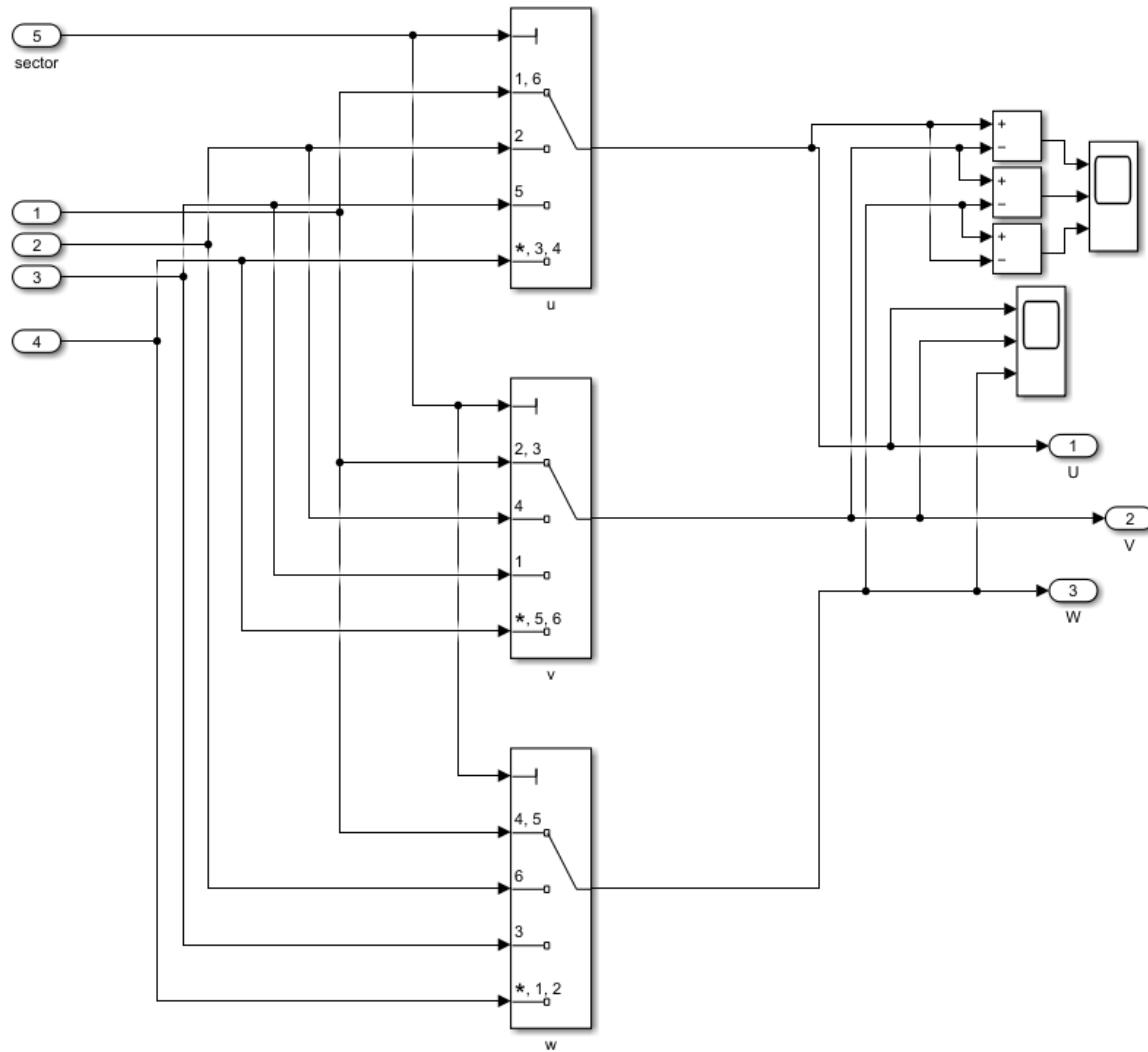
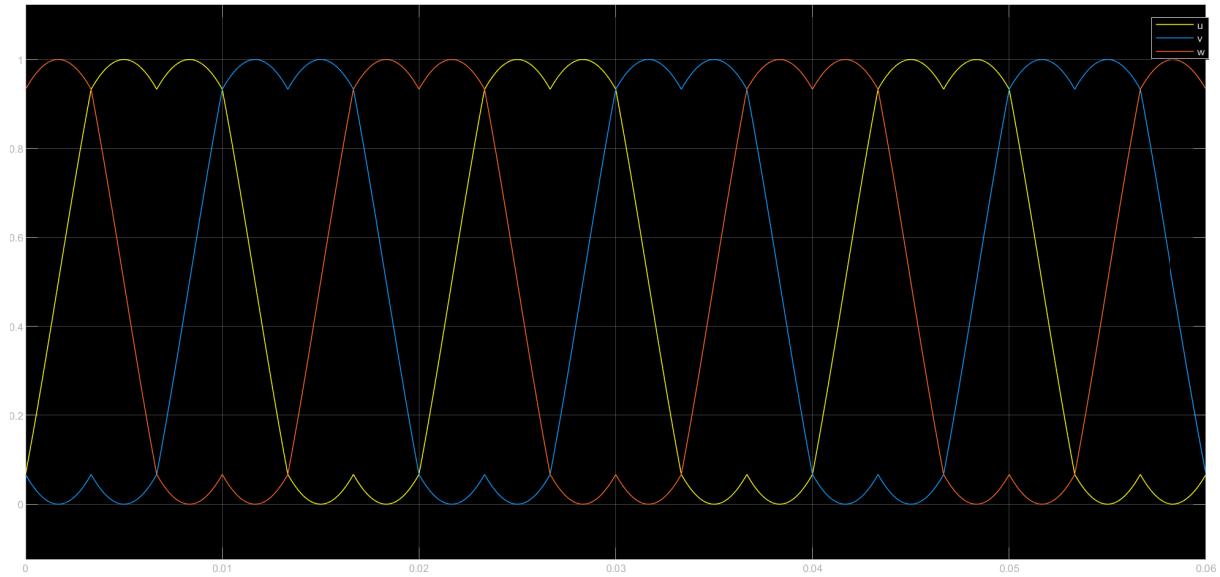


图 30: 参考波的生成

如图30所示，基于5.3.1中的扇区选择信号，并配合三个多端口开关中的不同序号排列，三相参考波 u、v、w 依次相差 120° ，其形态为马鞍波，如图31所示。

此时 $k=0$ ，为标准的七段式 SVPWM，可以看到每相的参考波在一个周期内都被分为六等份，其中 $T_1 + T_2 + (1 - k) \cdot \frac{T_0}{2}$ 为波峰、 $T_2 + (1 - k) \cdot \frac{T_0}{2}$ 为上升、 $T_1 + (1 - k) \cdot \frac{T_0}{2}$ 为下降、 $(1 - k) \cdot \frac{T_0}{2}$ 为波谷，其构成参考波的排列与图30中各多端口开关中的不同序号排列相对应。

图 31: 参考波 u 、 v 、 w (马鞍波)

5.3.6 载波与 SVPWM 信号的生成

如图32所示，载波为 0-1V 的 $50kHz$ 高频三角波，其小于参考波时为 1，反之为 0。

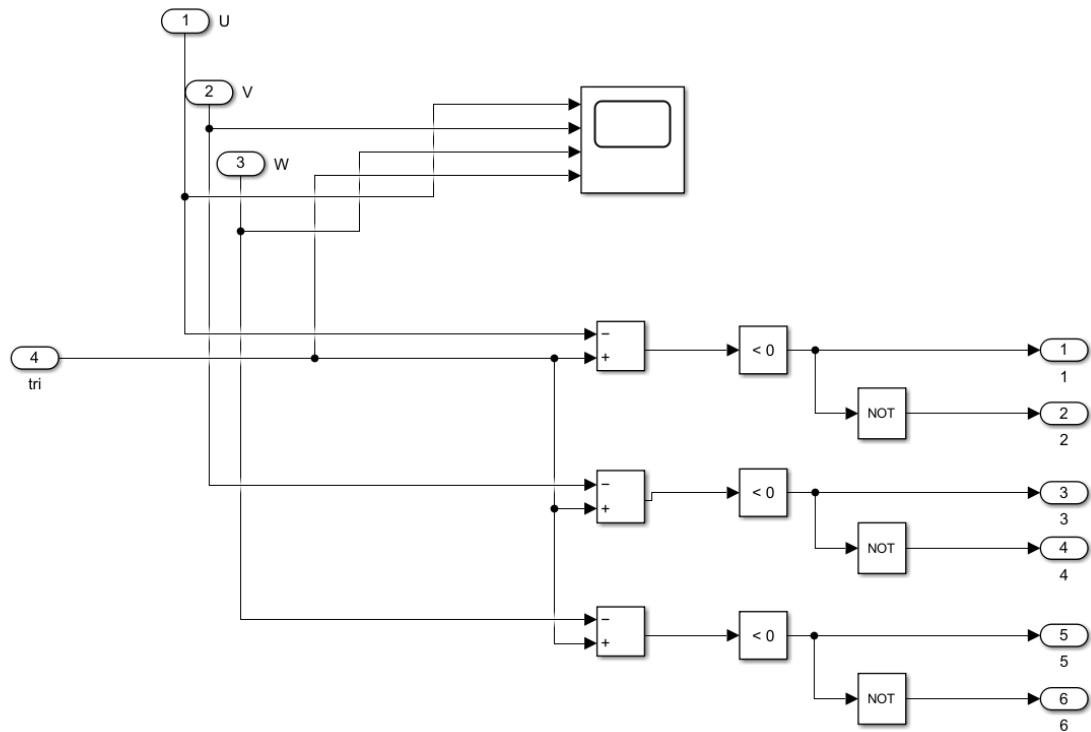


图 32: 载波与 SVPWM 信号的生成

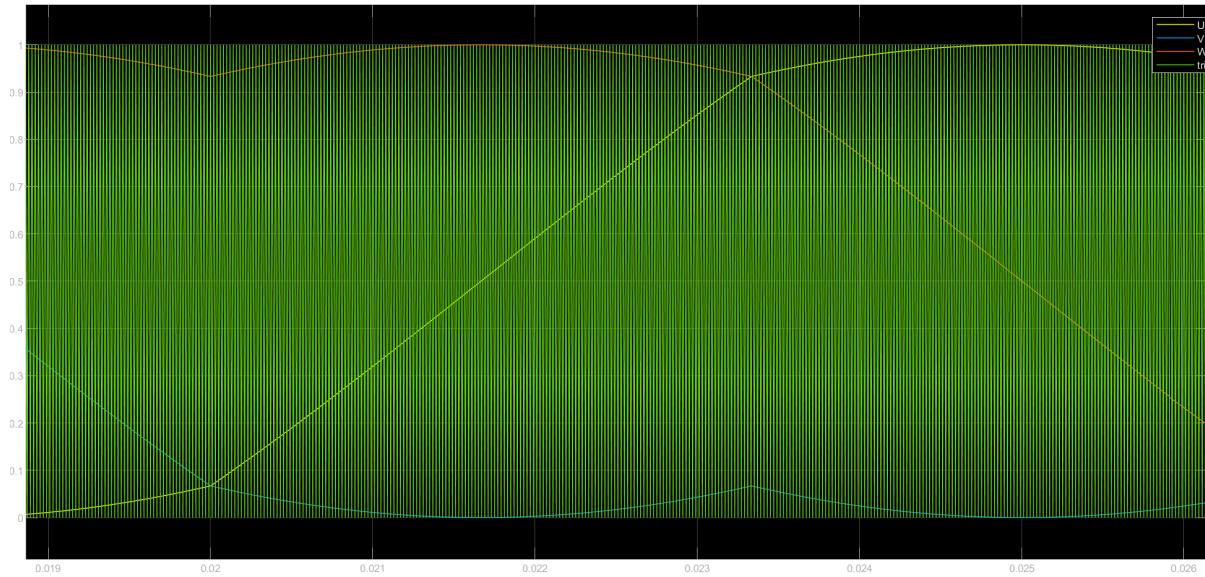


图 33: 载波与参考波

5.4 补充

5.4.1 相电压、对地电压与中点电压

根据5.2中的图19和20可知，逆变器的输出的三相对称电压波形应均为正弦，实际上三相星形中点的电压并不为0，而且实际负载可能不会接出中点，但如果在仿真中把中点接地，则线电压不变但相电压会变为下图34，和5.3.5中图31三相参考波一样为马鞍波：

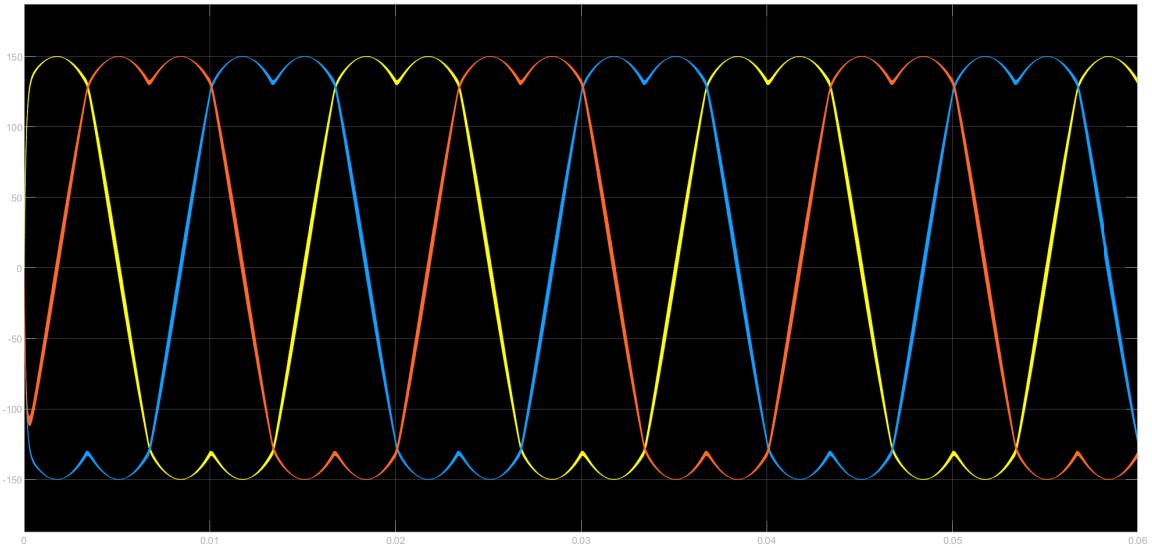


图 34: 相电压（中点接地）

而实际上如果把图34中的三相参考波当作相电压，那么它们之间的线电压如下图35：

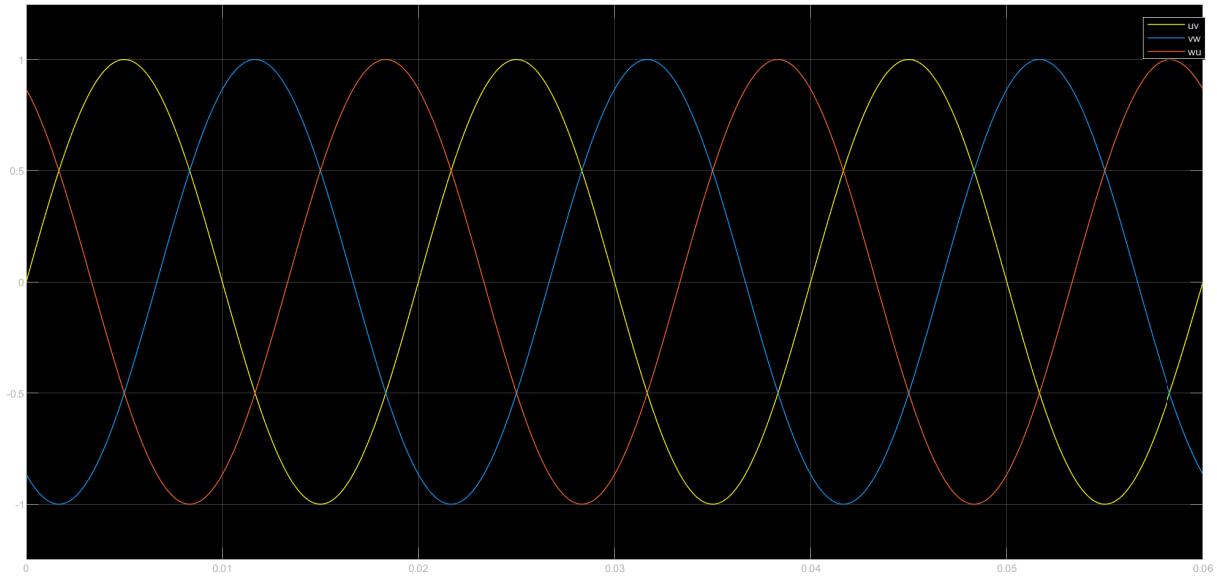


图 35: 线电压 (参考波)

所以在5.3.6中，载波的等效不会改变输出的三相相电压波形，而且可以推导出波形为马鞍波的相电压能对应波形为正弦的线电压。

u	$T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + \frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$
v	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + \frac{T_0}{2}$
w	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + \frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
$u - v$	T_2	$T_1 + T_2$	T_1	$-T_2$	$-T_1 - T_2$	$-T_1$
$v - w$	$-T_1 - T_2$	$-T_1$	T_2	$T_1 + T_2$	T_1	$-T_2$
$w - u$	T_1	$-T_2$	$-T_1 - T_2$	$-T_1$	T_2	$T_1 + T_2$

代入 T_1 、 T_2 的表达式，并以第一扇区的角度为基准，可得：

$$u - v = \begin{cases} \sin(\theta) & \text{当 } 0^\circ \leq \theta < 60^\circ \\ \sin(60 - (\theta - 60^\circ)) + \sin((\theta - 60^\circ)) = \sin(\theta) & \text{当 } 60^\circ \leq \theta < 120^\circ \\ \sin(60^\circ - (\theta - 120^\circ)) = \sin(\theta) & \text{当 } 120^\circ \leq \theta \leq 180^\circ \end{cases}$$

以此类推， $u-v$ 在其完整周期中均为连续正弦，且 $v-w$ 和 $w-u$ 也为 120° 对称三相正弦波。

而中点不接地时相电压和线电压一致为正弦，两者只有幅值 $\sqrt{3}$ 的倍数关系以及 30° 的相位关系，中点的电压波形如下图36：

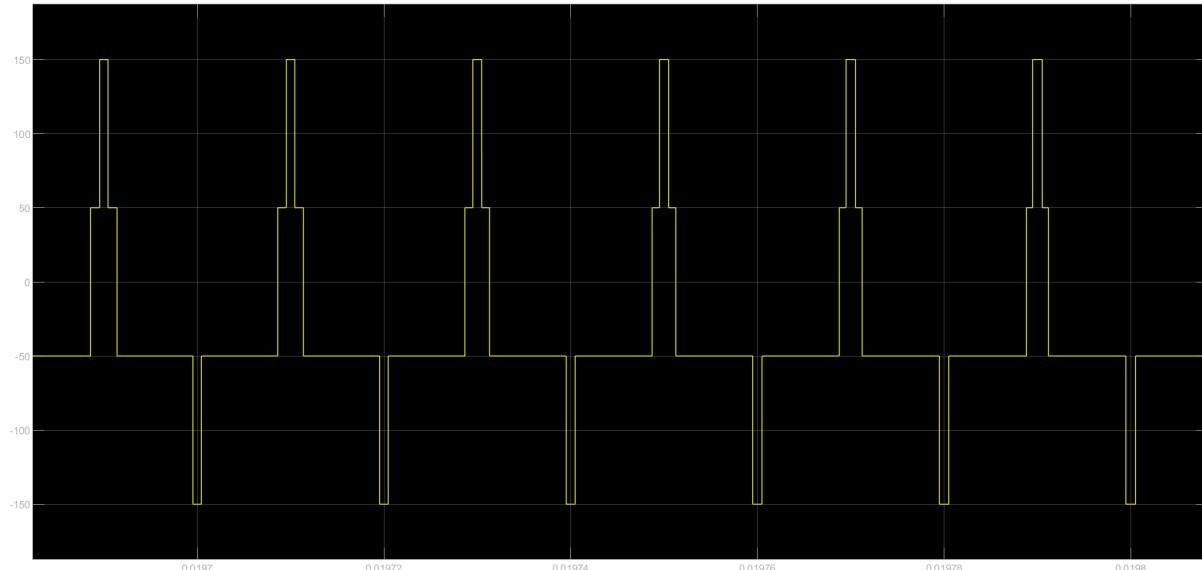


图 36: 中点电压 ($k=0$)

单侧桥臂直流电压为 150V，当三相桥路开关器件交替通断时，中点电压为三相电压之和除以 3，即 $\frac{+/-150V}{3} = +/- 50V$ ，而在图36中还有 $+/-150V$ ，分别对应“111”仅上桥臂全部导通，则中点电压直接等于直流侧电压 150V，反之，-150V “000”仅下桥臂全部导通同理。

如果是五段式 SVPWM，则缺失“111”或“000”，即中点电压不会出现 $+150V$ 或 $-150V$ 。接下来，通过零矢量分布系数 k 的取值，可以切换五段式和七段式 SVPWM，或自定义零矢量“111”和“000”的分布比例。

5.4.2 零矢量分布系数 k

截止此处，上文所有波形和分析均建立在 $k=0$ 时，即标准七段式 SVPWM，零矢量“000”和“111”均分零矢量作用时长，优点是减少谐波分量，缺点是开关频率增加可能造成损耗。相反地，五段式 SVPWM 则是牺牲一些谐波以降低开关频率和损耗。

5.4.3 $k=1$

如5.3.4中所说， $k=1$ 时将零矢量集中于“000”，只允许“000”出现而不允许“111”出现，故图37中仅有-150V而缺失+150V。

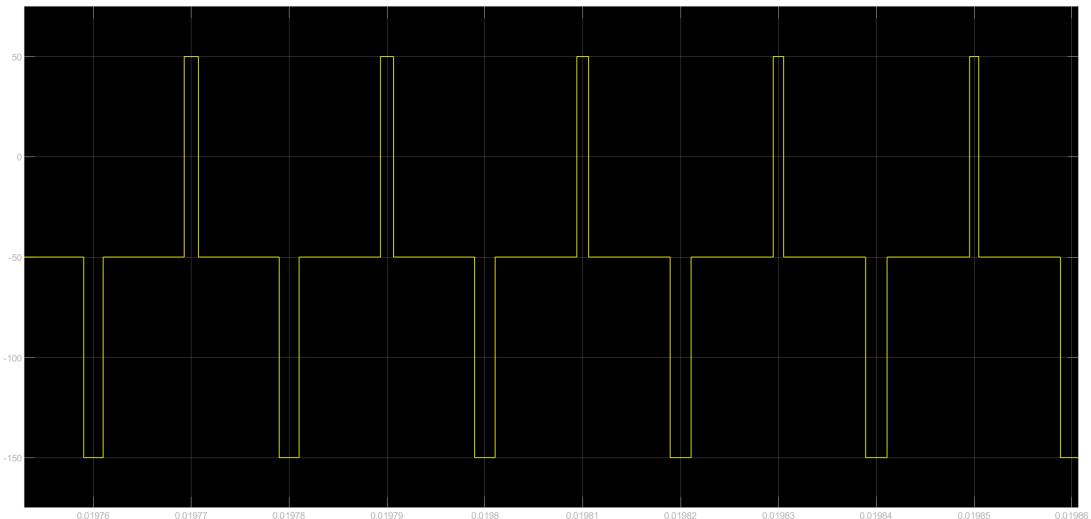


图 37: 中点电压 ($k=1$)

而此时的参考波 u 、 v 、 w 的波形也有所变化，幅值范围仍为 0-1V，仍六扇区，但波谷消失，如下图38所示：

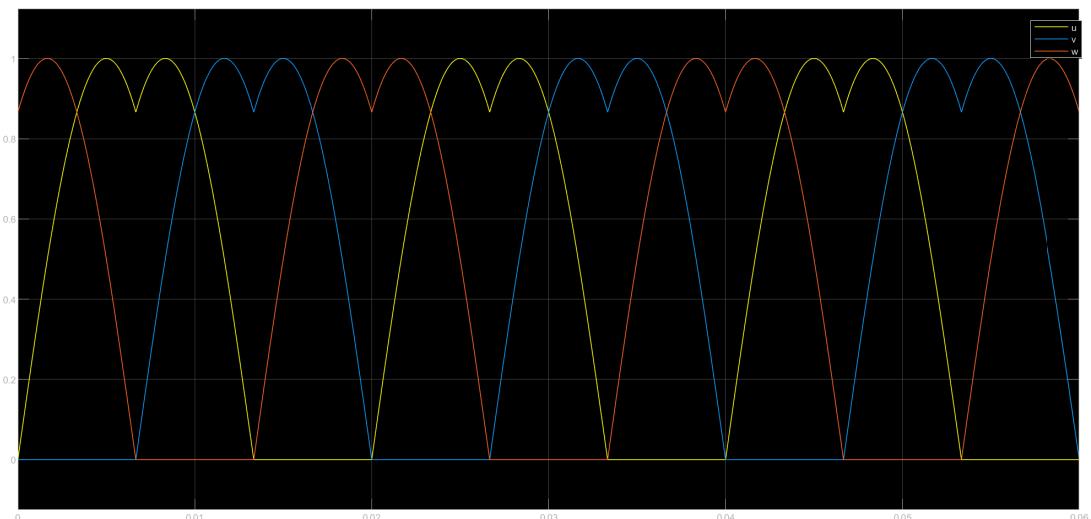


图 38: 参考波 ($k=1$)

其余正弦波形无明显变化:

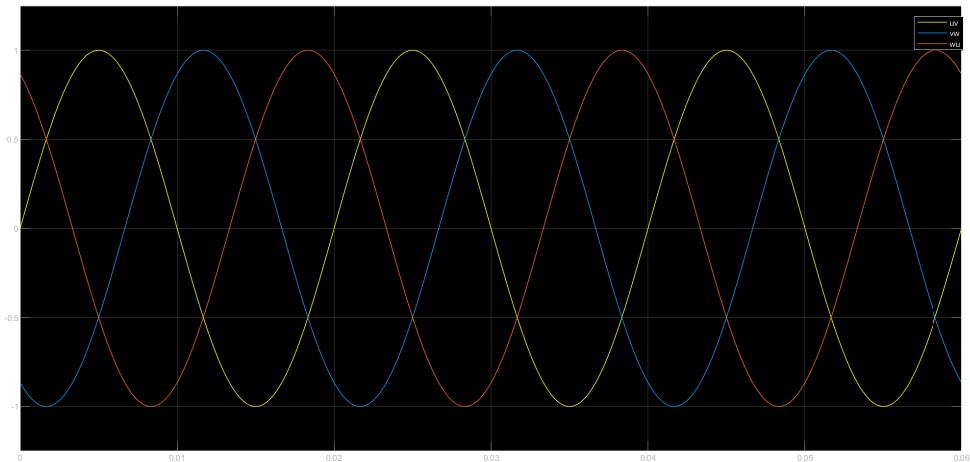


图 39: 参考波 (线电压) ($k=1$)

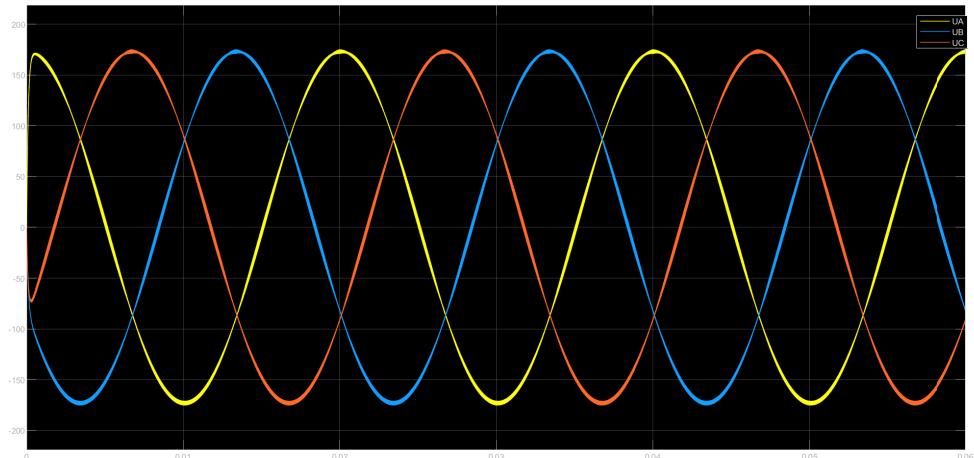


图 40: 相电压 ($k=1$)

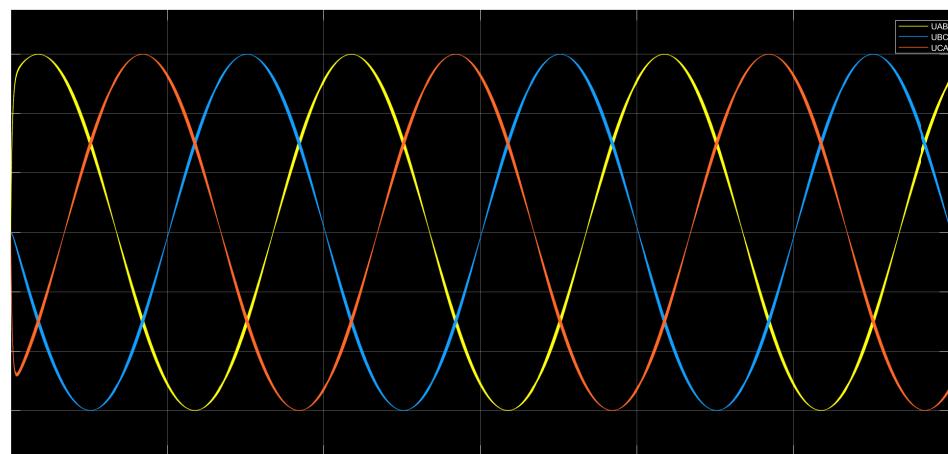


图 41: 线电压 ($k=1$)

5.4.4 $k=-1$

反之同理， $k=-1$ 时将零矢量集中于“111”，只允许“111”出现而不允许“000”出现，故图42中仅有 +150V 而缺失-150V。

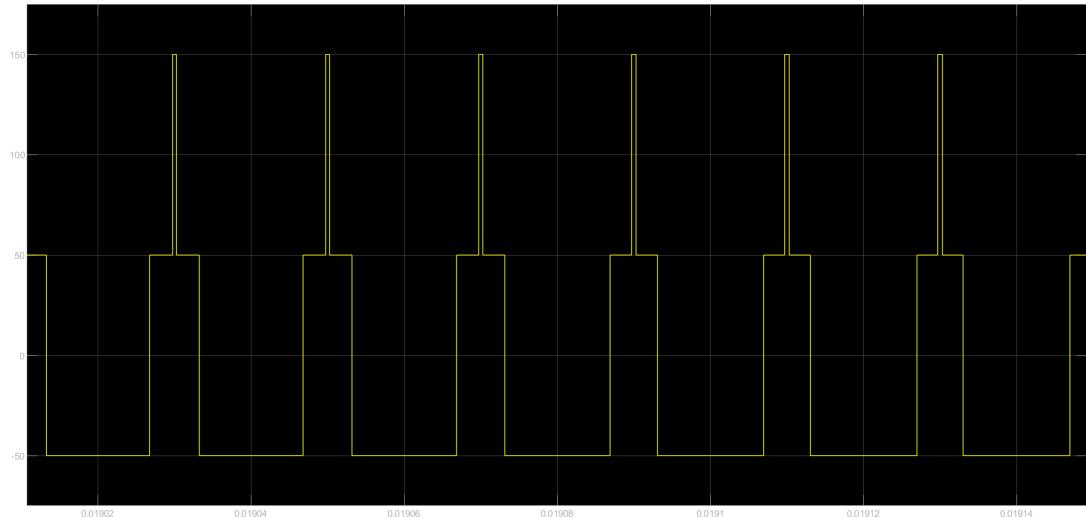


图 42: 中点电压 ($k=-1$)

而此时的参考波 u 、 v 、 w 的波形也有所变化，幅值范围仍为 0-1V，仍六扇区，但波峰消失，如下图43所示：

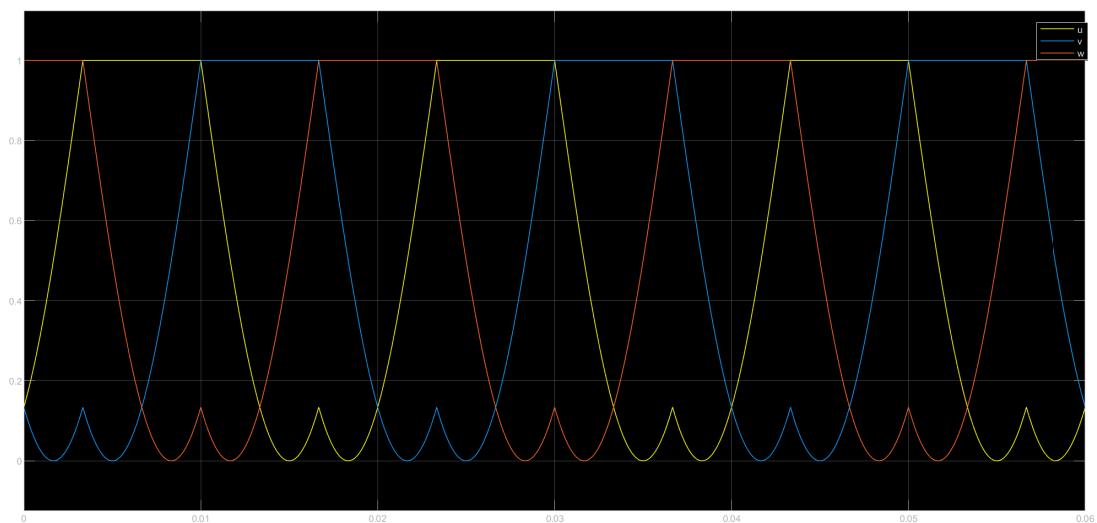


图 43: 参考波 ($k=-1$)

其余正弦波形无明显变化：

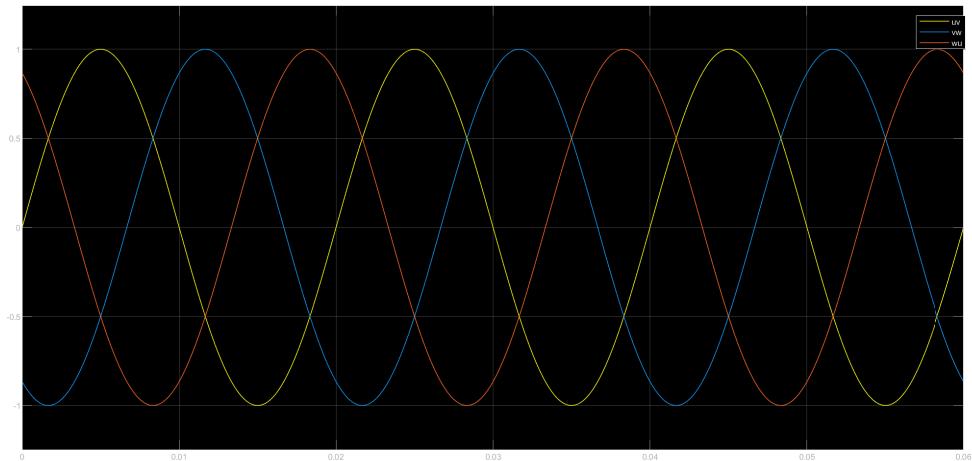


图 44: 参考波 (线电压) ($k=-1$)

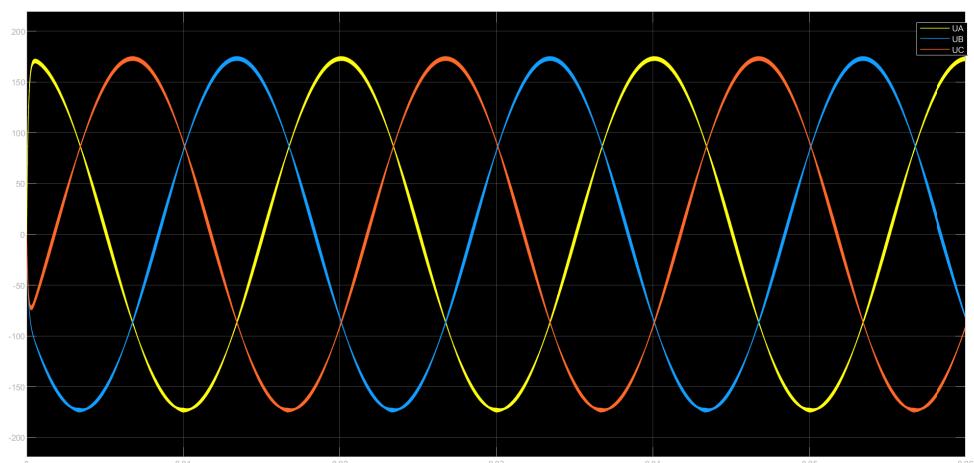


图 45: 相电压 ($k=-1$)

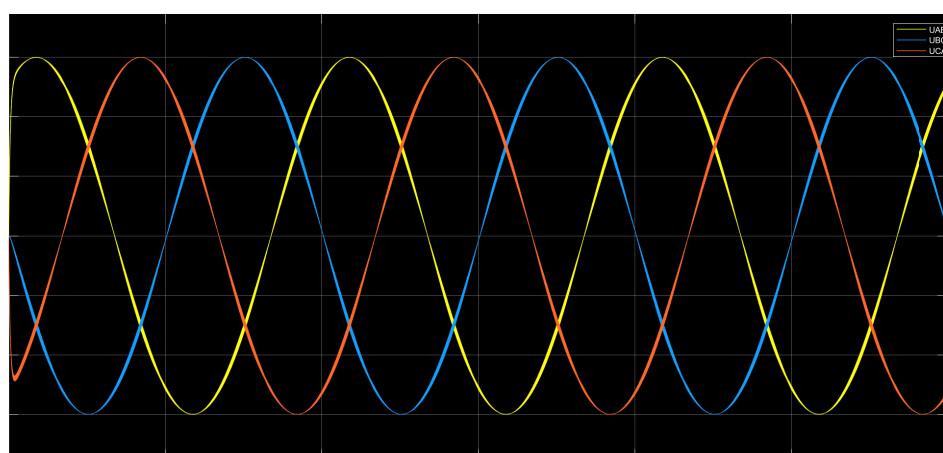


图 46: 线电压 ($k=-1$)

参考文献

《电力拖动自动控制系统——运动控制系统（第5版）》
(机械工业出版社 阮毅 杨影 陈伯时 编著 杨耕 主审)

https://github.com/opsnian/simulink-IM_FOC

<https://github.com/Li-Huakang/SVPWM>

<https://github.com/Mohamed-Ashrf/SVPWM>