

高频开关电源恒功率整流模块

最新的谐振变比（RTT-HF）技术

原著：David James

编译：冯红林

摘要：现代电信设备要求开关电源具备良好的半载工作效率、较宽的直流输出电压和恒功率输出特性。

本文着重研究典型的含功率因数校正设计的整流模块所采用的各种 AC 电压变换方式，这些变换方式采用不同的隔离式 DC-DC 变换电路，通过计算可以分析出各种变换方式在高频交流源阻抗上所产生的传导损耗。

当高频交流源电压变换范围由 $n:1$ 增至 $n:1.45$ 时，要求传导损耗最小化。假设开关损耗被忽略不计，就会发现脉宽调制技术（PWM）和串联谐振技术都远不能满足此要求。

本文介绍的 DC-DC 变换电路中，采用一个可连续调节变比的电子式变压器，它既没有滑动的机械触点，也没有饱和的磁芯。

这项发明技术已最终商业化，被研制成 2900W/48V 整流模块。该模块输出电压范围为 40V~70V，在 48V~70V 内为恒功率输出，在 54V 半载情况下，效率高于 91.5%。

1. 前言

现代电信设备工作电压为 24V 或 48V，其主要组成部分为数字逻辑电路，它们需要+5V 和±12V 的电源。电信设备内部的二次电源模块负责提供以上直流低电压，对一次电源（24V/48V）而言，二次电源转换器表现出恒功率负载特性。通常二次电源的输入电压范围是 43~56V，与阀控铅酸蓄电池的充电特性相匹配，考虑到总体情况则要求整流模块输出电压

可提升至 65V 以上，以满足对电池组的强充或备用要求。此外，整流模块在交流输入电压有较大变化范围（180V~270V）时，应能正常工作。

大多数情况下，整流模块的工作电压为 54V 左右，与电池的最优浮充电压相匹配，并且输出为满负荷电流的一半左右，以保证整流模块的冗余量和足够备用的充电电流。因此，提高整流模块半载状态时的工作效率，将带来长期的经济效益。

2. 整流模块的输出结构

一个典型的开关型整流模块包括输入滤波器、含功率因数校正的 AC-DC BOOST 升压电路、储能电容、隔离式 DC-DC 变换电路和输出滤波器，如图 1 所示。

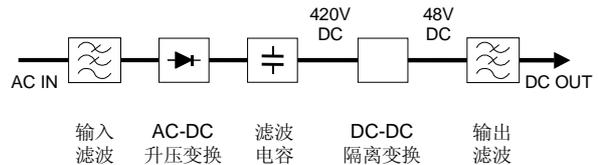


图 1 典型开关型整流模块

由图 1 可看出 BOOST 升压电路的输出值恒定在 420VDC 左右，直流输出电压的变化和恒功率输出特性仅与 DC-DC 变换电路有关。

因此，以下仅集中讨论整流模块的 DC-DC 变换电路。

3. DC-DC 变换电路的电压变换方式

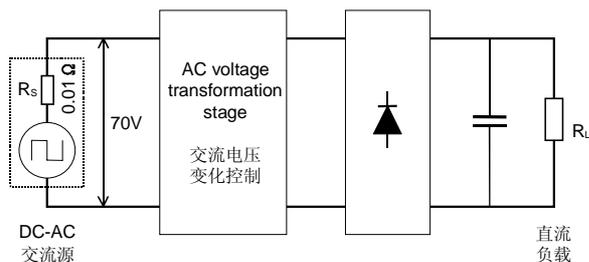


图 2 典型的 DC-DC 变换电路

典型的 DC-DC 变换电路由 DC-AC 交流源、隔离变压器、AC 电压变换电路和输出整流滤波器组成。图 2 是各环节的排列（隔离变压器未标出）。所列的 DC-AC 交流源阻抗和电压值是换算至隔离变压器次级的等效值，变压器变比为 6:1。

有多种方式可以控制输出电压变化。下面将分析比较串联变阻、串联谐振、脉宽调制、变比调节、谐振变比五种情况下，在 DC-AC 交流源阻抗 R_s 上所产生的传导损耗（假设恒定输出功率为 2900W）。

以下是按照简化后的电路进行分析。对每种方式作严格的分析超出了本文的范围，也是没有必要的，如开关损耗、具体变换方式的控制等，这些都不会明显影响我们讨论的结果，故予以忽略。

串联变阻方式

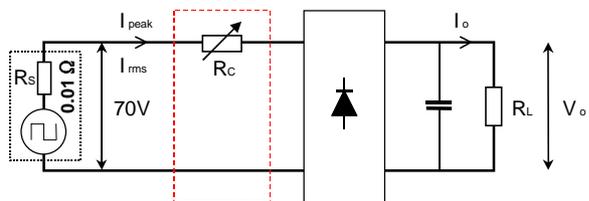


图 3 串联变阻方式

这种变换电路用来举例说明负载电流如何影响传导损耗，这种方式并不是一种实际应用

的变换方法。

通过改变串联回路上的电阻 R_c ，使输出电压变化。表 1 是这种变换方式经计算出的交流源阻抗上的传导损耗。

P_o	2900W	2900W	2900W
V_o	70.0V	58.0V	48.3V
I_o	41.4A	50.0A	60.0A
R_L	1.69 Ω	1.16 Ω	0.81 Ω
控制单元阻抗	0.00 Ω	0.24 Ω	0.36 Ω
I_{peak}	41.4A	50.0A	60.0A
I_{rms}	41.4A	50.0A	60.0A
传导损耗	17.2W	25.0W	36.0W

表 1 串联变阻方式下，恒功率输出在三个不同输出电压时所对应的传导损耗值

串联谐振方式

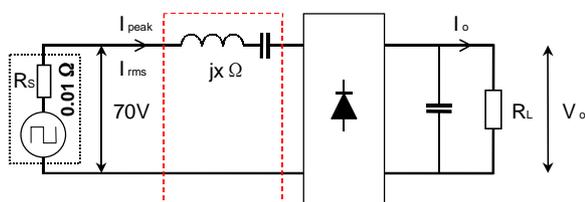


图 4 串联谐振方式

这种方法，是通过改变交流源的频率，从而改变串联谐振回路的阻抗。利用串联元件的电抗特性来改变输出电压。

串联谐振回路只允许高频开关波的基波通过，直流输出是正弦基波的平均值。但流过 AC 交流源内阻上的是有效值电流，因此造成传导损耗增加。

P_o	2900W	2900W	2900W
V_o	70.0V	58.0V	48.3V

I_o	41.4A	50.0A	60.0A
R_L	1.69Ω	1.16Ω	0.81Ω
控制单元阻抗	$j0.00\Omega$	$j0.71\Omega$	$j0.76\Omega$
I_{peak}	65.1A	78.5A	94.3A
I_{rms}	46.0A	55.5A	66.6A
传导损耗	21.2W	30.8W	44.4W

表 2 串联谐振方式下，恒功率输出在三个不同输出电压时所对应的传导损耗值

脉宽调制方式

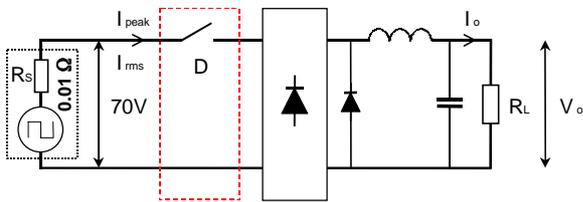


图 5 脉宽调制方式

通过 PWM 的占空比来改变输出电压，DC 缓冲电路可保证负载电流的连续提供。交流源内阻上的传导损耗反比于占空比（实际电路上的占空比控制是通过交流源的开关管完成的）。

P_o	2900W	2900W	2900W
V_o	70.0V	58.0V	48.3V
I_o	41.4A	50.0A	60.0A
R_L	1.69Ω	1.16Ω	0.81Ω
控制单元占空比	$D=1.00$	$D=0.83$	$D=0.69$
I_{peak}	41.4A	50.0A	60.0A
I_{rms}	41.4A	45.5A	49.9A
传导损耗	17.2W	20.7W	24.9W

表 3 脉宽调制方式下，恒功率输出在三个不同输出电压时所对应的传导损耗值
变比调节方式

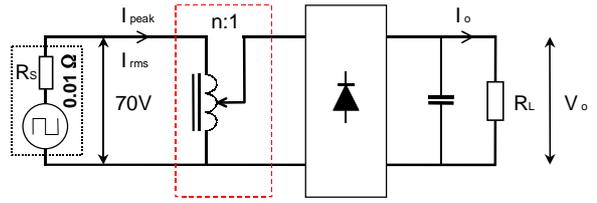


图 6 变比调节方式

这种方式理论上能提供最佳效果，但需要一个不切合实际的机械滑动触点。不管怎样，这种变比调节方式是唯一能在提高输出电流情况下，又不增加交流源内阻传导损耗的方法。

P_o	2900W	2900W	2900W
V_o	70.0V	58.0V	48.3V
I_o	41.4A	50.0A	60.0A
R_L	1.69Ω	1.16Ω	0.81Ω
控制单元变比	1.00:1	1.21:1	1.45:1
I_{peak}	41.4A	41.4A	41.4A
I_{rms}	41.4A	41.4A	41.4A
传导损耗	17.2W	17.2W	17.2W

表 4 变比调节方式下，恒功率输出在三个不同输出电压时所对应的传导损耗值

谐振变比方式

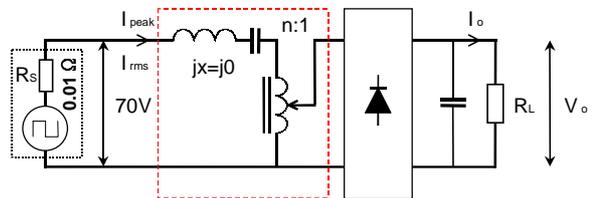


图 7 谐振变比方式

作为论证电路说明，由于可通过谐振回路的正弦波平均电流小于 AC 交流源有效值电流，损耗有所增加。但这种方式在低电压时，

传导损耗低于 PWM 方式。

Po	2900W	2900W	2900W
Vo	70.0V	58.0V	48.3V
Io	41.4A	50.0A	60.0A
R _L	1.69Ω	1.16Ω	0.81Ω
控制单元变比	1.00:1	1.21:1	1.45:1
I _{peak}	65.1A	65.1A	65.1A
I _{rms}	46.0A	46.0A	46.0A
传导损耗	21.2W	21.2W	21.2W

表 5 谐振变比方式下，恒功率输出在三个不同输出电压时所对应的传导损耗值

DC-DC 变换方式对比

表 6 是各变换方式的传导损耗。可以看出，变比调节方式在三个不同输出电压值时 AC 交流源内阻上的传导损耗最小。

	传导损耗		
	V _o =70.0V	V _o =58.0V	V _o =48.3V
串联变阻	17.2W	25.0W	36.0W
串联谐振	21.2W	30.8W	44.4W
脉宽调制	17.2W	20.7W	24.9W
变比调节	17.2W	17.2W	17.2W
谐振变比	21.2W	21.2W	21.2W

表 6 五种变换方式的传导损耗比较

尽管 PWM 方式在高、中电压输出时具有较低的传导损耗，但它具有难以克服的开关损耗。参考文献[1]说明，PWM 软开关技术在减少开关损耗时，会提高传导损耗；参考文献[2]说明，PWM 软开关方式与谐振变换方式具有相同的满功率效率。

4. 电子变比的实现

上节中，我们看到变比调节方式是减少交流源传导损耗的最佳方案，但传统的机械式变压器是不切合实际的。以下阐述一个以正弦波输入的、无机械滑动触点的电子变比的实现。

串联谐振电路的特性是在其固有谐振频率时，其阻抗为零。图 8 所示即为电子变比电路。

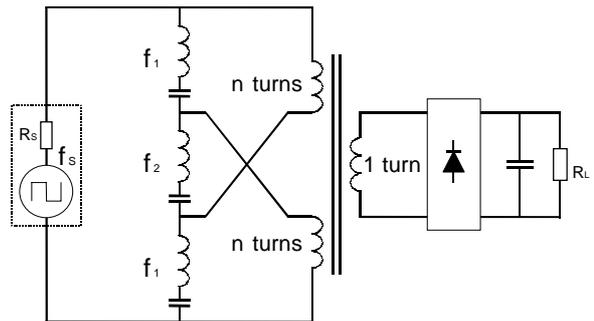


图 8 电子变比电路

三个谐振电路串联于 AC 交流源的输出端。中间的谐振电路谐振频率为 f_2 ，上下两端的谐振电路谐振频率为 f_1 。

如果将 AC 交流源的频率设在 f_2 ，那么中间的谐振电路为零阻抗，变压器的两个初级线圈呈串联方式，变压器的线圈变比为 $2n:1$ 。

反之，如果将 AC 交流源的频率设在 f_1 ，上下两端的谐振电路为零阻抗，变压器的两个初级线圈呈并联方式，变压器的线圈变比为 $n:1$ 。

再者，如果频率在 f_1 和 f_2 间连续变化，变压器的变比也将在 $n:1$ 和 $2n:1$ 间连续变化。这种电子变比方式已被正式命名为谐振变比 (RTT-HF/Resonance Tapped Transformer-High Frequency)。

上述元件值的选取有很多方案，这主要取决于电压变换的要求。参考文献[3]说明，元件值经商业化选择后可实现零电压开关模式。

5. 谐振变比技术的商业化

谐振变比技术现已应用于开关型整流模块的设计中，包括 48V 和 24V 整流模块。模块全面测试的结果显示，所有预期的先进指标与最佳特性都在新产品中得以实现。整流模块采用软控制方式，在输出电压 40V~70V 时，效率可接近 92%。

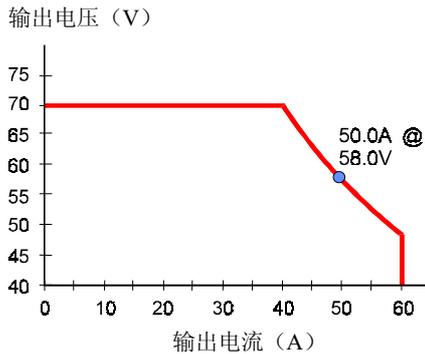


图 9 采用谐振变比技术的 Intergy R2948 (2900W/48V) 整流模块的输出特性

图 9 为 48V 整流模块的输出特性曲线，其最大输出电压为 70V，最大输出电流为 60A，在以上范围内，模块保持 2900W 的恒功率输出。整流模块在 58V 时额定输出电流为 50A。在电池充电电压状态下，可提供最大为 60A 的输出电流。

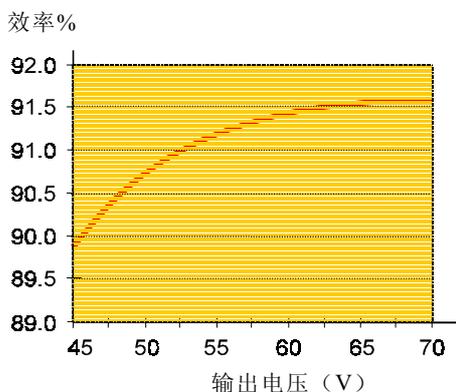


图 10 2900W 恒功率模块的效率曲线

在恒定输出功率和输出电压下，谐振变比的效率优势十分显著。图 10 所示可以看出，

2900W 的恒功率模块在很宽电压输出范围内，效率均在 90%~92%之间。

模块在 48V、60A 时，效率高于 90%，热损耗不足 320W，这具有十分重要的实际意义。前一代产品在 48V、50A 时，效率仅为 88%，且具有相同的热损耗，而谐振变比技术可在不增加散热片的情况下，为电池充电提供额外的 10A 电流，只需增大变压器次级线圈、输出二极管、滤波器和接插件的电流设计指标。

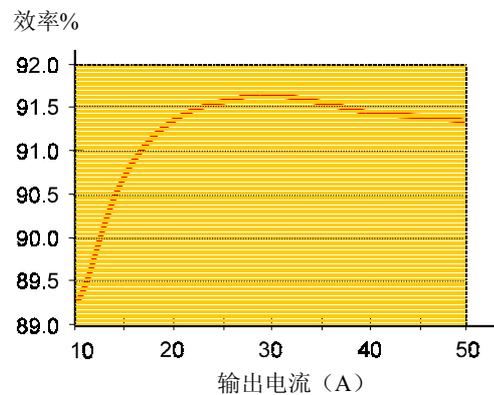


图 11 54V 输出时模块的电流与效率曲线

图 11 所示为在典型的 54V 工作电压时，谐振变比技术具有最佳的半载工作效率，其它负载率的效率都略低于此。

图 12 是已开发出的整流模块系列产品之一，模块箱体与散热器合为一体以提供充足的散热能力和最强的电磁兼容屏蔽。前面板上的一体化把手可用于模块在机架上的锁定。

图 13 是一个典型的电源系统配置，该系统能容纳多达 18 个整流模块、一个监控模块和一个交流配电模块。

6. 专利申请

本文介绍的谐振变比技术已申请国际专利 (专利号: No. PCT/NZ96/00058)。



图 12 采用谐振变比技术的 Swichtec 英特吉系列整流模块之一，该系列包括 1800W 和 2900W 的 24V 与 48V 模块

7. 结论

整流模块应具有较宽的直流电压输出、更高的效率和恒功率输出特性。从典型的整流模块结构可以看出，恒功率输出条件下电压变换，仅仅取决于 DC-DC 变换电路的拓扑结构。

对 DC-DC 变换模式分析表明，除变比调节方式外，DC-AC 交流源阻抗上的传导损耗均随输出电流的增加而增大（恒功率输出条件下）。

结论表明使用变比调节方式是最理想的方法（虽然是不切合实际的方式），而采用正弦波输入的变比调节方式具有类似的效果。由此引导出采用正弦波输入的电子变比方式，并正式命名为谐振变比。它具有与变比调节类似的特性，并可被商业化。

最后，采用谐振变比技术的整流模块已被设计开发并投入商用。该整流模块具有很高的效率，在 40V~70V 或 20V~35V 输出电压范围内为恒定功率输出，不需增加散热片就能增加输出电流。该整流模块获得了重大的技术突破，并可真正满足现代电信设备的全面要求。



图 13 Swichtec 英特吉 IPS4000 系列电源系统，容量 900A/58V 或 1200A/29V

鸣谢

作者在此首先感谢 Colin Donaldson 在本文所论述的整流模块电路设计方面的支持，同时感谢 Peter May 和他的部门对模块与系统机架在机械结构设计方面的支持，最后感谢 Richard Humphrey-Taylor 对本文准备工作方面的协助。

参考文献

- [1] G. Hua & F. Lee, “Soft Switching PWM Techniques and their Applications”, in Proceedings of the Conference EPE’93, 1993, pp 87-92.
- [2] R. Petkov & D. Chapman, “A Comparative Study of Two DC-DC Converter Topologies for Telecommunications”, in Proceedings of the Conference Intelec’96, 1996, pp279-288.
- [3] D. Chapman, “A Compact 1.5kW Resonant Switch Mode Rectifier”, in Proceedings of the Conference Intelec’89, 1989, paper number 11.6.

编者按:

本篇论文发表于Intelec’97（97世界通信电源年会），时间为1997年10月19~23日，地点为澳大利亚墨尔本。

论文原名为“A Constant Power Rectifier for Telecommunications Using a Novel Variable Turns Ratio Transformer”，作者为新西兰Swichtec电源系统有限公司David James。

SWICHTEC INTERGY英特吉系列开关电源模块全部采用RTT-HF技术，现已开发的模块系列型号有：

- R648: 580W, 10~12A/48V
- R1148: 1160W, 20~24A/48V
- R1848: 1800W, 31~37.5A/48V
- R2948: 2900W, 50~60A/48V
- R5848: 5800W, 100~120A/48V
- R524: 480W, 16.5~20A/24V
- R1524: 1500W, 51.7~62.5A/24V
- R2924: 2900W, 100~120A/24V

RTT-HF谐振变比技术对模块的显著优势可归结为以下几点：

- 进一步降低开关管的导通状态热耗，提高模块的可靠性；
- 最佳的半载效率，适应模块绝大部分时间的工作状态；
- 具有宽负载范围的高效率特性；
- 极佳的电磁兼容性（EMC，EMI）；
- 提供更宽范围的DC输出；
- 支持更宽范围的AC输入；
- 恒功率输出，支持电池充电电流需求；
- 适应现代电信设备的恒功率负载特性。