

## 星载 TWT 放大器 EPC 的谐波分析<sup>1</sup>

刘红民 张锐 阴和俊

(中国科学院电子学研究所 北京 100080)

**摘要:** 星载 TWT 放大器 EPC 由于其独特的电路结构使其谐波具有复杂的频谱分布并对其工作的可靠性有很大的影响。该文应用调制理论分析了 EPC 调制谐波的成因, 给出了其频谱分布的计算结果并与实际测量数据进行了对比, 其结论对降低 EPC 谐波造成的 EMI, 进而为提高 TWTA 的可靠性提供了依据。

**关键词:** 谐波, 调制, EPC, 可靠性

**中图分类号:** TN124 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2003)12-1720-05

## Analysis on Harmonic of EPC Used in Spaceborne TWTA

Liu Hong-min Zhang Rui Yin He-jun

(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

**Abstract** Due to the circuit topology of EPC used in spaceborne TWT amplifier, its harmonic has complex spectrum and great effect on reliability. In this paper, the modulation theory is applied to analyze the cause and calculate the spectrum of harmonic of EPC, also the experimental results are given. The conclusion of this paper will help both in suppressing the harmonic of EPC and improving the reliability of TWTA.

**Key words** Harmonic, Modulation, Electronic Power Conditioner(EPC), Reliability

### 1 前言

开关电源具有高功率密度和高效率的优点, 但也会在其输入输出端产生谐波, 这些谐波对开关电源可靠地工作是不利的。气象卫星星载行波管放大器 (TWTA) 中的 EPC(Electronic Power Conditioner) 由三个工作在不同开关频率下的开关电源: 预稳压电源、主逆变电源和阳极逆变电源构成, 并且主逆变电源和阳极逆变电源通过共用直流母线与预稳压电源相连。EPC 的电路结构不仅产生了基本谐波, 还由于直流母线的耦合产生了基本谐波的交叉组合和传输<sup>[1]</sup>。这些谐波对由 EPC 和 TWT 构成的星载 TWTA 的工作产生了严重的影响<sup>[2]</sup>, 因此对这些谐波的研究对于提高 TWTA 的可靠性是有意义的。在给定的系统条件下, 调制分析方法用于对这些谐波的研究<sup>[3,4]</sup>, 取得了较为满意的结果。本文运用调制理论<sup>[5]</sup>对 EPC 的谐波的成因、频谱的计算进行了探讨, 并将其应用到 EPC 的谐波抑制设计中去。

### 2 EPC 谐波分析

在对 EPC 谐波的分析中, 假设所有元件为理想元件 (即忽略分布参数和漏感所引起的高频杂波), 后两级开关电源的输出阻抗为零, 且所有开关电源都工作在电流连续模式下, 这样得到 EPC 谐波分析模型如图 1 所示。

图 1 中,  $M_0$ (Boost) 构成 EPC 预稳压级, 将进线电源  $U_E$ ,  $I_E$  变换为内阻为  $R_0$  的直流母线电压源  $U_{dc}$ ,  $I_{dc}$  为母线电流,  $U'_{dc}$  为母线电压;  $M_1$  和  $M_2$ (正激推挽) 构成主逆变电源

<sup>1</sup> 2002-07-25 收到, 2002-11-05 改回  
中国科学院知识创新工程项目资助课题

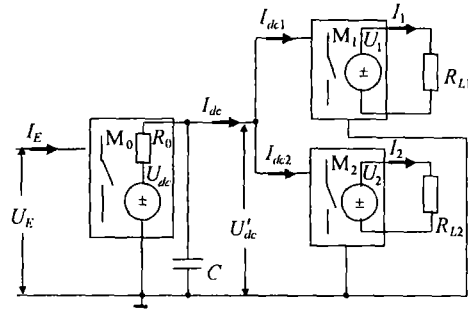


图 1 EPC 谐波调制模型框图

和阳极逆变电源, 由  $U'_{dc}$  母线供电, 其对应的输入电流为  $I_{dc1}$  和  $I_{dc2}$ ; 输出电压、电流分别为  $U_1, I_1, U_2, I_2$ ;  $R_{L1}$  和  $R_{L2}$  为其负载。

由调制理论, 若一个 PWM(Pulse Width Modulation) 开关电源的输入、输出分别为  $U_i, I_i$  和  $U_o, I_o$  时, 其输入输出关系可由下式表示:

$$U_o = M_v U_i, \quad I_i = M_i I_o \quad (1)$$

其中  $M_v$  为电压调制方程,  $M_i$  为电流调制方程。在单极性输入输出、连续模式、占空比为  $d$  和频率为  $\omega$  的 PWM 情况下,  $M_v$  和  $M_i$  可以表示为 Fourier 展开式:

$$\left. \begin{aligned} M_v &= Ad + \sum_{n=1}^{\infty} 2A \frac{\sin(dn\pi)}{n\pi} \cos(n\omega t) \\ M_i &= Bd + \sum_{n=1}^{\infty} 2B \frac{\sin(dn\pi)}{(n\pi)^2} \cos(n\omega t) \text{ 或 } M_i = B \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中  $A$  为电压增益,  $B$  为电流增益。根据 EPC 谐波分析模型和 (1) 式得到 EPC 预稳压级调制表达式:

$$U_{dc} = M_{v0} U_E, \quad I_E = M_{i0} I_{dc} \quad (3)$$

主逆变电源调制表达式:

$$U_1 = M_{v1} U'_{dc}, \quad I_{dc1} = M_{i1} I_1, \quad I_1 = U_1 / R_{L1} \quad (4)$$

阳极逆变电源调制表达式:

$$U_2 = M_{v2} U'_{dc}, \quad I_{dc2} = M_{i2} I_2, \quad I_2 = U_2 / R_{L2} \quad (5)$$

耦合表达式:

$$I_{dc} = I_{dc1} + I_{dc2}, \quad U_{dc} = U'_{dc} + I_{dc} R_0 \quad (6)$$

式 (3)~(6) 描述了 EPC 的谐波行为, 解式 (2)~(6) 可以得到相应电量的表达式:

$$\left. \begin{aligned} U'_{dc} &= \frac{U_{dc}}{1 + (M_{i1} M_{v1} R_0) / R_{L1} + (M_{i2} M_{v2} R_0) / R_{L2}} \\ U_1 &= M_{v1} U'_{dc} \\ U_2 &= M_{v2} U'_{dc} \\ I_E &= M_{i0} [(M_{i1} M_{v1}) / R_{L1} + (M_{i2} M_{v2}) / R_{L2}] U'_{dc} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned}
 M_{v0} &= A_0 d_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2A_0 \frac{\sin(d_0 n \pi)}{n \pi} \cos(n \omega_0 t) \\
 M_{i0} &= B_0 d_0 + \sum_{n=1}^{\infty} 2B_0 \frac{\sin(d_0 n \pi)}{(n \pi)^2} \cos(n \omega_0 t) \\
 M_{v1} &= A_1 d_1 + \sum_{n=1}^{\infty} 2A_1 \frac{\sin(d_1 n \pi)}{n \pi} \cos(n \omega_1 t) \\
 M_{i1} &= B_1 \\
 M_{v2} &= A_2 d_2 + \sum_{n=1}^{\infty} 2A_2 \frac{\sin(d_2 n \pi)}{n \pi} \cos(n \omega_2 t) \\
 M_{i2} &= B_2
 \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式 (7) 中,  $M_{i0}$  为预稳压电源电流调制方程,  $M_{v1}$  和  $M_{i1}$  分别为主逆变电源的电压、电流调制方程,  $M_{v2}$  和  $M_{i2}$  为阳极逆变电源的电压、电流调制方程. 式 (8) 中,  $A_0, B_0, A_1, B_1, A_2, B_2$  为各自的电压、电流增益;  $d_0, \omega_0, d_1, \omega_1, d_2, \omega_2$  为各自的占空比和开关角频率.

式 (7) 清楚地说明了 EPC 的谐波的产生和相互调制——开关电源产生各自开关角频率的谐波 ( $\omega_0, \omega_1$  和  $\omega_2$  各自的倍频), 同时通过直流母线 ( $U_{dc}, R_0$ ) 的耦合产生谐波间的相互调制而出现新的频率成份 ( $\omega_0, \omega_1$  和  $\omega_2$  之间的组合); 调制谐波不仅出现在 EPC 的输出 ( $U_1, U_2$ ) 上, 其供电电源 ( $I_E$ ) 也受到调制谐波的影响, 这些谐波对其他设备形成了传导电磁干扰 (EMI).

在 EPC 的实际工作中, 阳极电压  $U_2$  的谐波对 TWTA 的输出频谱有很大的影响<sup>[1]</sup>. 这里以阳极电压  $U_2$  为例利用式 (7) 对其谐波进行计算分析, 计算由 Matlab 完成并将谐波谱线的幅值用相对数值  $P_i/P_{MAX}$  表示,  $P_i$  为第  $i$  条谱线的幅值,  $P_{MAX}$  为谱线中的最大幅值. 图 2 反映了增益负载积的变化对阳极电压  $U_2$  的谐波频谱的影响,  $k_1 = A_1 B_1 R_0 / R_{L1}$ ,  $k_2 = A_2 B_2 R_0 / R_{L2}$  为增益负载积. 在图 2 中除了存在  $f_1$  和  $f_2$  及其整数倍频的谐波外, 还存在  $m f_1 \pm n f_2$  的谐波即调制谐波 ( $m, n$  为正整数); 当增益负载积  $k$  由大变小时,  $U_2$  的调制谐波幅值也减小, 谐波谱变为本级的谐波谱. 图 2(a) 的计算条件为  $d_1 = 0.8, f_1 = 25\text{kHz}, k_1 = 9, d_2 = 0.8, f_2 = 40\text{kHz}, k_2 = 3; n = 16$ . 图 2(b) 的计算条件为  $d_1 = 0.8, f_1 = 25\text{kHz}, k_1 = 1; d_2 = 0.8, f_2 = 40\text{kHz}, k_2 = 1, n = 16$ . 图 3 反映了占空比对  $U_2$  的谐波频谱的影响, 既占空比的变化会改变谐波谱线的幅值, 适当的选取占空比的值可以降低谐波的影响. 图 3(a) 的计算条件为  $d_1 = 0.8, f_1 = 25\text{kHz}, k_1 = 9, d_2 = 0.8, f_2 = 40\text{kHz}, k_2 = 3; n = 16$ . 图 3(b) 的计算条件为  $d_1 = 0.5, f_1 = 25\text{kHz}, k_1 = 9, d_2 = 0.7, f_2 = 40\text{kHz}, k_2 = 3; n = 16$ .

图 4 及图 5 给出某气象卫星 EPC 实测阳极电压  $U_2$ 、母线电流  $I_E$  的谐波频谱与用式 (7) 计算出的谐波频谱比较图, 测量仪器为 Agilent E4402B 频谱仪, 计算同样由 Matlab 完成并将谐波谱线的幅值用相对数值表示, 计算条件和实测条件相同. 在图 4(a) 和图 5(a) 中的实测谱线中出现了本级开关频率的谐波和所预测的调制谐波, 且图 4(b) 和图 5(b) 中所计算出的谱线位置与实际测量的谱线位置一一对映, 证明理论计算所预测的谐波谱线分布与实际测量相符合. 理想条件下得出的谐波的幅值与实际有差别, 说明了 EPC 电路的分布参数对谐波还是有较为明显的影响, 但谐波幅值的变化规律还是可预测的. 图 4 和图 5 是在一定的电路参数下得到的, 在其它电路参数下得到的实验结论是相同的.

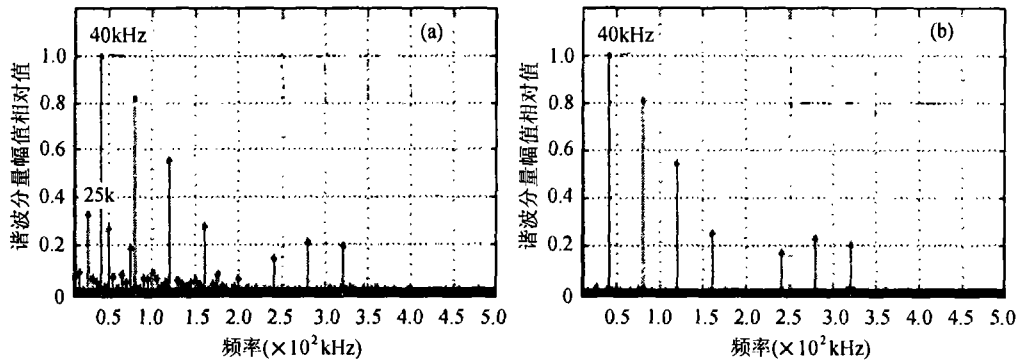


图 2  $U_2$  谐波谱随负载增益积变化图

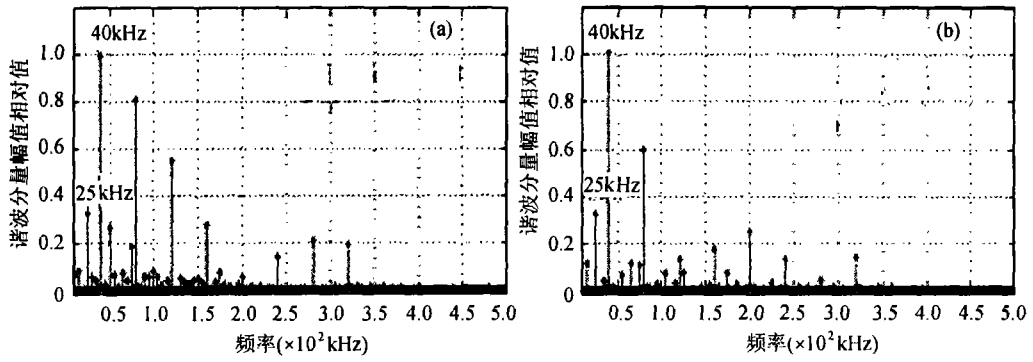


图 3  $U_2$  谐波谱随占空比变化图

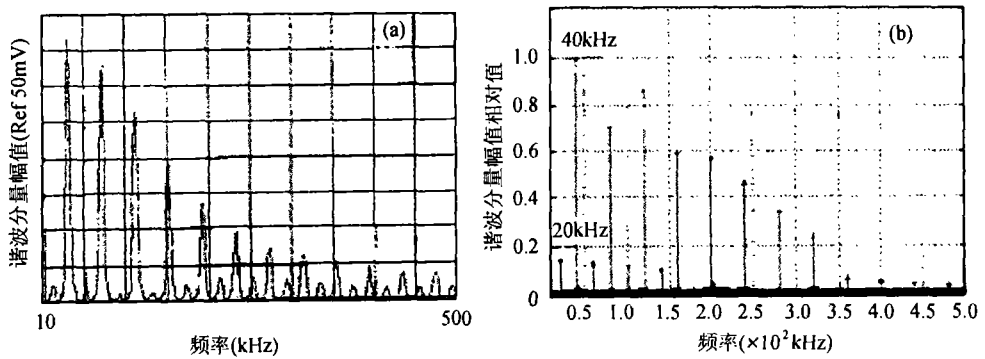


图 4 某气象卫星 EPC 阳极电压  $U_2$  谐波谱线实测图和理论计算图

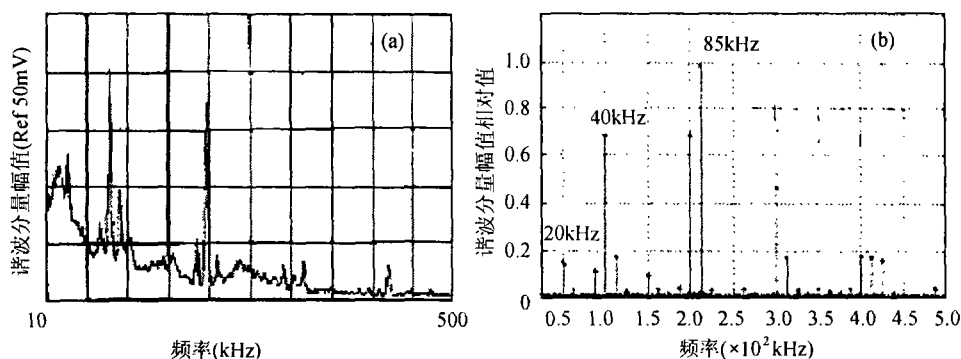


图5 某气象卫星 EPC 母线电流  $I_E$  实测和理论计算谐波谱图

### 3 结论

我们提出了用调制理论对 EPC 谐波进行分析的方法, 试验证明这种方法是正确的和有效的。(7) 式揭示了 EPC 各级谐波具有复杂的关系: EPC 各级输出的谐波不仅包含了本级开关频率的谐波, 也包含其它级的开关频率的谐波和新的谐波——即调制谐波; 谐波的幅值既与增益有关, 也与占空比和负载有关, 即当开关电源改变占空比而适应负载的变化时, 谐波幅值也随之变化但分布不变, 选择适当的占空比和负载变化范围可以降低谐波的影响; EPC 输入滤波器的设计要考虑的调制谐波的影响; 应该尽量减少预稳压级的输出电阻、增加母线的面积和级与级之间加电感以减小耦合。在 EPC 的实际设计中应用这些结论为抑制 EPC 的谐波、提高 EPC 工作的可靠性提供了依据, 实际效果令人满意<sup>[2]</sup>。

### 参 考 文 献

- [1] Larsen E V, Baker D H, McIver J C. Low order harmonic interaction on a.c./d.c. schemes. *IEEE Trans. on Power Delivery*, 1989, 4(1): 438-450.
- [2] 程煜烽, 王兆申. 星载行波管放大器杂波谱抑制的研究. *电子与信息学报*, 2002, 24(1): 103-107.
- [3] Sakui M, Fujita H, Shioya M. A method for calculating harmonic current of a three phase bridge uncontrolled rectifier with d.c. filter. *IEEE Trans. on Indus. Electron.*, 1989, 36(3): 434-440.
- [4] Lihua Hu, Robert Yacamini. Harmonic transfer through converters and HVDC links. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1992, 7(3): 514-525.
- [5] Rasgid M H, Maswood A I. Analysis of three phase a.c./d.c. converter under unbalance supply conditions. *IEEE Trans. on Industrial Applications*, 1988, IA-24(3): 449-455.

刘红民: 男, 1964 年生, 博士生, 从事空间行波管放大器可靠性先进技术研究方面的工作。  
 张 锐: 男, 1958 年生, 副研究员, 博士, 从事空间行波管放大器可靠性先进技术研究方面的工作。  
 阴和俊: 男, 1963 年生, 研究员, 博士生导师, 所长, 从事电磁场方面的研究工作。