

DIIPM应用手册 自举电路设计指南

**DIIPM Application Note
Bootstrap Circuit Design Manual**

(第一版)

版权声明

本手册根据三菱电机(日本)的《DIIPM Application Note Bootstrap Circuit Design Manual》翻译而成。

三菱电机株式会社和三菱电机机电(上海)有限公司拥有本手册内所有资料的版权。

任何个人和企业未得到书面许可的情况下，不得传播、复制、转载、出版和出售涉及本手册的任何内容。如有违反，我们将保留追究其法律责任的权利。敬请留意。

DIIPM 和 CSTBT 为三菱电机株式会社注册商标。

2013 年 3 月 6 日

目 录

1	自举电路设计	4
1.1	自举电路的工作	4
1.2	初始化充电	4
1.2.1	初始化充电步骤	4
1.2.2	初始化充电时间	5
1.2.3	停止动作时的电压下降	6
1.3	运行时充电	6
1.3.1	基本充电方式	6
1.3.2	三相调制正弦波控制的充电方案	10
1.3.3	驱动条件对充电状态的影响	11
1.3.4	自举电容器电容值的估算方法	15
1.3.5	限流电阻的选择	16
1.3.6	自举电路设计注意事项	17
1.4	不同控制方式下的电路电流	18

1 自举电路设计

1.1 自举电路的工作

对于三相逆变电路的驱动，通常需要四路相互隔离的控制电源(三路用于 P 侧驱动，一路用于 N 侧驱动)。通过自举电路实现浮动控制电源可以将隔离电源的数量从四路减少到一路(N 侧控制电源)。

自举电路由一个自举二极管，一个自举电容和一个限流电阻组成。如图 1-1 所示，其使用自举电容作为驱动 P 侧 IGBT 和 MOSFET 的控制电源。自举电容提供 P 侧器件开通时栅极充电所需电荷，并提供 P 侧驱动 IC 中逻辑电路消耗的电流。如图 1-2 所示，由于采用自举电容代替隔离电源，它的供电能力是受到限制的。所以这个利用自举电路实现的浮动电源只适用于像 DIIPM 这样对电源电流要求较小的器件。

逆变过程中当输出端(U/V/W)电位会拉低到 GND 附近时，N 侧 15V 的控制电源会通过限流电阻和自举二极管对自举电容充电。但由于开关序列，自举电容容量，限流电阻等限制使自举电容可能不能完全充电。充电不完全将导致的自举电容欠压，进而使模块工作进入欠压保护状态。由于驱动电压降低，P 侧器件的功率损耗将增加直至进入欠压保护而停止开关。所以在自举电路设计时应该做充分的考虑和评估。

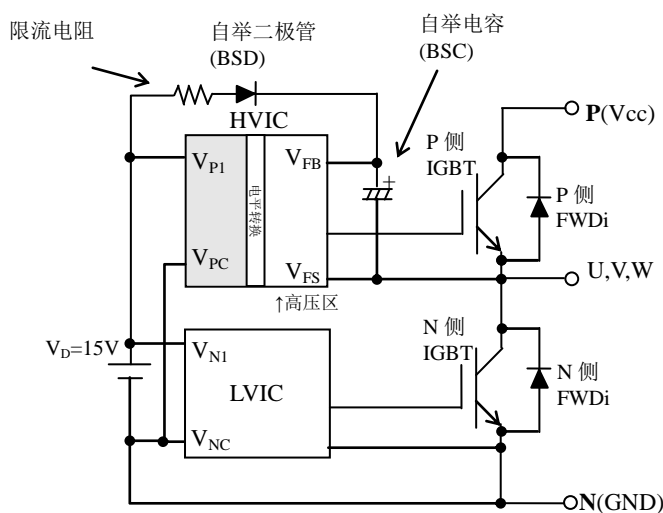


图 1-1 自举电路电路图

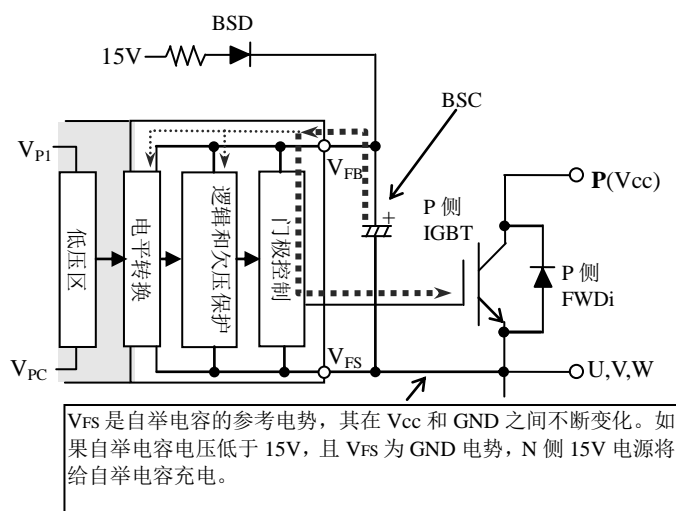


图 1-2 自举电路电路图

1.2 初始化充电

1.2.1 初始化充电步骤

系统上电时自举电容电压为 0V，或者经历一段停止状态(1s)自举电容电压可能会降至欠压保护触发值之下，这些情况下就需要在运行前对自举电容进行初始化充电。一般情况下，可以通过开通所有 N 侧 IGBT 实现自举电容充电，如图 1.3 所示。当外部负载(如电机)连在 DIIPM 时，由于所有的输出端子会通过电机内部导线接地，自举电容充电只需开通一相 N 侧 IGBT。但充电效率将会受到一些因素(如电机内阻)的影响 (图 1-4)。

自举电容充电有两种方式，一种是通过单个长脉冲实现，另一种是通过多个短脉冲实现。多脉冲方式应用于有控制电源容量，自举二极管正向电流尖峰，限流电阻的额定功率等限制的情况下。在初始化充电过程中足够长的脉冲是必须的。

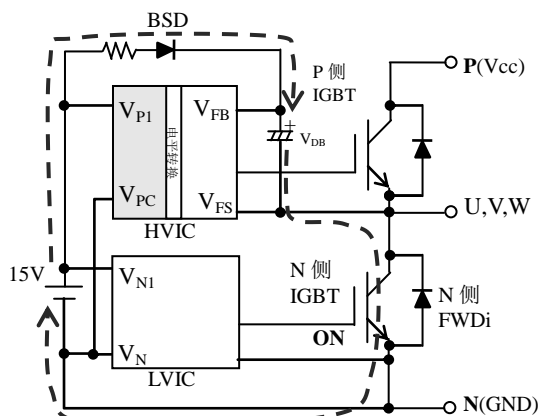


图 1-3 初始化充电电路路径

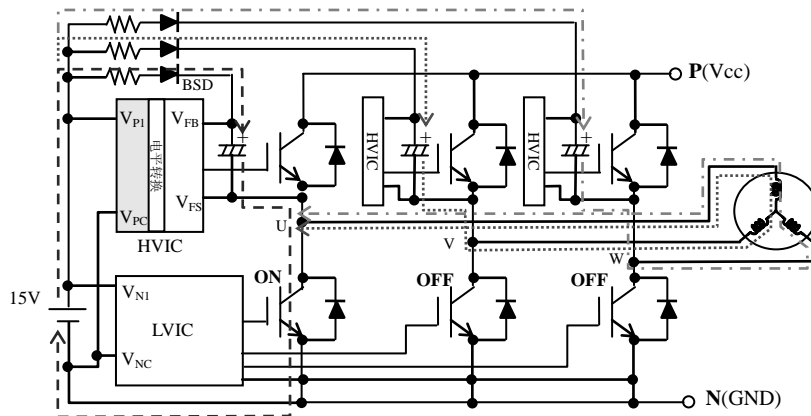


图 1-4 单相导通时充电电路路径

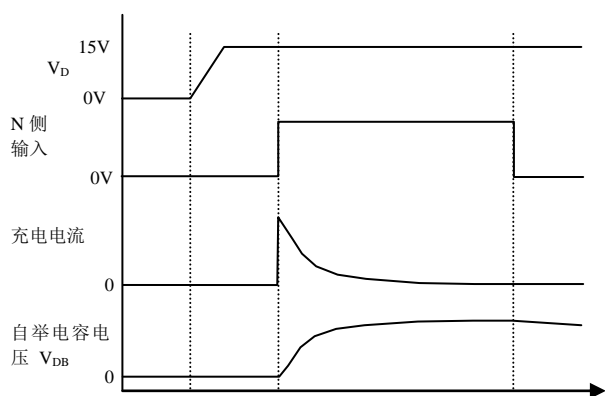


图 1-5 单个脉冲充电时的波形

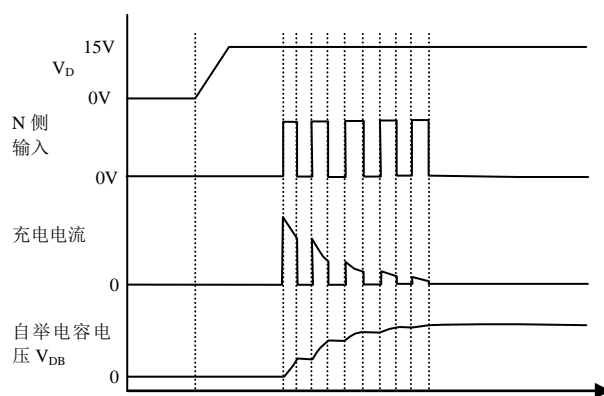


图 1-6 多脉冲充电时的波形

1.2.2 初始化充电时间

初始化充电时间取决于自举电容的电容量，自举二极管正向压降和限流电阻阻值。粗略的充电时间常数可以通过自举电容值和限流电阻值计算得到。

例：超小型第 5 代 DIPIPM PS219C3(10A/600V)，集成自举二极管和限流电阻(100Ω)，如图 1-7 所示。

条件：自举电容值=22μF 或 100μF，V_D=15V

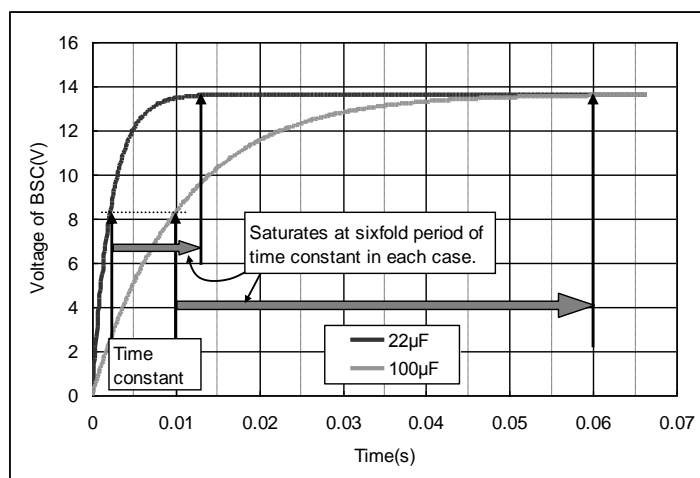


图 1-7 初始化充电示例

由以上的数据可知,在时间常数(例如: $\tau = C \times R = 22\mu\text{F} \times 100\Omega = 2.2\text{ms}$)内自举电容充电并不能达到饱和(约达 60%)。要使充电达到饱和,需要 6 倍于时间常数的时间。由于充电路径中 N 侧 IGBT ($V_{\text{CE(sat)}}$) 和自举二极管(V_{F}) 产生的压降, BSC 饱和电压将低于控制电压 V_{D} 1.2V 左右,如图 1-3 所示。

初始化充电需要持续到自举电容电压超过推荐的最小电源电压 13V。(考虑到从充电结束到逆变器工作之间的电压下降,建议初始化充电的电压值越高越好。)

自举电容充电后,系统运作前,建议在 P 侧输入端输入一个开通脉冲,以复位内部 IC。脉宽不能小于允许的最小输入脉宽 $P_{\text{WIN(on)}}$ 。(例如超小型第 5 代 DIIPM PS219C3 的最小输入脉宽不能小于 $0.7\mu\text{s}$,其他各产品的脉宽限制请参考相应的规格书。)

1.2.3 停止动作时的电压下降

停止运行时,自举电容的电压会逐渐降低。下降速率可以通过自举电容值 C 和 P 侧控制 IC 的稳态电流 I_{DB} 估算得到。(例如第 5 代超小型 DIIPM PS219C3 的最大值时 0.1mA ,其他产品参考规格书。)

$$\Delta V = I_{\text{DB}} \times t / C \quad (t: \text{未充电时间})$$

当停止状态持续较长时间, V_{DB} 将降至 13V 以下(V_{DB} 推荐最小值)。开始运行之前需要重新对自举电容器充电。图 1-8 是第 5 代超小型 DIIPM 自举电容电压下降的计算示例。

条件: 自举电容最初电压=15V, 电路电流 $I_{\text{DB}}=0.1\text{mA}$, 自举电容容值=22 μF 和 100 μF

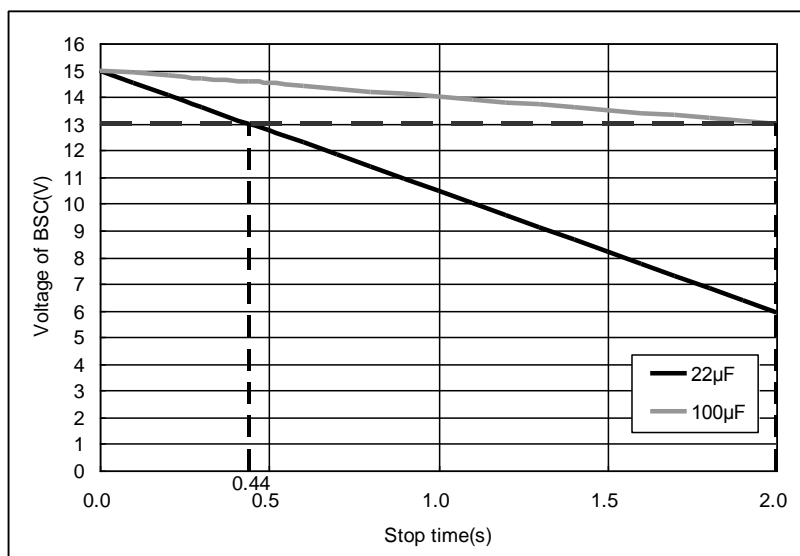


图 1-8 停止状态下自举电容的电压下降示意图

在电容值 22 μF 的情况下,当停止状态持续时间超过 0.44s,重启前需要再次充电。当持续时间超过 0.7s 时, V_{DB} 将降低至 12V 以下,欠压保护被触发。此例是理论计算结果,需要在实际系统中验证。

1.3 运行时充电

1.3.1 基本充电方式

在 PWM 信号(如三相调制正弦波控制信号)下的逆变操作中,自举电容上的电荷将被电路电流(如: P 侧 IGBT 驱动)消耗掉。P 侧的 IGBT 关断后,在 N 侧 IGBT 的开通或 N 侧 FWDi 续流期间,输出端(U,V,W)电位将降至 GND 附近。如果此时自举电容电压 V_{DB} 低于控制电源电压(15V),自举电容会通过自举二极管再次充电。

由于自举二极管的开通，实际上当 V_{DB} 低于 N 侧控制电源电压(15V)0.6V 时，充电就开始了。如图 1-9,1-10 所示。

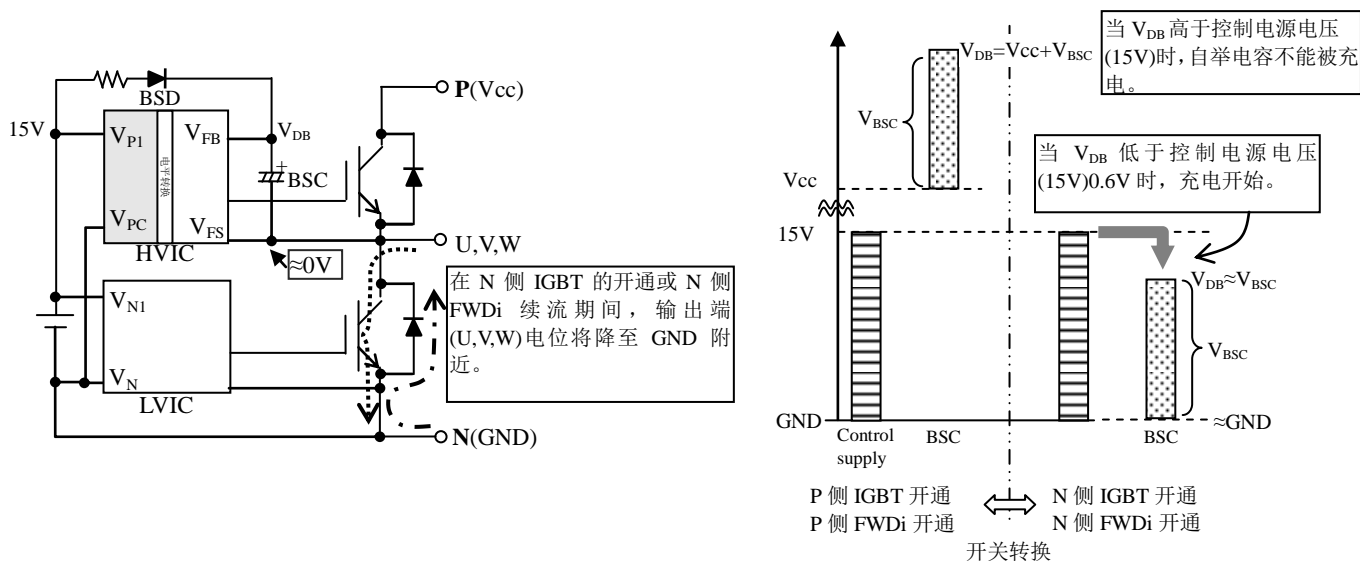


图 1-9 充电状态

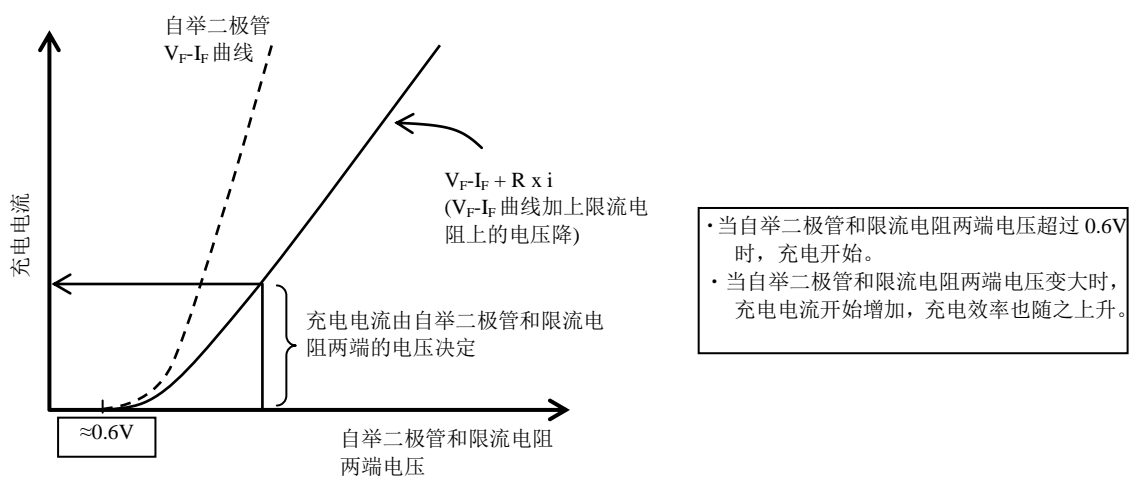


图 1-10 充电电流(考虑限流电阻)

由于输出端电位是随电机电流的流向(即电流流进的 N 侧 IGBT 或续流二极管 FWDi)变化的，所以自举电容电压 V_{DB} 是以输出端电位为基准的。所以当 N 侧 IGBT 或续流二极管导通时自举电容不是一直处在充电状态。

逆变过程中有两种充电模式：

- 1: P 侧 IGBT 关断后，N 侧二极管 FWDi 续流
- 2: 电流流入 N 侧 IGBT

两种充电模式的电流流向如图 1-11 所示。充电模式是由输出电流流向决定，如图 1-12 所示。

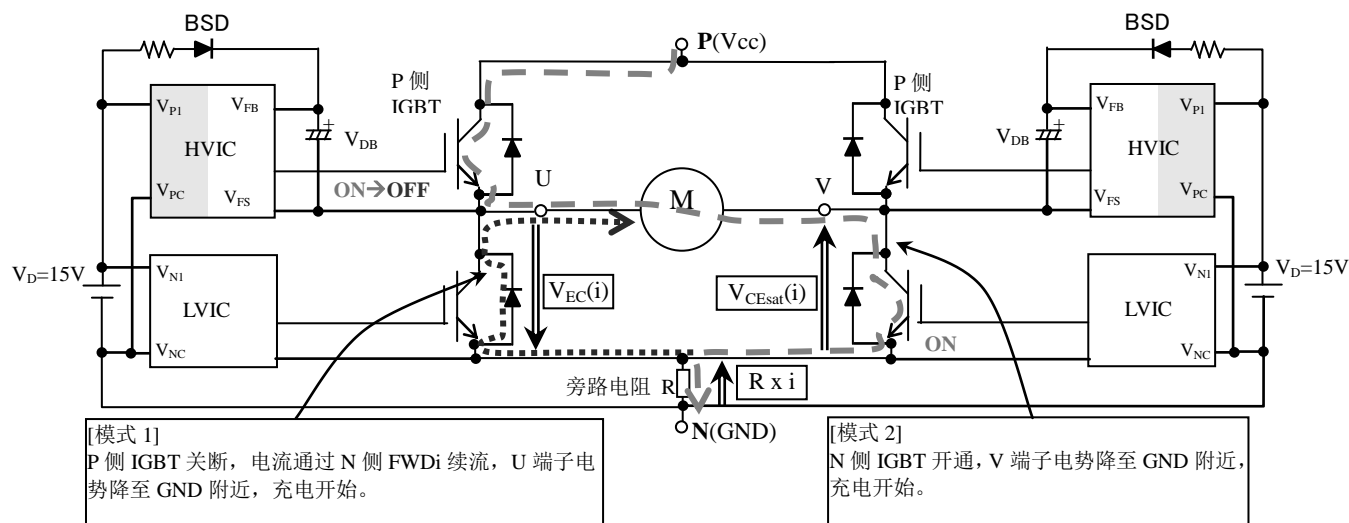


图 1-11 电流从 U 相流向 V 相时的充电方式

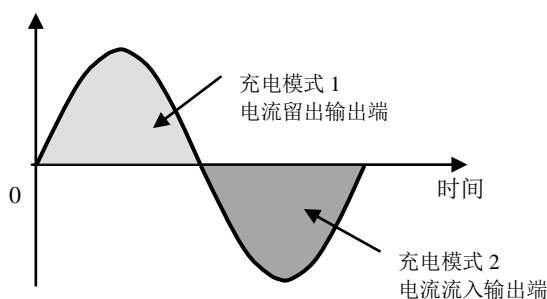


图 1-12 充电方式和输出电流波形的关系图

在模式 1 中, 输出端电位(自举电容的参考电位)是由正向电压值 $V_{EC}(i)$ 决定的; 在模式 2 中, 输出端电位是由 IGBT 饱和压降 $V_{CESat}(i)$ 和旁路电阻压降 $R_x i$ 共同决定的, 如下。

模式 1: 输出端电位 = $GND(0V) - V_{EC}(i) < 0V$

模式 2: 输出端电位 = $GND(0V) + V_{CESat}(i) + R_x i > 0V$

由于 V_{DB} (自举电容存储电荷引起的电压) 是以输出端电位为基准, 所以自举电容上端的电位 V_{BSC} 计算公式如下。如图 1-13 所示。

模式 1: $V_{BSC} = V_{DB} - V_{EC}(i)$

模式 2: $V_{BSC} = V_{DB} + V_{CESat}(i) + R_x i$

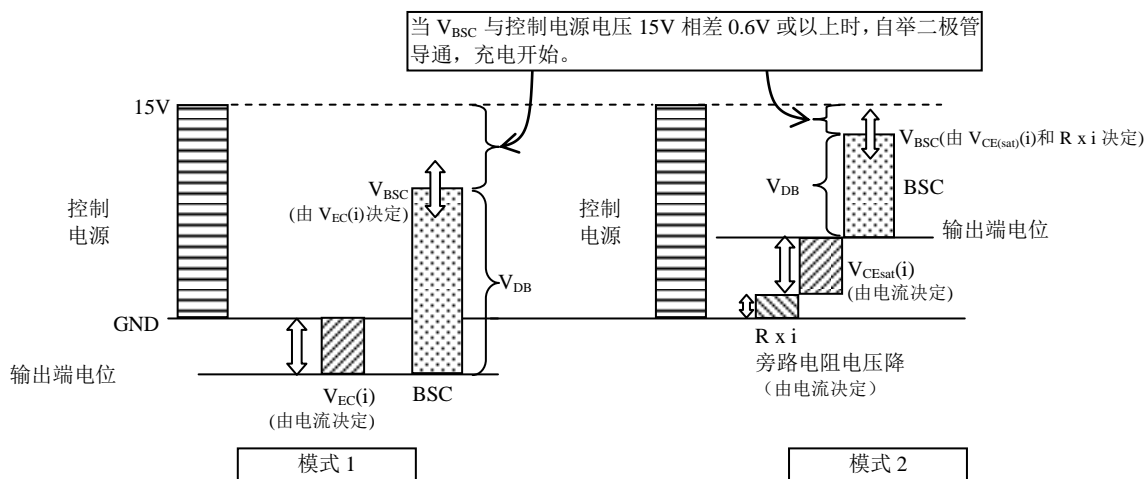


图 1-13 不同充电模式的自举电容电压

当 V_{BSC} 与控制电源电压 15V 相差 0.6V 或以上时, 自举二极管导通, 充电开始。由此可见, 自举电容开始充电时的电压 V_{DB} 计算方式如下。

模式 1 : $15 - V_{BSC} \geq 0.6$

$$15 + V_{EC}(i) - 0.6 \geq V_{DB}$$

模式 2 : $15 - V_{BSC} \geq 0.6$

$$15 - V_{CEsat}(i) - R \times i - 0.6 \geq V_{DB}$$

以第 5 代超小型 DIPIPM PS219C3 (10A/600V) 在电流分别为 0A 和 5A 时举例说明, 自举电容开始充电的最大电压 V_{DB} 可以通过以下方式估算。

条件: $i=5A$ 时, $V_{EC}=1.7V$, $V_{CE(sat)}=1.5V$, 旁路电阻=50mΩ,

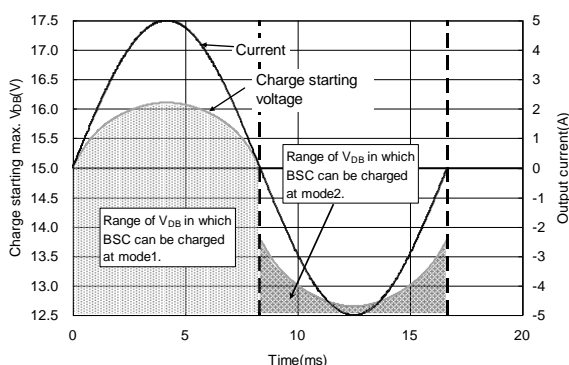
$i \approx 0A$ 时, $V_{EC}=0.6V$, $V_{CE(sat)}=0.6V$, 旁路电阻=50mΩ (由于电流几乎为 0, 旁路电阻的压降可忽略不计)

表 1-1 最大 V_{DB} 估算值(V_{DB} 降至此值时充电开始)

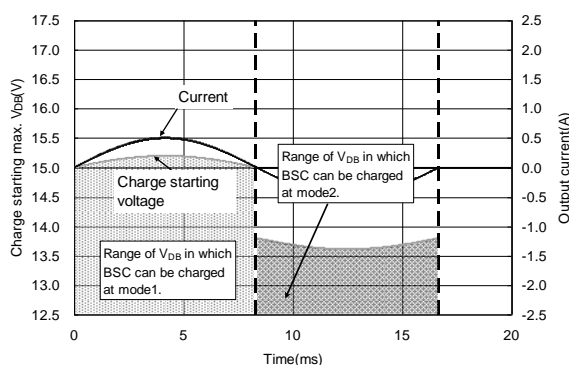
	$i=5A$	$i \approx 0A$
模式 1	16.1V	15.0V
模式 2	12.65V	13.8V

由以上表格可以看出相比模式 1, 在模式 2 的条件下 V_{DB} 电压需要降低更多才能开始充电。自举电容在低于这个最大电压值时会开始充电, 而这个自举电路的充电开始电压是由输出电流和 IGBT、MOSFET、续流二极管特性共同决定的。

根据估算, 在输出电流峰值分别为 5A 和 0.5A 时 (f_o 均为 60Hz), PS219C3 的充电电压波形图如图 1-14 所示。可以看出自举电容最大充电电压取决于输出电流。



$I_o=5A$ (峰值)



$I_o=0.5A$ (峰值)

图 1-14 充电电压估算值波形图($f_o=60Hz$)

1.3.2 三相调制正弦波控制的充电方案

这部分将详细介绍三相调制正弦波控制时的充电方案。

第 5 代超小型 DIPIPM PS219C3 (10A/600V)在实际系统中的 V_{DB} 电压波形和输出电流波形，如图 1-15 所示。

条件： $V_D=15V$, $f_c=15kHz$, $I_o=5A$ (峰值), $f_o=60Hz$, $BSC=4.7\mu F$, 内置自举二极管和 100Ω 限流电阻，三相正弦波 PWM 调制方式控制

此例中自举电容器选择了较小的值，以验证真实系统中自举电容的电压下降动作。

可以看出充电发生在模式 1(电流为正)而放电发生在模式 2(电流为负)。

图 1-16 将图 1-15 中 V_{DB} (自举电容电压)波形叠加于图 1-14 ($I_o=5A$) 的波形图上。

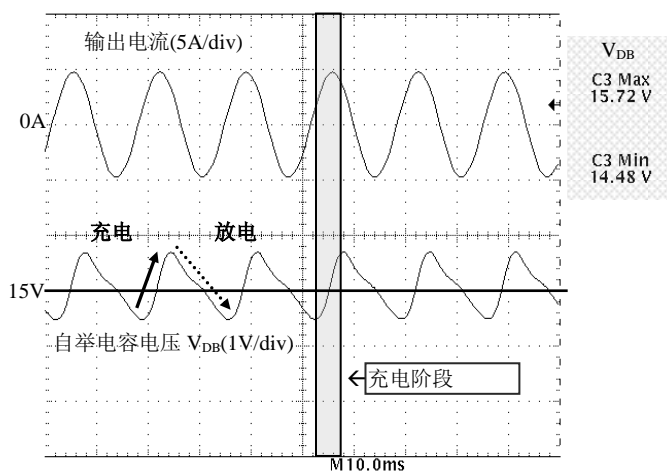


图 1-15 充电波形状示例

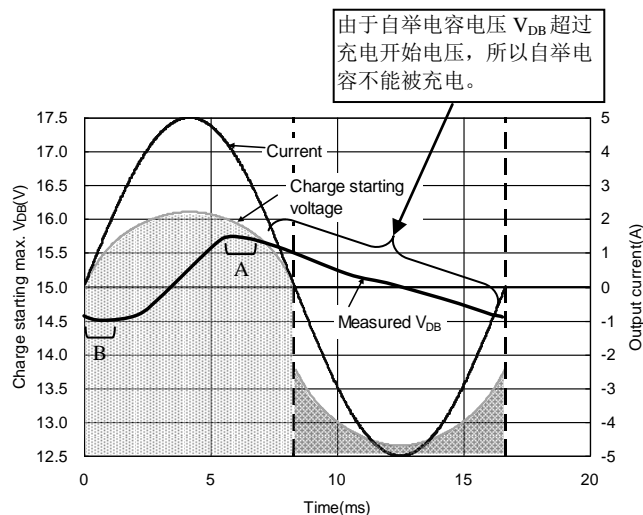


图 1-16 充电状态

由图 1-16 可以看出在电流正向流通时自举电容充电(模式 1)。但当电流为负时，由于自举电容电压 V_{DB} 高于充电开始电压，自举电容不会充电。因此除了自举电容值非常小等特殊情况，自举电容在模式 1 的范围内几乎都在充电(电流正向流通并续流到续流二极管)。即使在 V_{DB} 低于充电开始电压的情况下，也存在不充电时期(图 1-16 的 A 和 B 部分)，其原因如下。

在 A 部分, 自举电容电压 V_{DB} 和充电开始电压之差变小(即加在自举二极管上的电压变小), 因此流向自举电容的充电电流也降低。当放电电流超过充电电流时, V_{DB} 下降。

在 B 部分, 自举电容电压和充电开始电压之差足够大, 因此流向自举电容的充电电流也足够大。但由于此时 N 侧续流二极管开通占空比几乎为 0(=P 侧 IGBT 关断占空比), 充电时间非常短。这导致了每次开关动作时充电量非常小。因此充电效率是受到 PWM 控制信号的占空比(即功率因数(电流电压的相位差)和调制率)影响的。(如图 1-17 所示)

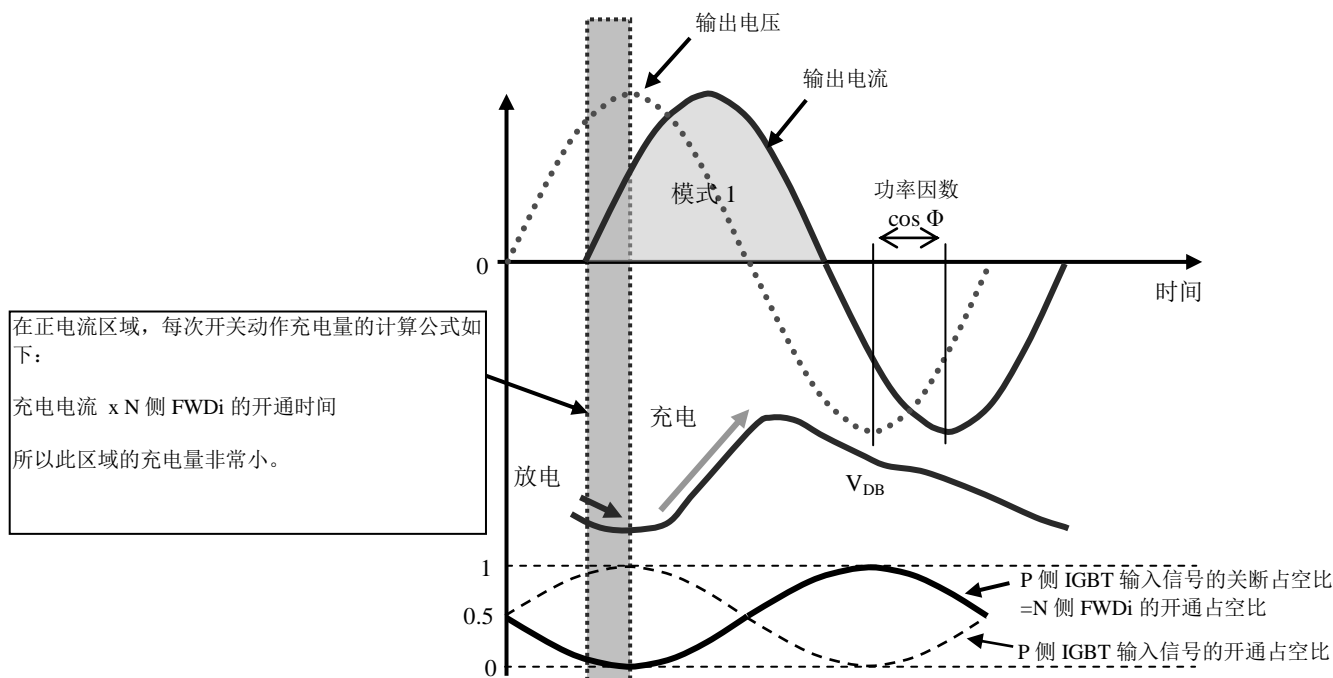


图 1-17 PWM 信号和电流相位差对充电的影响

自举电容充电也受到其他逆变器驱动条件的影响。接下来, 我们将通过仿真波形解释三相正弦波调制的驱动条件对充电状态造成的影响。

1.3.3 驱动条件对充电状态的影响

为了对比驱动条件对充电状态的影响, V_{DB} 在不同条件下的仿真结果列举如下。

[通用条件]

IPM: 第 5 代超小型 DIIPM PS219C3 (10A/600V), BSC=4.7 μ F, I_o =5A(peak), f_c =15kHz, f_o =20Hz, P.F=0.8, 调制率=0.7, V_D =15V, 旁路电阻 50m Ω , 三相调制正弦波控制

[对比条件]

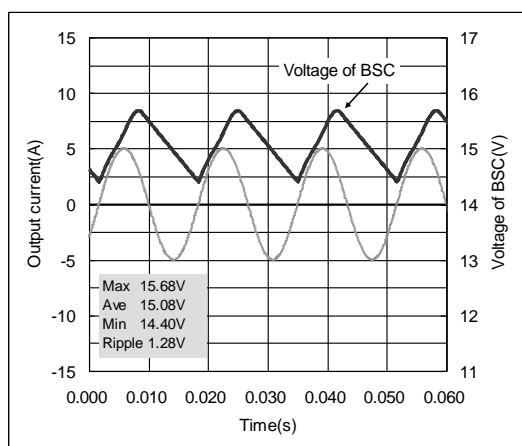
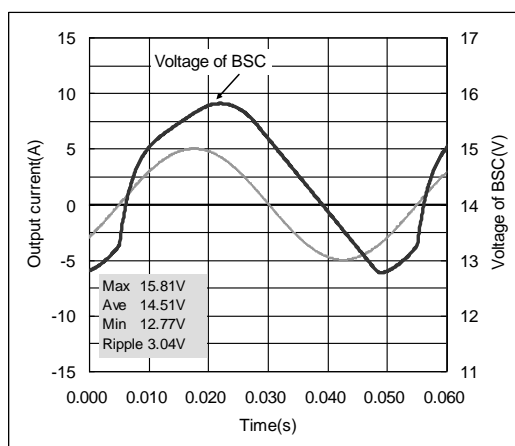
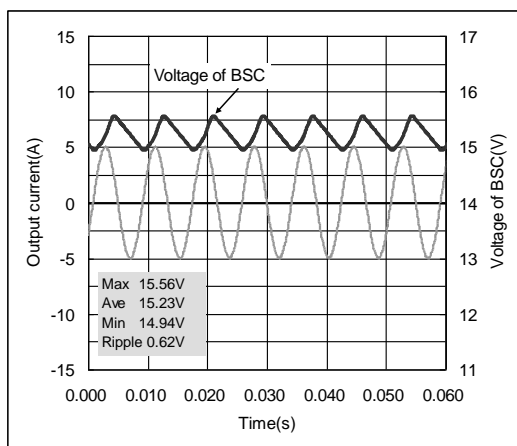
- (1) 输出频率: f_o =20Hz, 60Hz, 120Hz
- (2) 载波频率: f_c =15kHz, 5kHz
- (3) 自举电容值: BSC=1 μ F, 4.7 μ F, 22 μ F
- (4) 输出电流: I_o =5A(峰值), 2A(峰值) (f_o =60Hz, 20Hz)

(1) 不同输出频率对比: $f_o=20\text{Hz}$, 60Hz , 120Hz

三种不同输出频率下仿真结果如图 1-18~1-20 所示。输出频率为 20Hz 时, 一个周期的时间变长, 此时充电不易进行, 因此模式 2 持续时间也变长。 V_{DB} 下降至推荐控制电压最小值 13V 以下。(这种情况下因 V_{DB} 过度下降, 模式 2 只能部分充电。如图 1-19 中 A 部分所示)。

当输出频率为 120Hz , 一周期的时间较短, V_{DB} 下降得比较少, 同时模式 1 的充电时间也变短。这种情况下的最大充电电压低于输出频率为 20Hz 时的最大充电电压值, 但电压脉动比 $f_o=20\text{Hz}$ 的情况要小。

如果您的系统会进行低频输出, 而自举电容选择又不合适, 将可能导致损耗增加或导致 DIIPM 进入欠压保护状态(由 V_{DB} 过度下降引起)而引起运行终止, 因此在设计电路时应充分进行评估。

图 1-18 $f_o=60\text{Hz}$ 图 1-19 $f_o=20\text{Hz}$ 图 1-20 $f_o=120\text{Hz}$ (2) 不同载波频率对比: $f_c=15\text{kHz}$, 5kHz

在两种不同载波频率下的仿真结果如图 1-21 和 1-22 所示。当载波频率增加时, 栅极充电所需电荷(电路电流)会随之增加, 自举电容上的电压降也随之变大。因此在高载波频率运行时, 应加大自举电容值。

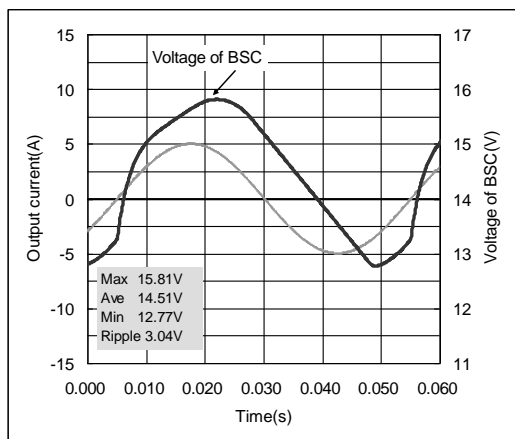


图 1-21 $f_c=15\text{kHz}$

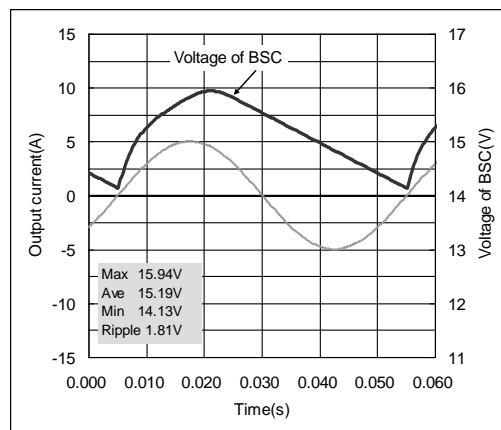


图 1-22 $f_c=5\text{kHz}$

超小型第 5 代 DIIPM PS219C3 (10A/600V) 的典型电路消耗电流和载波频率关系如图 1-23(仿真结果)所示。图中可以看出载波频率越高时，电路消耗电流也越大。

由于栅极充电电荷的增加导致电路消耗电流的增大，所以总的来说电流等级高(即栅极电容较大)的产品电路消耗电流也较大，因此必须要考虑自举电容的大小。

所有 DIIPM 均提供电路消耗电流和载波频率的关系图，请参考各产品的应用手册。

条件： $V_D=V_{DB}=15\text{V}$, $T_j=125^\circ\text{C}$, IGBT 占空比= 10, 30, 50, 70, 90%

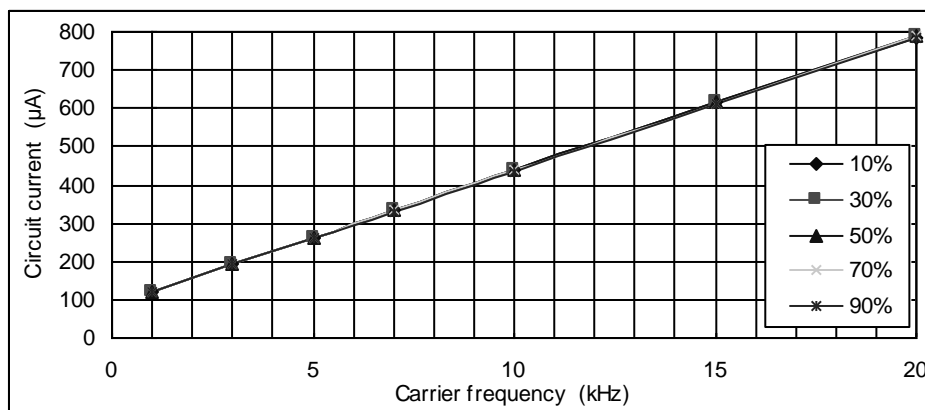


图 1-23 PS219C3 电路消耗电流 I_{DB} 和载波频率关系图

(3) 不同自举电容容值对比：BSC=1µF, 4.7µF, 22µF

3 种不同自举电容容值情况下的仿真结果如图 1-24~1-26 所示。当自举电容容值非常小时，自举电容电压大幅降低， V_{DB} 的最小值也急剧降低，电压脉动增大。DIIPM 推荐的 V_{DB} 脉动范围是在 $2V_{p-p}$ 以内。

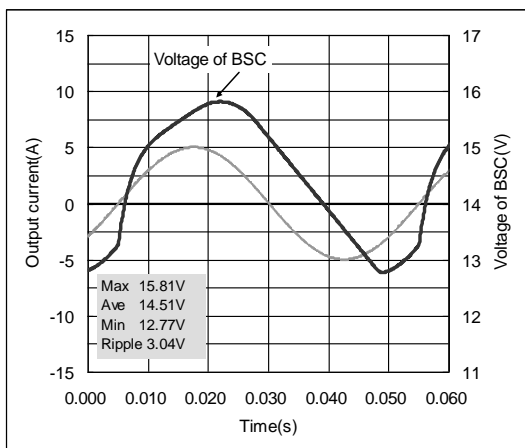


图 1-24 BSC=4.7µF

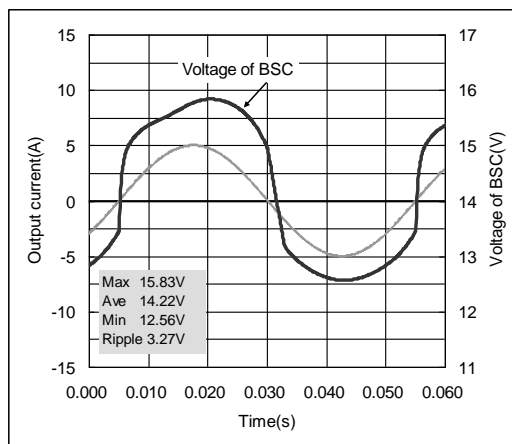


图 1-25 BSC=1.0µF

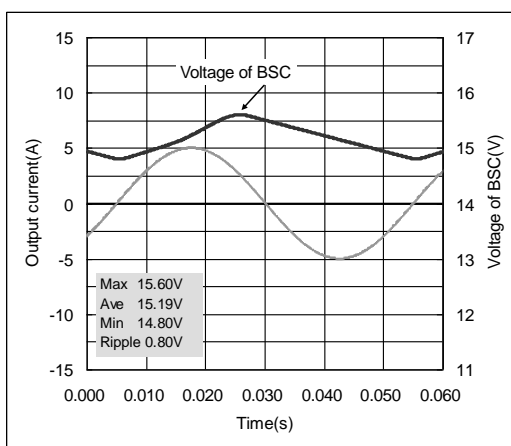


图 1-26 BSC=22µF

(4) 不同输出电流下对比: $I_o=5A$ (峰值), $2A$ (峰值) ($f_o=60Hz, 20Hz$)

四种条件下的输出电流仿真结果如图 1-27~1-30 所示。如 1.3.1 中提到的, 充电开始电压是随输出电流值变化的。当输出电流较小时, 开始充电的电压值在模式 1 的范围内下降(正向电流区域), 在模式 2 的范围内上升(负向电流区域)。因此自举电容电压的上下限值都是随输出电流值变化的。电流较小时, 最大充电电压会降低(如图 1-27 和 1-28)。模式 2 充电时, 随着开始充电的电压增大, 最小充电电压也会增大, 充电将会更容易(如图 1-29 和 1-30 所示)。

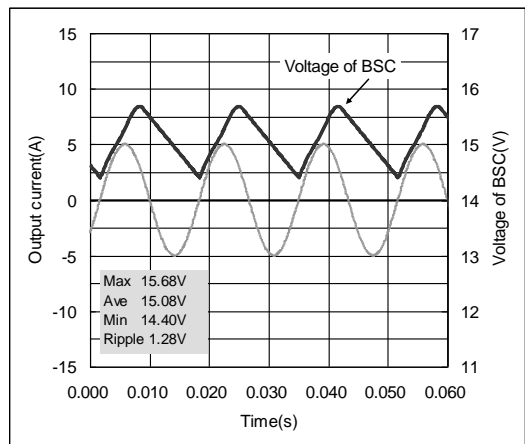


图 1-27 $I_o=5A$ (峰值), $f_o=60Hz$

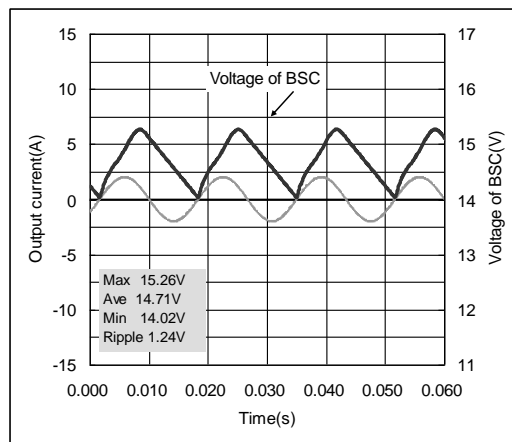


图 1-28 $I_o=2A$ (峰值), $f_o=60Hz$

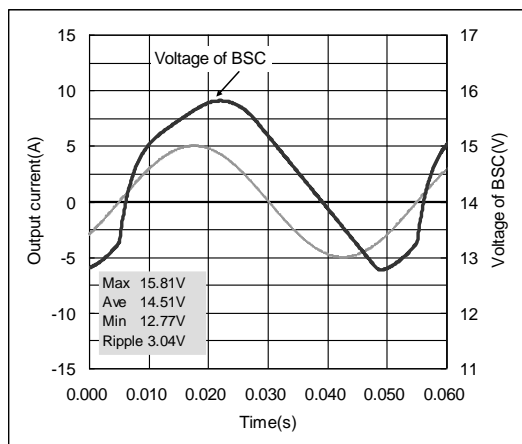


图 1-29 $I_o=5A$ (峰值), $f_o=20Hz$

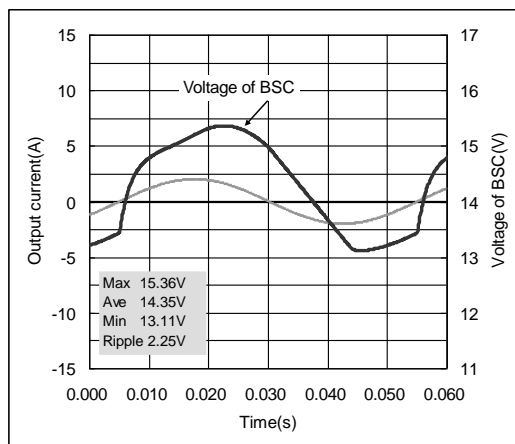


图 1-30 $I_o=2A$ (峰值), $f_o=20Hz$

由上(1)~(4)可知，自举电容的充电状态随外界条件的变化而变化。除了自举电容的电容值，充电状态主要受到以下条件的影响：

- 输出频率 f_o
- 载波频率 f_c

充电状态也会受到其他条件如 PWM 控制方法(如两相调制正弦波控制)，功率因数，调制率，自举电容特性(如电容耐受性，温度，直流偏压，寿命)，IGBT 特性的影响。因此在系统设计阶段需要做足够的确认和充分的评估。

所有的仿真都是在控制电源电压 $V_D=15V$ 时进行的，如果 V_D 发生变化，降低到 14V。这将直接导致上述所有结果中 V_{DB} 的电压降低。所以对控制电源电压 V_D 变化情况的考虑也是非常重要的。

1.3.4 自举电容器电容值的估算方法

由于自举电容的充电状态随条件变化，我们难以估算一个绝对的 V_{DB} 值(自举电容电压)。但在不考虑模式 2 充电的情况下，可以粗略估算 V_{DB} 的变换范围。本节中，我们将解释在图 1-16 所示条件下 V_{DB} 纹波电压的估算方法。

条件： $V_D=15V$, $f_c=15kHz$, $I_o=5A$ (峰值), $f_o=60Hz$, $BSC=4.7\mu F$, 三相调制正弦波控制。

波形如图 1-31 所示。

如以上提到的，充电主要发生在电流为正的阶段。电压下降的时间为输出电流周期的 60%，这期间的电压降等于此条件下的纹波电压。

纹波电压可以通过电路消耗电流、下降时间和自举电容值估算出来。

$\text{电压降 } \Delta V = \frac{\text{下降阶段消耗电荷量}}{\text{自举电容容值}}$

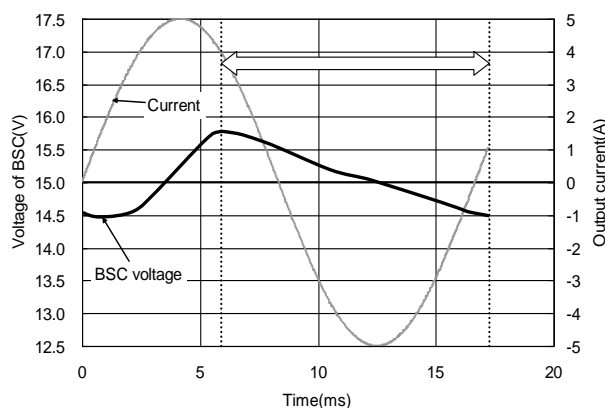


图 1-31 充电波形

消耗电荷的计算公式如下：

$$\text{消耗电荷量} = \text{电路消耗电流值} \times \text{输出电流周期} \times 60\%$$

电路消耗电流值可由电路消耗电流 I_{DB} 与载波频率关系图(图 1-23)获得。因此纹波电压估算如下：

$$\text{电压降 } \Delta V = \frac{610\mu A \times 16.6ms \times 60\%}{4.7\mu F} = 1.3V$$

对 DIIPIM 而言，推荐 V_{DB} 的纹波电压范围在 2Vp-p 以内。在选取自举电容值时，要综合考虑到使用条件、电容耐受性、电容的温度特性、直流偏压和寿命等相关因素。运行过程中，自举电容电压的最小值应高于上桥控制电源电压 V_{DB} 的最小推荐值 13V。一般条件下，可以按照电压降 1V 计算的电容典型值的 2-3 倍选取电容。在上述情况中，若电容典型值为 5.6 μ F，纹波电压典型值为 1V。若电容值为 10~15 μ F(5.6 μ F 的 2~3 倍)，纹波电压将更接近理想值。

以上只是在三相调制正弦波控制下粗略的计算方法。在实际系统中，下降时间可能会比 60%更大。这就需要 根据自举电容的特性增加容值。所以最终需要根据实际系统进行评估。

1.3.5 限流电阻的选择

选择合适的限流电阻需要考虑 15V 控制电源的供电能力、自举二极管的正向浪涌电流、充电初期限流电阻的额定功率。限流电阻值也会影响到逆变器运转过程中的充电效率。

由于充电电流依赖于 15V 的控制电源电压和自举电容电压 V_{DB} 之差。如图 1-32 所示的 I-V 曲线，在保持充电电流大小不变的情况下， V_{DB} 的大小跟随限流电阻大小变化而变化。

限流电阻的增大会导致自举电容电压的下降，需要评估在最极端的条件下不会有过大的电压降发生。

图 1-33 和 1-34 分别为第 5 代超小型 DIIPIM PS219C3 内置 100 Ω (典型值)限流电阻和限流电阻值假定为 50 Ω (典型值)的仿真评估波形图。两者相比较可知在限流电阻为 50 Ω 时的 V_{DB} 比限流电阻为 100 Ω 时要高。(实际系统中，内置自举二极管的 DIIPIM 的限流电阻值不能改变)。

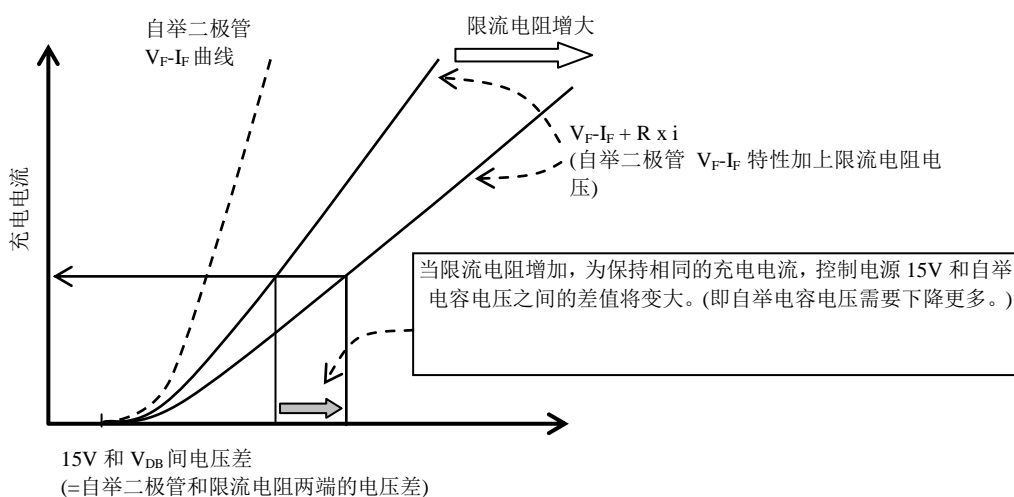


图 1-32 不同限流电阻大小下的充电电流特性

[条件] BSC=4.7 μ F, I_o =5A(峰值), f_c =15kHz, f_o =20Hz, P.F=0.8, 调制率= 0.7, V_D =15V, 旁路电阻= 50m Ω , 三相调

制正弦波控制, 100Ω 和 50Ω 限流电阻。

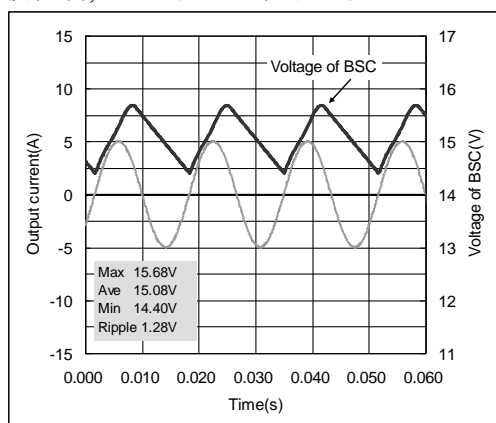


图 1-33 限流电阻为 100Ω

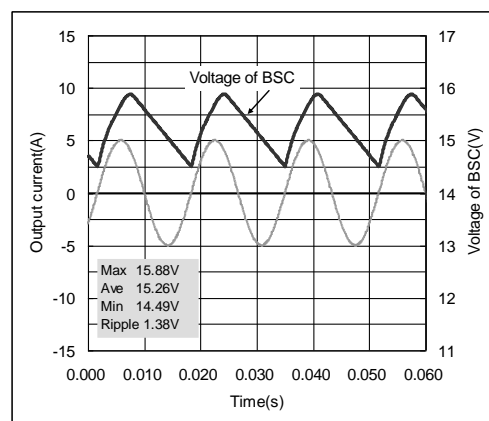


图 1-34 限流电阻为 50Ω

当充电电流增大, 自举电容电压受到的影响也变大。大电流等级的产品因栅极充电电荷量(电路电流)较大而更易受影响。(注意: 相同系列的产品需在相同的 PCB 板上开发)

综上所述, 应在多种条件下进行评估, 使运行过程中自举电容电压的最小值保持在控制电源电压的推荐最小值 13V 以上。

1.3.6 自举电路设计注意事项

当自举电路每个器件计算设计完成, 选型时需要进一步考虑器件的温度特性、寿命及特性变化等相关因素。各器件设计时注意事项如下:

1) 自举电容

自举电容主要采用电解电容器。近年来, 大容量的陶瓷电容器也开始被采用。但应用于直流电压时, 电解电容器的直流偏压特性与陶瓷电容器大不相同(特别是大容量产品)。在应用于直流 15V 电压时, 有些陶瓷电容器的容量会在额定值的基础上下降 30%。

电解电容器和陶瓷电容器的比较如表 1-2 所示。

表 1-2 电解电容器和陶瓷电容器的区别

	电解质电容器	陶瓷电容器(大容量产品)
温度特性(Ta: -20~ 85°C)	金属铝: 低温: -10% 高温: +10% 导电型高分子固体铝: 低温: -5% 高温: +10%	受温度特性等级影响 低温: -5%~0% 高温: -5%~-10%
直流偏压特性(DC 15V)	额定电压内无影响	受温度特性, 额定电压, 封装尺寸等影响 -70%~-15%

电解电容器的直流偏压特性对电容量的影响不大, 但应注意由于重复充放电引起的纹波电流和外界温度对电容寿命的影响。以上数据均来自网页, 要了解更详细的数据信息请垂询电容器制造商。

2) 自举二极管

建议自举二极管的阻断电压值不小于 DIIPM 内 IGBT 的集电极-发射极之间电压值(V_{CES})(即 600V 的 DIIPM 需要二极管阻断电压在 600V 或以上)。其反向恢复时间 t_{rr} 应该小于 100ns(快恢复型)。

自举二极管应选择阻断电压变化小的高品质产品。自举二极管承受过大电压时会发生短路，使直流母线电压直接加在低压的控制 IC 上，导致控制 IC 过压损坏。DIIPM 会丧失保护、栅极驱动等功能并可能导致各种各样的系统损坏。

3) 限流电阻

选择限流电阻时要注意电阻的额定功率和对浪涌电流(开关动作时可能有浪涌电流施加在电阻上)的耐受力等。

当用到小型贴片电阻，也建议选择防浪涌的电阻。详细信息请向电阻制造商垂询。

1.4 不同控制方式下的电路电流

P 侧驱动电路消耗的电流因控制方案的不同而有所变化。图 1-23 是三相调制正弦波控制方式下的电路消耗电流曲线图(开关状态下)。本小节将对两相调制正弦波控制和 120 度控制下电路消耗电流的近似计算方法作详细阐述。

PS219C3 的电路电流 I_{DB} 和载波频率特性的关系图如图 1-35 所示。(条件：占空比 50%，频率范围为 1kHz 到 0Hz)

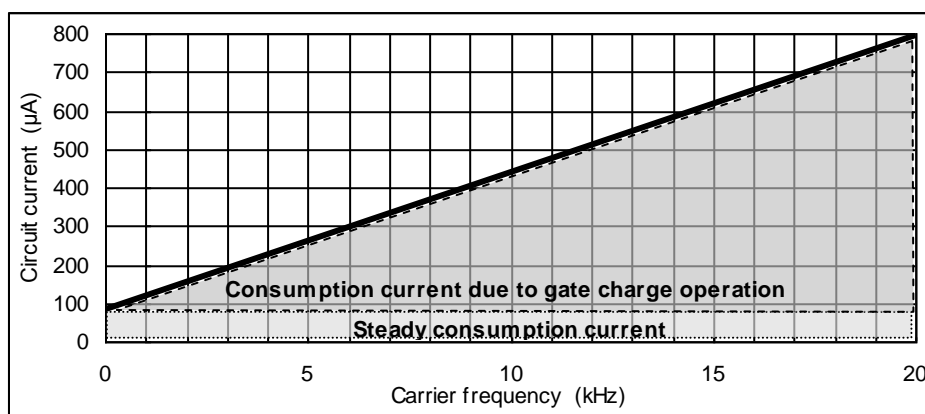


图 1-35 PS219C3 的电路电流 I_{DB} 和载波频率特性的关系图(典型值)

每个频率下电路消耗电流由稳定电流和栅极充电电流组成。0Hz 下的电路消耗电流都为稳定消耗电流，都由控制 IC 消耗，和开关动作无关。当电流为 0Hz 以上，总电流由 0Hz 的稳定消耗电流和开关动作时的栅极充电消耗电流组成。为了估算两相调制正弦波控制(导通、关断状态均持续 60 度)和 120 度控制(P 侧斩波)的电路消耗电流，图 1-36 显示了三种调制方法的开关状态区别。



图 1-36 三种调制方法的开关状态区别

数据表明，这三种调制方法的电路消耗电流的差异等效于开关时间的差异。两相调制的开关时间是三相调制开关时间的 2/3，而 120 度控制的开关时间是三相调制开关时间的 1/3。因此两相调制及 120 度控制的电路电流分别是

稳定消耗电流加上图 1-35 中开关电流的 2/3 和稳定消耗电流加上图 1-35 中开关电流的 1/3。三种调制方法下电路消耗电流的计算结果如图 1-37 所示。

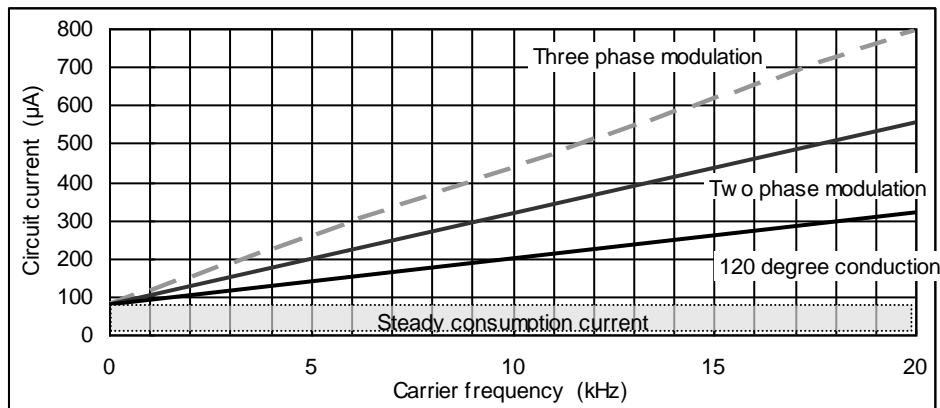


图 1-37 三种调制方法下电路电流 I_{DB} 与载波频率特性的关系图(估算值)

三相调制和两相调制充电状态仿真结果如图 1-38~1-41 所示。

条件：第 5 代超小型 DIIPIM PS219C3, BSC=4.7µF, $I_o=5A$ (峰值), $f_c=15kHz$ 和 $5kHz$, $f_o=60Hz$, P.F=0.8, 调制率=0.7, $V_D=15V$,旁路电阻 $50m\Omega$, 三相或两相调制正弦波控制

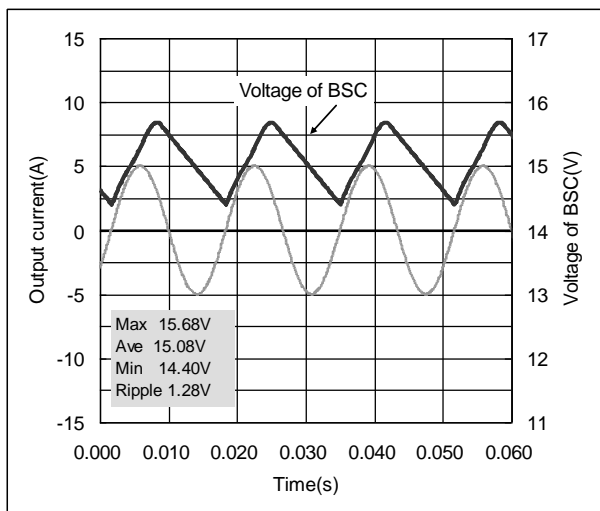


图 1-38 三相调制 $f_c=15kHz$

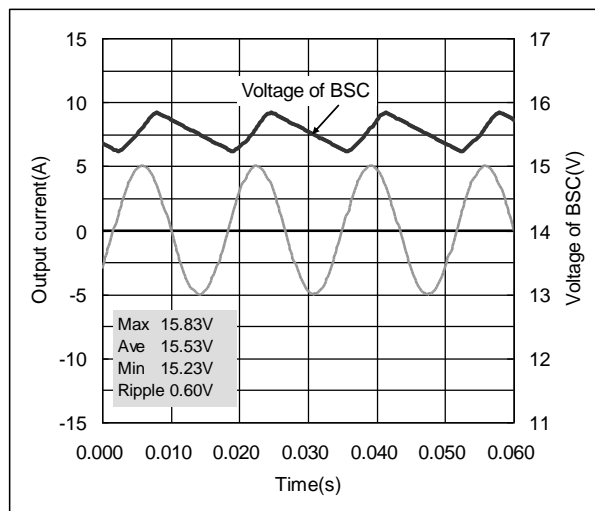


图 1-39 三相调制 $f_c=5kHz$

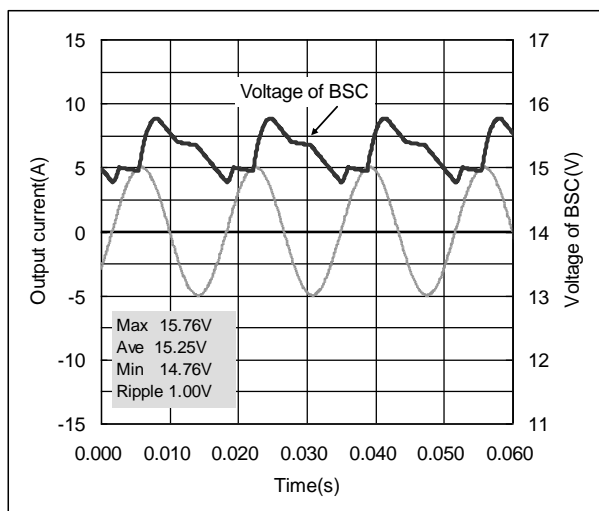


图 1-40 两相调制 $f_c=15\text{kHz}$

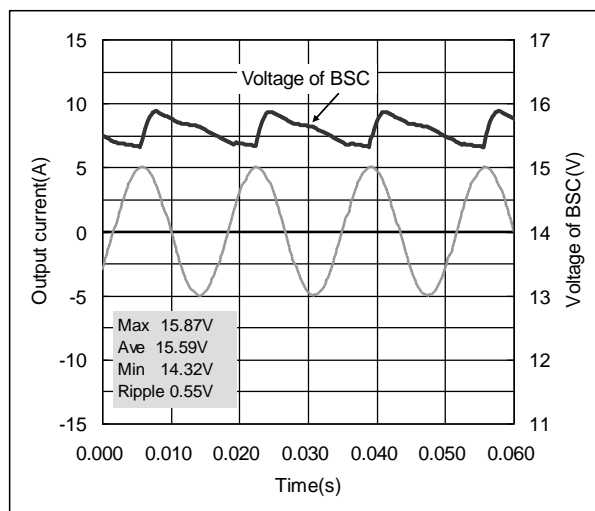


图 1-41 两相调制 $f_c=5\text{kHz}$

在两相调制控制的持续关断时期，由于栅极不需要充放电，自举电容电压下降仅与稳定消耗电流有关系，所以电压下降速率变低。另一方面，原本应该快速充电的正电流区中，由于持续开通时期的存在，充电不会进行(充电效率会降低)。但从整个结果上来说，由于两相调制控制下的总电路电流比三相调制控制下的低，因此绝对电压和脉动电压的状况均较好。

在贵司的电路设计中首先要保证安全

• 三菱电机株式会社尽最大努力来提高半导体产品的质量和可靠性，然而，它们仍有可能发生故障，而半导体产品故障可能导致人身伤害、失火或财产损失。所以在贵司的电路设计时应尤其重视安全性，采取适当的措施，例如(1)采用冗余的电路设计，(2)使用非燃材料，(3)防止任何的故障或灾祸。

使用本手册时的注意事项

- 本手册仅作为客户应用三菱电机半导体产品时的参考资料。所以本公司不承诺允许使用属于三菱电机或第三方的任何知识产权或其它专利权。
- 使用本手册中描述的产品数据、图形、表格以及应用电路举例而造成的任何损坏事故和任何侵害第三者的行为，三菱电机株式会社不承担任何责任。
- 本手册中包含的所有信息包括产品数据、图形、表格、程序和运算法则等仅代表在其发表时的产品信息，基于产品改进或其它原因，它们将来可能发生变化，恕不另行通知。因此，建议客户在购买这里所列的产品前联系三菱电机株式会社或其授权的半导体产品代理商以获得最新的产品信息。这里描述的信息可能存在错误或印刷失误，对由此造成的任何损害、连带损失或其它任何形式的损失，三菱电机株式会社不承担任何责任。也请注意三菱电机株式会社通过各种方式发布的产品信息，包括通过三菱电机半导体主页 (<http://www.mitsubishichips.com/>)。
- 当使用本手册中记载的一个或所有信息时，包括产品数据、图形、表格、程序和运算法则等，请确保在做最终决定采用这些信息和产品前要在整个系统来总体评价它们。对因这里描述的信息导致的任何损害、连带损失或其它任何形式的损失，三菱电机株式会社不承担任何责任。
- 三菱电机的半导体产品不是用来设计那些可能潜在危害人的生命的设备或系统。当您考虑要将这些产品应用于任何特殊用途时，如运输、车辆、医疗、航空、原子能、海下转发器等设备或系统，请与三菱电机株式会社或其授权的半导体产品代理商联系。
- 对于本手册的全部或部分内容的传播和复制，要事先取得三菱电机的书面许可。
- 如果这些产品或技术与日本的出口控制约束有冲突，它们只有在取得日本政府的许可后才能出口，并且不能进口至许可地区之外的国家。任何与日本和/或所在国的出口控制法律和标准相冲突的转移或在出口都是禁止的。
- 如果您对本手册有任何疑问，请与三菱电机株式会社或其授权的半导体产品代理商联系。