

# 高效功率变换器设计与损耗建模

郑大为, 曹磊, 徐忠勇

伊顿电气集团山特电子, 广东深圳 518101

中图分类号: TN86 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517 (2016) 10-6-128

**摘要:** 绿色节能是开关电源、功率变换器的一大发展趋势, 如何设计出高效的电源系统, 也是电源设计关注重点之一。本文尝试以 3 相 UPS 系统为例, 从系统角度阐述功率变换器高效系统设计以及系统损耗模型的建立, 最后以实际 UPS 效率测试数据来验证损耗模型的准确性。

**关键词:** 功率变换器, UPS, 高效, 损耗建模

## High Efficiency Power Converter Design and Loss Modeling

David Zheng, Leisure Cao, John Xu

EATON group – SANTAK electric co., Shenzhen 518101, Guangdong Province, China

**Abstract:** The green and energy saving is development trend of switching power supply and power converter. How to design a high efficiency power system is the one focus of power design. This paper try to expatiate high efficiency design for power converter system and system loss modeling, based on 3 phases UPS system. And verify the system loss model precision by real UPS efficiency testing in the end of paper.

**Keywords:** power converter, high efficiency, loss modeling

### 1 引言

绿色节能是开关电源、功率变换器的一大发展趋势, 如果设计出高效的电源系统, 也是电源设计关注重点之一<sup>[1]</sup>。但由于功率变换器, 特别是大功率变换器系统的复杂性, 如何确定运行效率的影响要素, 如何在设计阶段对系统进行精确的损耗评估与建模, 确保设计评估系统效率与实际测试数据的一致性, 一直是困扰电源设计开发的一个问题。本文希望以 Eaton 业界最高运行效率 3 相 UPS 产品 93PM 开发为例, 就如何进行高效功率变换器设计与损耗建模与评估, 进行系统的分析。

### 2 高效系统设计

#### 2.1 主功率拓扑设计

主功率拓扑是功率变换器的系统损耗的主要来源, 所以其设计是高效设计的关键。对于同一功率变换器来说可能有多个适用的备选拓扑, 清楚基本拓扑的运行原理以及损耗详细分布, 在此基础上再结合功率变换器的应用条件、

成本、性能的综合考虑, 才能实现最优设计。

以 UPS 为例, 下图为在线式 UPS 系统框图, 其中 AC/DC+DC/AC (B2+B3, 市电模式) 与 DC/DC+DC/AC (B4+B3, 储能模式) 为主功率回路。由于 UPS 绝大部分时间工作在市电模式, 所以市电模式下系统运行效率才是客户关心的重点, 也是 UPS 高效节能的关键指标。

对于 UPS 整流 (AC/DC) 与逆变 (DC/AC) 来说, 每部分都有多个备选拓扑: 整流有半桥拓扑、双 Boost 拓扑、维也纳拓扑、三电平拓扑等; 逆变有半桥拓扑、三电平拓

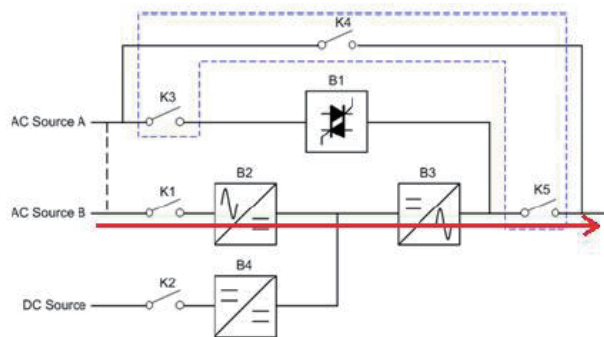


图 1 在线式 UPS 系统框图

扑等。根据电感电流续流回路来区分的话这些拓扑都可以分为两类:两电平拓扑与三电平拓扑。关于两电平与三电平,已有大量的研究和历史数据,三电平毫无争议比两电平更高效<sup>[2]</sup>。对于 UPS 主功率拓扑来说,整流与逆变都采用两电平在传统硅(Si)半导体开关器件下 UPS 系统最高效率能做到 94% 左右;而都采用三电平拓扑 UPS 系统效率能做到 96% 以上。事实上,三电平拓扑也是目前功率变换器的主流拓扑<sup>[3][4]</sup>。

三电平变换器有两种基本类型:I 型与 T 型。对于 UPS 整流器来说,其往往还有功率因数校正(PFC)的功能,其功率因数近似为 1,整流器可认为工作在 2、4 象限。而 UPS 逆变器为电压源输出,为全象限工作,对于有功区域,其工作在 1、3 象限;而对于无功区域,则工作在 2、4 象限。根据变换器电流回路分析与各器件电流分布,我们可以针对 UPS 功率拓扑作出如下定性分析:

1) 由于整流器来说(2、4 象限),I 型与 T 型损耗的区别在于续流回路,在相同电流与目前硅器件工艺条件下,1 个 1200V 二极管比两个串联二极管损耗更低,所以 T 型三电平对于整流器更具效率优势。

2) 对于逆变器来说,虽然其为全象限工作,由于 UPS 负载功因一般在 +0.7 ~ -0.7 之间,有功电流(1、3 象限)相关的损耗才是开关器件损耗的主要部分。1、3 象限内,I 型与 T 型损耗的区别在于导通回路:I 型 - 600V 开关管导通损耗 \* 2 + 600V 开关管开关损耗 \* 1; T 型 - (1200V 开关管导通损耗 + 开关损耗) \* 1。导通回路中, T 型导通损耗占优, I 型开关损耗占优,而总损耗谁更优则取决于导通损耗与开关损耗的比例。据评估,若所有开关器件采用硅器件,分界频率点为 10kHz 左右,开关频率低于 10kHz, T 型三电平更具效率优势;开关频率高于 10kHz, I 型三电平更具效率优势。

从成本、行业现状与技术成熟度等方面综合考虑,93PM UPS 开关器件采用硅 IGBT 与二极管,开关频率设置在 20kHz,变换器采用三电平拓扑。从前面的分析可知, I 型与 T 型在效率各有优势,对于 UPS 应用,一种改进型高效三电平拓扑被提出,其主要特点是在标准的 I 型三电平拓扑的桥臂中点与 DC+/- 之间增加了额外的单二极管的续流通道(如下图 D1/D2 所示)。该改进型高效三电平拓扑在 2、4 象限工作时电流环路与 I 型三电平类似;而 1、3 象限工作时电流环路则与 T 型三电平类似。所以其综合

了 I 型三电平与 T 型三电平各自的效率优势,具有全象限最优效率特性<sup>[1]</sup>。

93PM UPS 主功率拓扑具体电路如下图所示,整流器与逆变器皆为改进型高效三电平拓扑,采用背靠背设计。

## 2.2 开关器件优化选型

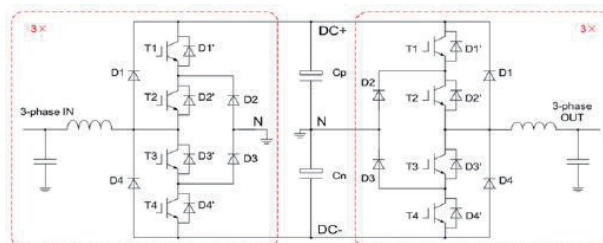


图 2 高效 UPS 三电平拓扑

图 2 所示的高效 UPS 三电平拓扑中,整流器部分 D2/D3 在 T2/T3 关断后自然关断,无反向恢复特性;逆变器部分 T2/T3 在有功区域为工频开关,其开关损耗可以忽略;而对于 D1' /D2' /D3' /D4', 其作用于抑制 T1/T2/T3/T4 开关过程中产生的反向电压从而保护 T1/T2/T3/T4, 它们并不是主续流回路,所以其特性对变换器效率影响可忽略;另整流器部分 T1/T4 仅在有功功率回馈的情况下有电流通过,其特性对变换器效率影响也可忽略。针对这些特点,在开关器件选型设计时可以分成两类:

1) 低导通电压器件,下图绿色方框所示,以低  $V_{ce(sat)}$  与低  $V_f$  为优选方向。

2) 快速开关特性器件,下图红色方框所示,以低  $E_{sw}$  与低  $Q_{rr}$  为优选方向。

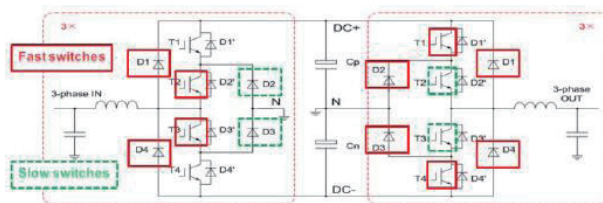


图 3 基于高效 UPS 三电平拓扑开关优化选型

## 2.3 功率电感设计

主功率电路中,功率电感往往为第二大损耗来源。对于开关电源设计来说,磁性元件设计是其核心内容之一。损耗仅仅是电感设计考量之一,开关频率、滤波器参数、绕线设计、散热、最大直流工作点、成本等都是电感设计制约因素,且都与损耗有着很强的耦合性:开关频率影响电感的磁芯损耗;滤波器参数与开关频率一起决定了感值大小与电感纹波电流,而感值影响电感的工频铜损,电感

纹波电流影响电感的高频铜损；绕线设计决定了电感的高频特性，影响电感的高频铜损；散热设计决定了电感的工作温度，对电感铜损与铁损都有影响；最大直流工作点往往对磁芯材料与尺寸的选取有着决定性作用，从而影响电感的铜损与磁芯损耗；任何设计都有成本的约束，我们需要在性能与成本之间找到最佳平衡点。

磁芯的选型与设计则是电感设计的核心，而对于磁芯的选型，我们首先要确定是功率变换器的开关频率。总的来说，由于磁性材料的技术发展，功率变换器频率的提高，有利于降低电感元件的总损耗，但由于开关频率半导体开关器件的开关损耗为成正比关系，在某一频率范围内增加开关频率带来的开关器件损耗的增加可能要大于电感损耗的降低，所以开关频率的确定与需半导体开关器件的选型综合考虑。对于常规 IGBT 来说，通常在 20kHz 附近为优选开关频率；新一代 Infineon H5 IGBT，其优选开关频率可达到 40kHz 左右，接近功率 MOSFET；而对于超级结功率 MOSFET，其优选开关频率可达 80-100kHz；而对于产业化不久的碳化硅（SiC）与氮化镓（GaN）器件其优选开关频率则可进一步提高。

确定好开关频率后，磁芯选型与设计需要面对磁芯损耗与磁导率直流偏置这两个相互制约的特性。变换器实际运行区域可以分成两部分：正常运行区域与过载运行区域。正常运行区域为变换器的额定运行，绝大部分工作时间都位于此间，其运行效率才对用户有实际价值。高磁导率与低磁芯损耗是磁芯选型使降低电感损耗的途径；过载运行区域决定了换器中的最大直流工作点，其运行时间较短，该区域内关注的电感的直流偏置，若电感设计过分追求低损耗而使电感直流偏置下降太快太多，其后果是致命的，使得限流保护设计困难，严重的情况下甚至导致限流失败从而损坏变换器。各种常用的磁性材料中，铁氧体、钕坡莫合金、铁硅铝合金等磁性材料有着较小的磁芯损耗，但其饱和磁通密度较低；铁粉心、铁硅合金等磁性材料有着良好的磁导率直流偏置特性，但其磁性损耗偏大；有些磁性材料在两方面都有着良好特性（如非晶合金），但往往其成本比较高。

针对上述问题，为了实现损耗、饱和特性与成本之间最佳设计，混合磁芯技术最近几年得到广泛的研究与应用<sup>[5]</sup>。其核心原理将高饱和磁通密度磁芯（A 部分，如铁硅、甚至空气）与高磁导率与低磁芯损耗磁芯（B 部分，如铁

氧体、铁硅铝）构成混合磁芯，其中 A 部分用于提供变换器在最大直流工作点时的必要感值以确保其可靠运行；B 部分用于实现正常工作区域内的大电感值与小磁芯损耗。通过调整两部分磁芯尺寸比例，实现电感饱和曲线的优化（如下图 4 所示），在满足电感饱和特性的基础上最小化电感损耗。

另外合理的绕线设计与良好的散热设计也是进一步降低电感损耗的有效途径。扁平线立绕、Litz 多股并绕、渐进式绕线、线圈避开气隙等都是绕线设计很好的工程参考。

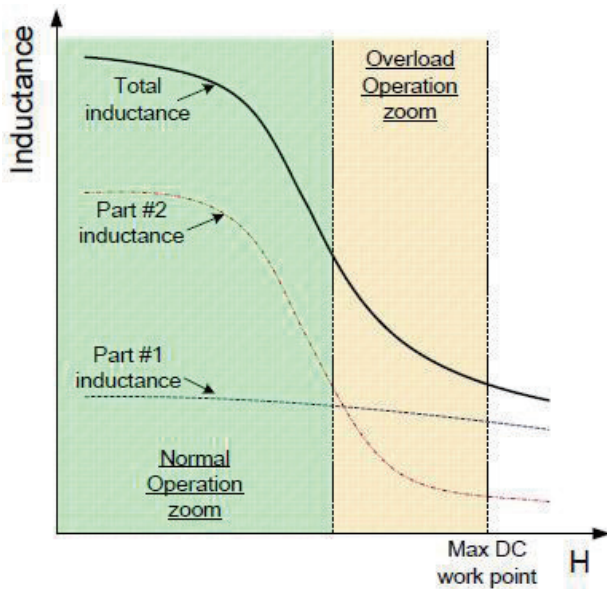


图 4 混合磁芯电感方案直流偏置曲线

93PM UPS 电感设计采用铁氧体 + 空气混合磁路开放式电感设计<sup>[6]</sup>，具有低损耗、电感直流偏置好、易加工、低成本的特点。以 50kW 3 相逆变电感为例，单体满载损耗为 53W，比铁硅环形磁芯电感方案总损耗下降 30% 以上。

#### 2.4 风扇调速设计

在大功率变换器系统中，用于系统散热的风扇损耗也是一个不可忽略的因数。对于风扇来说，其选型设计往往是基于最恶劣的工作条件来做的，以确保系统在各种工况下可靠运行：如最大工作环温，过载需求，风扇冗余需求等等。而变换器在实际用户端段的工况绝大多数时间要好很多，如 UPS 典型应用来说，环温 25℃ 左右，负载一般在 30%-50% 之间，这种情况 UPS 散热所需的风量（风速）要求远小于最大需求。而风扇的风速决定了风扇功率，所以根据最恶劣工作条件设计的风扇在变换器大部分工作时间处于能量浪费的状态。

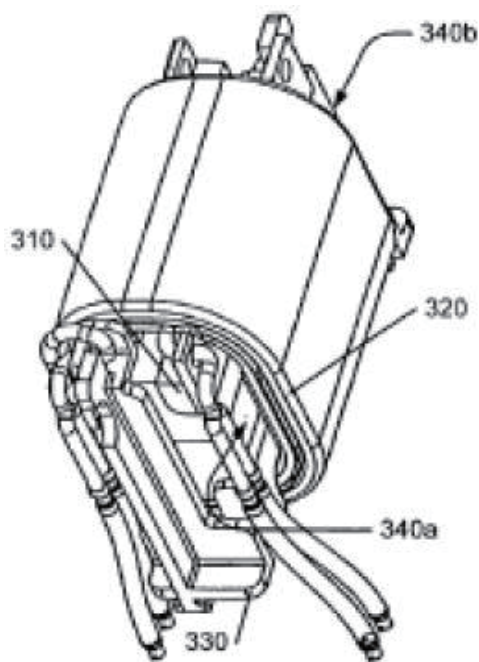


图5 空气混合磁路电感(伊顿专利)

针对与上述情况,为了进一步提高大功率变换器系统全范围内的运行效率,合理的风扇调速设计变得很有意义。我们可以通过精确的系统热流建模、仿真以及测试验证,得出在不同的环温与负载量下最优的风扇转速。系统控制单元实时侦测系统的运行环温与负载量,基于最优风扇转速曲线对系统风扇进行实时转速调控。风扇调速控制的好处除了改善系统全范围内运行效率特别是轻载下的运行效率外,还可以降低系统的运行噪音。

以93PM UPS为例,风扇调速设计在25%负载下可以提高系统运行效率达0.5个百分点(95.6% → 96.1%)。

### 3 系统损耗建模与评估

#### 3.1 系统损耗分类

从器件损耗的构成来看,功率变换器系统损耗可以分成一下几个大类。

1) 功率半导体开关器件损耗,含二极管、晶闸管、MOSFET、IGBT等,其往往为系统损耗最大来源。其往下可划分为两大类:导通损耗与开关损耗。

2) 功率磁性元件损耗,如电感、变压器等,其往往为系统损耗第二大来源。其往下划分为两大类:工频(或直流)损耗与高频损耗。工频(或直流)损耗为工频(或直流)电流有效值平方与DCR的乘积。高频损耗与开关频率相关,

可分为高频铜损、涡流损耗、磁滞损耗等。

3) 电阻型损耗,系统布线、开关、断路器、继电器、熔断器、PCB走线铜箔等的损耗都属于电阻型损耗,此类损耗计算简单,其损耗为工作电流有效值平方与阻抗的乘积,

$$P_R = \sum(I_i^2 \times R_i) \quad (1)$$

其中 $I_i$ 为通过各电阻型器件的电流, $R_i$ 为各电阻型器件的阻抗。

4) 电容损耗,主要包含输入输出滤波电容损耗以及直流母线电容损耗。其损耗往往占系统总损耗比重不大,在设计过程中容易被忽略。但为了提高系统损耗评估精度,这部分也需要纳入系统损耗评估模型。电容损耗计算公式为

$$P_C = \sum(I_j^2 \times R_j) \quad (2)$$

其中 $I_j$ 为电容电流的各个频率下有效值, $R_j$ 为电容各个频率下等效内阻(ESR)。对于实际计算中,我们往往只需考虑占主要部分的几个频率点。

5) 辅助电源。对于系统来说,辅助电源功率属于纯损耗,其功率评估为输入功率,即系统辅助电路功率/辅助电源效率。

#### 3.2 功率半导体损耗建模

93PM UPS功率半导体采用IGBT与Diode,其损耗模型分别如式(3)与式(4),

$$\begin{cases} P_{IGBT} = P_{con} + P_{sw} \\ P_{con} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ce}(sat) \times I_{cdt} \\ P_{sw} = P_{on} + P_{off} \\ P_{on} = \frac{1}{T} \int_0^T k_{g\_on} \times E_{on} \times f_s \times (V_{cc}/V_{ccdatasheet}) dt \\ P_{off} = \frac{1}{T} \int_0^T k_{g\_off} \times E_{off} \times f_s \times (V_{cc}/V_{ccdatasheet}) dt \end{cases} \quad (3)$$

其中 $P_{IGBT}$ 为IGBT总损耗, $P_{con}$ 为导通损耗, $P_{sw}$ 为开关损耗; $V_{ce}(sat)$ 为IGBT饱和导通压降,其曲线可从IGBT datasheet上查得, $I_c$ 为IGBT导通电流; $P_{on}$ 为开通损耗, $P_{off}$ 为关断损耗; $E_{on}/E_{off}$ 为IGBT在一定驱动与母线电压下的开通/关断能量损耗,其曲线可从IGBT datasheet上查得; $f_s$ 为开关频率, $V_{cc}$ 为IGBT对应的实际母线电压, $V_{ccdatasheet}$ 为IGBT datasheet上测试 $E_{on}/E_{off}$ 情况下母线电压值; $k_{g\_on}/k_{g\_off}$ 为驱动电阻系统,该系数可通过IGBT

datasheet 上驱动电阻 vs  $E_{on}/E_{off}$  曲线查得；T 为市电周期，0.02 或 0.0167ms。

$$\begin{cases} P_D = P_{con} + P_{sw} \\ P_{con} = \frac{1}{T} \int_0^T V_d \times I_d dt \\ P_{sw} = \frac{1}{T} \int_0^T k \times Q_{rr} \times V_R \times f_s dt \quad \text{OR} \\ P_{sw} = \frac{1}{T} \int_0^T k \times 0.5 \times t_{rr} \times I_{RRM} \times V_R \times f_s dt \end{cases} \quad (4)$$

其中  $P_D$  为二极管总损耗， $P_{con}$  为导通损耗， $P_{sw}$  为开关损耗； $V_d$  为二极管饱和导通压降，其曲线可从其 datasheet 上查得， $I_d$  为二极管导通电流； $V_R$  为二极管反向接截至电压， $f_s$  为开关频率； $Q_{rr}$  为二极管反向恢复电荷， $t_{rr}$  为二极管方向恢复时间 ( $t_a+t_b$ )， $I_{RRM}$  为最大方向恢复电流，其数值可以从 datasheet 上查得；k 为开关损耗系数，其值可参考  $t_b/t_r$  的数值，若无  $t_b/t_r$  的数值，可大约取 0.5 用于损耗评估，T 为市电周期，0.02 或 0.0167ms。

目前业界对于电力电子与开关电源电路损耗仿真，有一些方便快捷的仿真工具，如 PSIM、PLECS 等，我们通过建立相应器件损耗模型、热阻模型与电路控制模型，运行仿真可以自动得出近似实际运行条件的损耗数据。

根据 IEC 62040-3<sup>[6]</sup>，确定损耗建模输入条件为：

- 1) 环境温度为 25 度；
- 2) 额定输入电压 220Vac；
- 3) 市电模式运行，充电器关闭；
- 4) 输出为电阻负载，负载量分别为 25%，50%，75%，100%；
- 5) 半导体结温运行稳定。

模型基于 PLECS+MATLAB 平台<sup>[7]</sup>，考虑了结温，驱

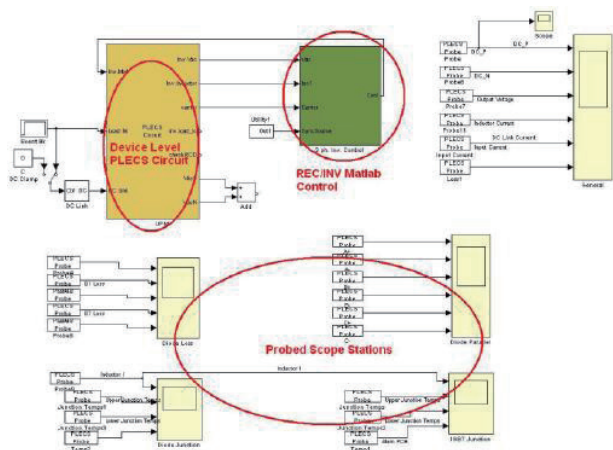


图 6 93PM UPS 功率半导体损耗模型

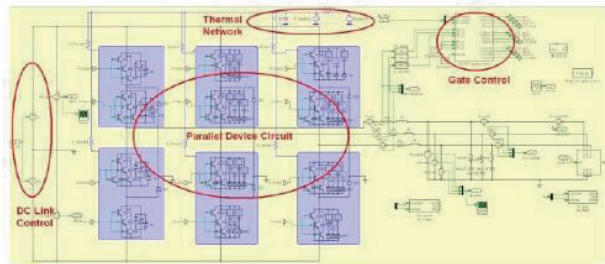


图 7 93PM UPS 逆变功率半导体损耗模型

动电阻，驱动电压因素对半导体器件损耗的影响。其模型如图 6，图 7 为图 6 模型中 UPM 模块的展开，为逆变损耗模型。整流损耗模型与其类似。

### 3.3 磁性元件损耗评估

93PM UPS 电感设计采用铁氧体 + 空气混合磁路开放式电感设计，其损耗模型如式 (5)，

$$\begin{cases} P_{ind} = P_{fe} + P_{cu\_lf} + P_{cu\_hf} \\ P_{fe} = \varepsilon \times P_v \times V_{core} \\ P_{cu\_lf} = I_{rms\_lf}^2 \times R_{dc} \\ P_{cu\_hf} = I_{rms\_hf}^2 \times R_{ac} \end{cases} \quad (5)$$

其中  $P_{ind}$  为电感总损耗， $P_{fe}$  为电感铁损， $P_{cu\_lf}$  为低频（工频）铜损， $P_{cu\_hf}$  为高频铜损； $\varepsilon$  为铁损系数，针对铁氧体 + 空气混合磁路开放式电感取 0.7， $P_v$  为铁氧体单位体积铁损（可根据铁氧体规格书中  $P_v$  与频率的曲线查得）， $V_{core}$  为选取铁氧体磁心的体积； $I_{rms\_lf}$  为电流感过的基波（工频）电流有效值， $R_{dc}$  为电感的 DCR， $R_{ac}$  为电感的高频等效电阻。

由于采用 93PM 电感采用 30AWG 的  $L_{iz}$  线，由趋肤效应和邻近效应引起的  $R_{ac}$  可以忽略。而  $R_{dc}$  可以由如下 (2) 式获得，

$$R_{dc} = \rho_{20} \times \left(1 + \frac{T-20}{234.5}\right) \times \frac{l}{S} \quad (6)$$

其中  $\rho_{20}$  为铜线 20℃ 时的电阻率，T 为电感线圈温度，l 为线圈铜线长度，S 为线圈铜线的截面积<sup>[8]</sup>。

### 3.4 系统损耗模型

根据前面系统损耗的分类与各部分损耗建模，我们可以建立在不同负载条件下系统损耗模型，相关的损耗与效率理论计算公式如下：

- 1) 电阻型损耗  $P_R$ ，计算公式为 3.1 节公式 (1)；
- 2) 电容型损耗  $P_C$ ，计算公式为 3.1 节公式 (2)；
- 3) 功率半导体损耗  $P_{sem}$ ，其损耗模型为 3.2 节公式 (3) 和 (4)；

4) 电感损耗  $P_{ind}$ , 其损耗模型为 3.3 节公式 (5) 和 (6);  
5) 辅助电源输入功率  $P_{PS}$ , 系统辅助电路功率 / 辅助电源效率;

6) 系统总损耗  $P_{tot}$  与系统效率  $Eff$ ,

$$P_{tot} = P_R + P_C + P_{sem} + P_{ind} + P_{PS} \quad (7)$$

$$Eff = \left( \frac{P_O}{P_O + P_{tot}} \right) \times 100\% \quad (8)$$

其中  $P_O$  为系统输出功率。

表 1 是以 93PM 50kW UPS 为例, 各类型损耗在不同负载下的评估数据以及系统的效率评估数据。

**表 1 93PM 50kW 系统损耗评估**

Losses	25% load	50% load	75% load	100% load
$I^2 \cdot R$	19	74	167	296
Semiconductor	287	558	813	1153
Inductor	79	126	207	328
Capacitor	15	17	31	50
Aux PS	99	108	122	145
Total	498.4	883.0	1339.5	1972.0
Efficiency	96.2%	96.6%	96.6%	96.2%

从系统损耗评估结果可以看出, 93PM 的最高效率点在 50%~75% 负载区间, 满载工作点效率有所下降, 与 UPS 通常效率趋势相符。

#### 4 测试结果

下面为 93PM 50kW 样机实测效率数据, 共 6 组, 从下表可以看出实测数据与评估数据相差较小, 效率曲线几乎重合, 说明系统损耗模型的精确性高, 具有工程设计参考意义。

	Eff @ 25% load	Eff @ 50% load	Eff @ 75% load	Eff @ 100% load
样机#1	95.96%	96.66%	96.54%	96.24%
样机#2	96.10%	96.76%	96.65%	96.33%
样机#3	96.13%	96.77%	96.64%	96.33%
样机#4	96.18%	96.79%	96.66%	96.35%
样机#5	96.12%	96.80%	96.65%	96.32%
样机#6	96.01%	96.69%	96.55%	96.29%
平均值	96.1%	96.7%	96.6%	96.3%
标准差	0.04%	0.05%	0.06%	0.08%
评估值	96.2%	96.6%	96.6%	96.2%
评估误差	-0.1%	+0.1%	0%	+0.1%

#### 备注

- <1> 该改进型高效三电平拓扑已申请 PCT 国际专利  
<2> 该混合磁心电感设计为伊顿公司已授权专利

#### 参考文献

- [1] Jacobus Daniel van Wyk, Fred C. Lee. On a future for power electronics[J]. IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics, 2013, 1(2): 59-72.  
[2] R. Teichmann and S. Bernet. A comparison of three-level converters versus two-level converters for low voltage drivers, traction and utility applications[J]. IEEE Trans. Ind. Appl., 2005, 41(3): 855-865.  
[3] Nupur Mittal, Bindeshwar Singh, S.P Singh, Rahul Dixit, and Dasharath Kumar. Multilevel inverters: A literature Survey on topologies and control strategies[C]. 2012 2nd international conference on power, control and embedded systems, 2012.  
[4] Mario Schweizer, Johann W. Kolar. Design and Implementation of a Highly Efficient Three-Level T-Type Converter for Low-Voltage Applications [J]. IEEE transactions on power electronics, 2013, 28(2): 899-907.  
[5] 贾书锋. 电力电子技术中磁性元件的新进展 [J]. 专家论坛, 2008-6: 108-113.  
[6] International Electrotechnical commission. IEC 62040-3 [S], Edition 2.0, 2011: 96-97.  
[7] PLECS. PLECS the simulation platform for power electronic systems user manual[M], version 3.6, 2014: 101-118.  
[8] Robert W. Erickson, Dragan Mirkimovic. Fundamentals of power electronics-second edition[M]. New York: Kluwer Academic/Plenum publishers, 2001: 491-531.

#### 作者简介

郑大为 (1978), 男, 硕士, 担任伊顿电气集团亚太区关键能源事业部研发总监, 负责规划亚太区能源解决方案规划, 包括 UPS, 储能系统, 逆变器等产品规划, DavidZheng@Eaton.com ;

曹磊 (1982), 男, 本科, 伊顿电气集团亚太区关键能源事业部高级系统工程师, 主要从事 UPS 方面的开发研究工作, LeisureCao@Eaton.com ;

徐忠勇 (1983), 男, 工学硕士, 伊顿电气集团亚太区关键能源事业部硬件主管, 主要从事 UPS 方面的开发研究工作, ZhongyongXu@Eaton.com;