

电力机车负荷的谐波模型研究

刘宝仁 周 勇

(电机系)

提 要

电力机车是电力系统的重要谐波源之一。本文结合电力机车的牵引特性和电气参数,着重分析了机车电路的电流变化规律,从而建立了谐波模型,并且给出了实用计算方法。

关键词: 谐波; 电力机车

铁路运输采用电力牵引已定为国策。随着铁道电气化事业的迅速发展,它作为重要的谐波源,在电力系统谐波组成中不对称谐波的含量将日益增大,给电力系统及用户的正常运行带来危害。同三相对称谐波源相比,对电力机车引起谐波的计算分析还不够准确实用,其原因有二,一是对电力机车谐波的计算分析没有注意从机车的机械牵引特性出发来分析其电气特性;二是对电力机车的电路参数没有给予足够重视,没有找出准确的参数和数据以便进行实用计算。本文力图克服这些不足,进而确定出电力机车产生谐波的数学模型,求得各种工况下的谐波含量,为不对称谐波潮流计算提供实用数据。韶山—1型电力机车是我国稳定生产的系列型式,我们首先对它分析。

一、电力机车运行工况与牵引特性

在电气化铁道上的机车运行工况由其牵引特性与阻力特性决定,两者将平衡于某一确定的运行状态,根据运行的要求,不断地调节牵引力,从而控制机车的速度。机车牵引力来自六台牵引电机,牵引特性就是牵引力 F 与机车运行速度 V 间的函数关系,随着电机上直流电压的提高,机车牵引力和速度随之加大。其特性如图1中实线族所示。

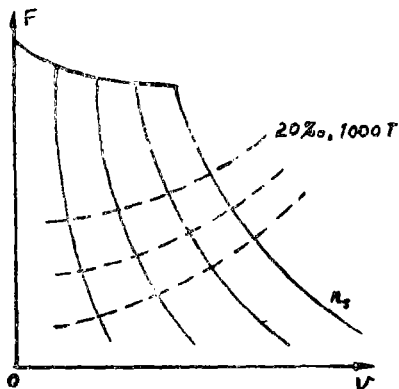


图 1

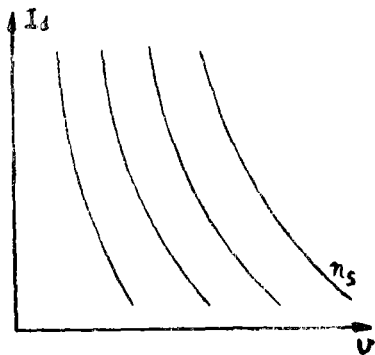


图 2

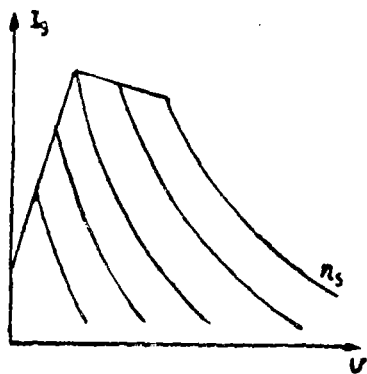


图 3

机车阻力与列车装载量(牵引定数)以及各种摩擦阻力、风阻等因素有关,且为运行速度的函数。铁道坡度越大,其阻力越大,其特性如图1中虚线族所示。阻力特性与各级位下的牵引特性的交点,即表示稳定运行点,由该点即可确定机车速度 V 、所需的牵引力 F 和机车运行级位 n_s (即机车整流变压器次级抽头位置)。

确定了机械参数(V 、 F 和 n_s)之后,可进而确定机车的电气量。首先从机车的速度特性(即各级位下的机车速度 V 与牵引电机电枢电流 I_d 的关系曲线,如图2所示)确定牵引电机电枢电流 I_d 。

最后,根据前面确定的机车运行级位和速度,由供电电流特性(即各级位下的机车速度 V 与机车供电电流 I_g 的关系曲线,如图3所示)确定对应的机车供电电流 I_g 。

为了解决我们的问题,归结起来应有机车牵引特性、阻力特性、设计运行速度、机车的速度特性和供电电流特性等,而这些特性均已在“列车牵引计算规程”中给出。根据这些特性,即可确定出机车在某一工况下的机械参数和电气参数。

二、电力机车整流电路电流波形分析

韶山-1型电力机车整流电路为中抽式单相全波整流电路,其原理接线如图4所示。图中 T 为中抽式整流变压器,其原边一端经受电弓接25KV(u_1)接触牵引网,另一端经钢轨接地, D_1 、 D_2 为硅整流器组, M 为机车牵引电机,由六台串激式脉流电动机并联组成, SR 为平波电抗器,由两台带有铁芯的电感线圈并联组成。

1、整流电压与电流的波形

首先认为图4为正运行的电路。设电源电压为正半周时, a 端为正,当次级电压 u_{12} 稍高于全电路的反电势时,整流器 D_1 导通,在此期间 D_2 因受反向电压而截止。当电源电压为负半周时, D_2 导通, D_1 截止。在负载电路中如果电感 L 为零,则只有 u_{12} 大于牵引电机反电势 E_m 时整流器 D_1 才导通,而当 u_{12} 小于 E_m 时, D_1 又截止,这时电机中的电流 i_d 就会出现间断。为克服这种现象,在整流回路中加装了平波电抗器 SR ,它在 i_d 增加时产生与 E_m 同方向的感应电抗势 u_{SR} ,力图阻止 i_d 的增加,当 i_d 减小时又产生与 E_m 反方向的感应电势 u_{SR} ,力图阻止 i_d 减小。适当选取 SR 的电感量,即可使电机电流 i_d 连续。图5是我们在模拟实验中通过示波器看到的电流电压波形。

由图5可见, D_1 在 $\omega t = 0 \sim \pi$ 时导通, D_2 在 $\omega t = \pi \sim 2\pi$ 时导通,起始导通角为零,此时直流电压 u_d 为

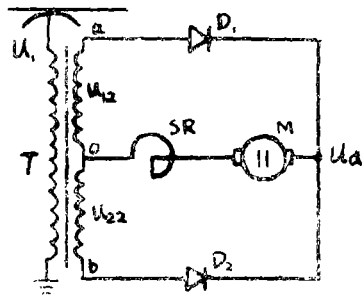


图4

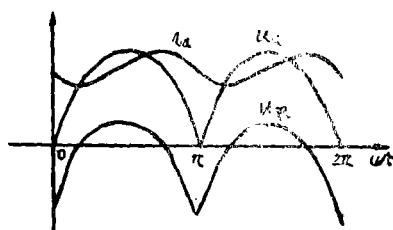


图5

$$u_d = \frac{2}{\pi} u_{2m} = 0.9 u_2$$

u_{2m} 和 u_2 分别为整流变压器次级电压幅值和有效值。

必须指出,在前面的分析中,我们忽略了整流变压器的漏抗。实际情况应该如图6所示。

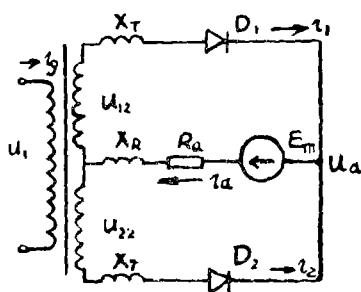


图6

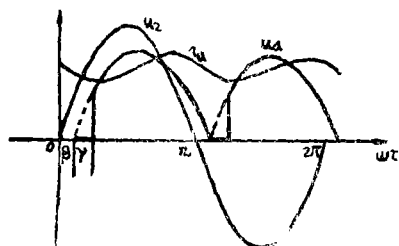


图7

X_T 为整流变压器漏抗,为了计算方便,将平波电抗器和牵引电机的电感合并为 X_R ,将全电路的电阻用 R_a 表示,牵引电机则用一反电势 E_m 表示。计及 X_T 后的电压电流波形如图7所示。从而可见 X_T 的影响表现在以下三个方面:

(1)使 D_1 (或 D_2)开始导通的时间比电压过零点稍微滞后一个小角度 β (延迟换相角)。

$$\beta = \arcsin \left(\frac{E X_T}{u_m X_R} \right)$$

(2)使 D_1 、 D_2 间的换相不是立即完成,而是经历一段时间,与其对应的角度我们用换相重叠角 γ 表示。

$$\gamma = \arccos \left(1 - \frac{\sqrt{2} X_T}{u_2} I_d \right)$$

(3)使直流电压 u_d 下降。

$$u_d = 0.9 u_2 - \frac{2}{\pi} X_T I_d$$

2、电流波形的数学表达式

设交流电压为正弦波,即

$$u_{12} = \sqrt{2} u_2 \sin \omega t$$

$$u_{22} = -\sqrt{2} u_2 \sin \omega t$$

这里我们仅计算一个周期(即 $\beta \leq \omega t \leq 2\pi + \beta$)的情况。

(1) 换相期间的 i_1 和 i_2

在这个时期, D_1 、 D_2 均处于导通状态, 根据图 6 所示的等值电路, 可建立如下方程:

$$\begin{cases} u_{12} - R_T i_1 - L_T \frac{di_1}{dt} - R_d i_d - L_R \frac{di_d}{dt} - E_m = 0 \\ u_{22} - R_T i_2 - L_T \frac{di_2}{dt} - R_d i_d - L_R \frac{di_d}{dt} - E_m = 0 \\ i_1 + i_2 = i_d \end{cases} \quad (1)$$

上式中 R_T 为整流变压器绕组电阻, $L_T = \frac{X_T}{\omega}$, $R_d = R_a - R_T$, $L_R = \frac{X_R}{\omega}$,

$E_m = u_d - I_d R_i / 6$, R_i 为每台牵引电机的等效电阻。

实际上, u_d 和 I_d 均有脉动分量, 所以还要考虑电机电感 L_i 的作用, 因此(1)式可写成:

$$\begin{cases} u_{12} - R_T i_1 - L_T \frac{di_1}{dt} - R_0 i_d - L_0 \frac{di_d}{dt} - u_d = 0 \\ u_{22} - R_T i_2 - L_T \frac{di_2}{dt} - R_0 i_d - L_0 \frac{di_d}{dt} - u_d = 0 \\ i_1 + i_2 = i_d \end{cases} \quad (2)$$

上式中 $R_0 = R_a - R_T - R_i / 6$, $L_0 = L_R - L_i / 6$

由(2)解得:

$$\begin{cases} i_1 = \frac{\sqrt{2}u_2}{Z_T} \sin(\omega t - \varphi_T) + C_1 e^{-\frac{\omega t}{\tan \varphi}} + C_2 e^{-\frac{\omega t}{\tan \varphi_T}} - \frac{u_d}{R} \\ i_2 = -\frac{\sqrt{2}u_2}{Z_T} \sin(\omega t - \varphi_T) + C_1 e^{-\frac{\omega t}{\tan \varphi}} - C_2 e^{-\frac{\omega t}{\tan \varphi_T}} - \frac{u_d}{R} \\ i_d = 2C_1 e^{-\frac{\omega t}{\tan \varphi}} - \frac{2u_d}{R} \end{cases} \quad (3)$$

上式中 $R = R_T + 2R_0$, $L = L_T + 2L_0$, $\tan \varphi = \frac{\omega L}{R}$, Z_T 、 φ_T 分别为变压器的基波阻抗和阻抗

角。

(3)式的物理意义是很明显的。在换相期间, 整流电压为零, i_d 中不存在电源强制分量, 只有自由分量和反电势($E_m \sim u_d$)引起的电流。

根据前面的分析可以确定换相期间的边界条件, 进而求得积分常数, 代入(3)式, 即可求得相应的电流 i_1 和 i_2 。

在第一个换相期, 即 $\beta \leq \omega t \leq \beta + \gamma$ 时, 有下列边界条件:

$$\omega t = \beta \text{ 时, } i_1 = 0$$

$$\omega t = \beta + \gamma \text{ 时, } i_2 = 0$$

代入 (3) 式可得:

$$C_{11}' = \frac{\frac{u_d}{R} (e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi_T}} + 1) - \frac{\sqrt{2}u_2}{Z_T} [e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi_T}} \sin(\beta - \varphi_T) - \sin(\beta + \gamma - \varphi_T)]}{e^{-\frac{\beta}{\tan \varphi}} (e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi}} + e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi_T}})}$$

$$C_{21}' = \frac{\frac{u_d}{R} (e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi}} - 1) - \frac{\sqrt{2}u_2}{Z_T} [e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi}} \sin(\beta - \varphi_T) + \sin(\beta + \gamma - \varphi_T)]}{e^{-\frac{\beta}{\tan \varphi_T}} (e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi}} + e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi_T}})}$$

在第二个换相期, 即 $\pi + \beta \leq \omega t \leq \pi + \beta + \gamma$ 时, 有下列边界条件:

$$\omega t = \pi + \beta \text{ 时, } i_2 = 0$$

$$\omega t = \pi + \beta + \gamma \text{ 时, } i_1 = 0$$

代入 (3) 式可得:

$$C''_{11} = \frac{\frac{u_d}{R} (1 + e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi_T}}) - \frac{\sqrt{2}u_2}{Z_T} [\sin(\pi + \beta + \gamma - \varphi_T) - e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi_T}} \sin(\pi + \beta - \varphi_T)]}{e^{-\frac{\pi + \beta}{\tan \varphi}} (e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi}} + e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi_T}})}$$

$$C''_{21} = \frac{\frac{u_d}{R} (1 - e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi}}) - \frac{\sqrt{2}u_2}{Z_T} [\sin(\pi + \beta + \gamma - \varphi_T) + e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi}} \sin(\pi + \beta - \varphi_T)]}{e^{-\frac{\pi + \beta}{\tan \varphi_T}} (e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi}} + e^{-\frac{\gamma}{\tan \varphi_T}})}$$

(2) 导通期的 i_1 和 i_2

在第一个导通期, 即 $\beta + \gamma \leq \omega t \leq \pi + \beta$ 时, D_2 截止, 所以 $i_2 = 0$, D_1 导通, 根据图 6 可知 $i_1 = i_d$, 而且有下列方程:

$$u_{L2} - R i_1 - L \frac{di_1}{dt} - u_d = 0 \quad (4)$$

式中 $R_b = R_a - R_i/6$, $L_b = L_R + L_c - L_i/6$

由 (4) 解得

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}u_2}{Z_b} \sin(\omega t - \varphi_b) + C_3 e^{-\frac{\omega t}{\tan \varphi_b}} - \frac{u_d}{R_b} \quad (5)$$

式中 $Z_b = \sqrt{R_b^2 + (\omega L_b)^2}$, $\tan \varphi_b = \frac{\omega L_b}{R_b}$ 。

这时电路的边界条件为

$$\omega t = \beta + \gamma \text{ 时, } i_d = i_1 = 2C'_1 e^{-\frac{\beta + \gamma}{\tan \varphi}} - \frac{2u_d}{R}$$

代入 (5) 式可得

$$C_3 = e^{\frac{\beta + \gamma}{\tan \varphi_b}} \left[2C'_1 e^{-\frac{\beta + \gamma}{\tan \varphi}} - u_d \left(\frac{2}{R} - \frac{1}{R_b} \right) - \frac{\sqrt{2}u_2}{Z_b} \sin(\beta + \gamma - \varphi_b) \right]$$

同理可求得在第二个导通期, 即 $\pi + \beta + \gamma \leq \omega t \leq 2\pi + \beta$ 时,

$$i_1 = 0$$

$$i_2 = -\frac{\sqrt{2}u_2}{Z_b} \sin(\omega t - \varphi_b) + C_4 e^{-\frac{\omega t}{\tan \varphi_b}} - \frac{u_d}{R_b} \quad (6)$$

$$C_4 = e^{\frac{\pi + \beta + \gamma}{\tan \varphi_b}} \left[2C''_1 e^{-\frac{\pi + \beta + \gamma}{\tan \varphi}} - u_b \left(\frac{2}{R} - \frac{1}{R_b} \right) + \frac{\sqrt{2}u_2}{Z_b} \sin(\pi + \beta + \gamma - \varphi_b) \right]$$

(5) 式和 (6) 式的物理意义也是很明显的, 在导通期, 电流中应包含交流分量和直流分量, 它们各自又分为强制分量和自由分量。

3、机车供电电流 i_g 的表达式

(3) 式、(5) 式和 (6) 式表明了机车整流回路电流的变化规律, 从而可推出整流变压器初级电流 (即电车供电电流) 的瞬时值 i_g 与 i_1 、 i_2 的关系为

$$i_g = (i_1 - i_2) / K_T \quad (7)$$

K_T 为整流变压器变比, 它与调速手柄位置 (即机车运行级位 n_s) 有关。

将 (3) 式、(5) 式和 (6) 式代入 (7) 式, 即可得到一个周期内 i_g 的表达式为

$$i_g = \begin{cases} \left[\frac{2\sqrt{2}u_2}{Z_T} \sin(\omega t - \varphi_T) + 2C_1' e^{-\frac{\omega t}{\operatorname{tg}\varphi_T}} \right] / K_T & (\beta \leq \omega t \leq \beta + \gamma) \quad (8) \\ \left[\frac{\sqrt{2}u_2}{Z_b} \sin(\omega t - \varphi_b) + C_3 e^{-\frac{\omega t}{\operatorname{tg}\varphi_b}} - \frac{u_d}{R_b} \right] / K_T & (\beta + \gamma \leq \omega t \leq \pi + \beta) \\ \left[\frac{2\sqrt{2}u_2}{Z_T} \sin(\omega t - \varphi_T) + 2C_1'' e^{-\frac{\omega t}{\operatorname{tg}\varphi_T}} \right] / K_T & (\pi + \beta \leq \omega t \leq \pi + \beta + \gamma) \\ \left[\frac{\sqrt{2}u_2}{Z_b} \sin(\omega t - \varphi_b) - C_4 e^{-\frac{\omega t}{\operatorname{tg}\varphi_b}} + \frac{u_d}{R_b} \right] / K_T & (\pi + \beta + \gamma \leq \omega t \leq 2\pi + \beta) \end{cases}$$

根据上式可画出 i_g 的波形如图8所示。

4、机车供电电流的简化模型

前面的计算较为麻烦，可以结合电路参数的具体情况和机车运行工况，在误差允许的范围内进行简化。

(1) 忽略延迟换相角 β

β 的计算公式，我们在前面已经给出。在实际电路中，由于 $E_m < u_m$ ， $X_T \ll X_R$ ，所以 β 的数值很小。

计算表明， β 通常在 2° 左右。因此， β 可以忽略不计，即换相是在电源电压过零时开始。

将 $\beta = 0$ 代入前面的公式，可得简化后的积分常数

$$C_1' = \frac{\frac{u_d}{R} (e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi_T}} + 1) + \frac{\sqrt{2}u_2}{Z_T} [e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi_T}} \sin\varphi_T + \sin(\gamma - \varphi_T)]}{e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi}} + e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi_T}}}$$

$$C_2' = \frac{\frac{u_d}{R} (e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi}} - 1) + \frac{\sqrt{2}u_2}{Z_T} [e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi_T}} \sin\varphi_T - \sin(\gamma - \varphi_T)]}{e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi}} + e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi_T}}}$$

$$C_1'' = \frac{\frac{u_d}{R} (1 + e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi_T}}) - \frac{\sqrt{2}u_2}{Z_T} [\sin(\pi + \gamma - \varphi_T) - e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi_T}} \sin(\pi - \varphi_T)]}{e^{-\frac{\pi}{\operatorname{tg}\varphi}} (e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi}} + e^{-\frac{\gamma}{\operatorname{tg}\varphi_T}})}$$

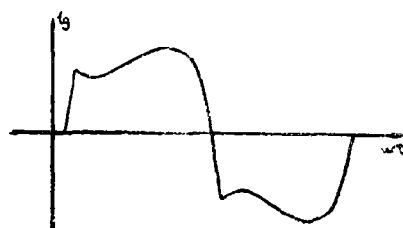


图 8

$$C_2'' = \frac{\frac{u_d}{R}(1 - e^{-\frac{\gamma}{\tan\varphi}}) - \frac{\sqrt{2}u_2}{Z_T}[\sin(\pi + \gamma - \varphi_T) + e^{-\frac{\gamma}{\tan\varphi}}\sin(\pi - \varphi_T)]}{e^{-\frac{\pi}{\tan\varphi}}(e^{-\frac{\gamma}{\tan\varphi}} + e^{-\frac{\gamma}{\tan\varphi_T}})}$$

$$C_3 = e^{\frac{\gamma}{\tan\varphi_b}}[2C_1'e^{-\frac{\gamma}{\tan\varphi}} - u_d(\frac{2}{R} - \frac{1}{R_b}) - \frac{\sqrt{2}u_2}{Z_b}\sin(\gamma - \varphi_b)]$$

$$C_4 = e^{\frac{\pi + \gamma}{\tan\varphi_b}}[2C_1''e^{-\frac{\pi + \gamma}{\tan\varphi}} - u_d(\frac{2}{R} - \frac{1}{R_b}) + \frac{\sqrt{2}u_2}{Z_b}\sin(\pi + \gamma - \varphi_b)]$$

将上面的积分常数代入(8)式,即可求得化简后的供电电流表达式。将图8所示的波形向前平移 β ,即可得到简化后的供电电流波形。

(2) 忽略换相角 γ

由前面的计算公式可知, γ 与牵引机电流 I_d 有关,当负荷较轻时, I_d 很小,此时换相角 γ 也很小,因此,在轻负荷时, γ 也可以忽略不计,即近似地认为换相是瞬时完成的。

忽略 β 和 γ 以后,根据前面的分析可知

$$i_k = \begin{cases} i_1/K_T & (0 \leq \omega t \leq \pi) \\ -i_2/K_T & (\pi \leq \omega t \leq 2\pi) \end{cases}$$

由于整流变压器付边绕组对称,故可推出

$$i_1|_{\omega t=0} = i_2|_{\omega t=\pi} \quad (9)$$

由于机车供电电流 i_k 是连续的,故可推出

$$\begin{cases} i_1|_{\omega t=0} = i_2|_{\omega t=0} \\ i_1|_{\omega t=\pi} = i_2|_{\omega t=\pi} \end{cases} \quad (10)$$

综合(9)式和(10)式,可得这时的边界条件为

$$i_1|_{\omega t=0} = i_1|_{\omega t=\pi} \quad (11)$$

$$\text{同理 } i_2|_{\omega t=\pi} = i_2|_{\omega t=2\pi} \quad (12)$$

将(11)式代入(5)中求得 C_3 ,将(12)式代入(6)中求得 C_4 ,从而可确定这时供电电流的表达式为

$$i_k = \begin{cases} [\frac{\sqrt{2}u_2}{Z_b}\sin(\omega t - \varphi_b) + \frac{2\sqrt{2}u_2\sin\varphi_b}{Z_b(1 - e^{-\frac{\pi}{\tan\varphi_b}})}e^{-\frac{\omega t}{\tan\varphi_b}} - \frac{u_d}{R_b}]/K_T & (0 \leq \omega t \leq \pi) \\ [\frac{\sqrt{2}u_2}{Z_b}\sin(\omega t - \varphi_b) - \frac{2\sqrt{2}u_2\sin\varphi_b}{Z_b(1 - e^{-\frac{\pi}{\tan\varphi_b}})}e^{-\frac{\omega t + \pi}{\tan\varphi_b}} + \frac{u_d}{R_b}]/K_T & (\pi \leq \omega t \leq 2\pi) \end{cases}$$

这时供电电流 i_s 的波形如图9所示。

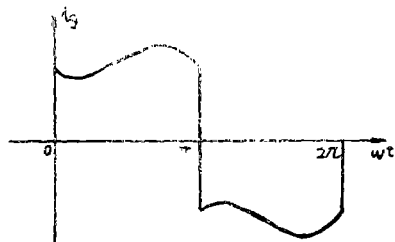


图 9

三、机车供电电流的谐波分析

1、电路参数的确定

根据设备技术数据，即可计算出各自的电阻 R 和电抗 X 。

(1) 电阻

变压器电阻： $R_T = 0.0138 \Omega$

整流器组电阻： $R_Z = 0.005 \Omega$

平波电抗器： $R_{SR} = 0.0168/2 = 0.0084$ (两台并联)

电机电阻：这里计算的是交流回路参数，脉动电流大部分通过磁分路电阻(0.68Ω)，因此，每台电机的等效电阻 $R_i = 0.68 + 0.09 = 0.77 \Omega$ 。

(2) 电抗

变压器电抗： $X_T = 0.11 \Omega$ (付边绕组全接入)。因电感与匝数平方成正比，运行级位变化引起电抗的变化规律如图10所示 (图中电抗为标么值)，因此，对于 X_T 应根据不同的级位进行修正。

电机电抗： $X_i = 0.39 \Omega$ (单台)

平波电抗器电抗 X_{SR} 随电流的变化规律如图11所示，这里有强直流励磁时的动态值，在一定电流范围内将其线性化是允许的。线性化后

$$X_{SR} = 1.5 - 3.27 \times 10^{-4} I_d$$

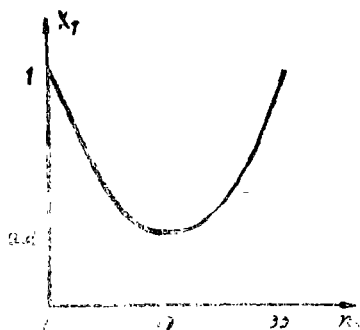


图 10

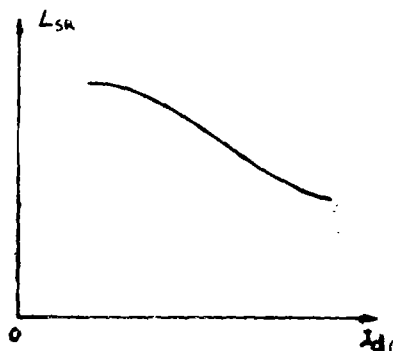


图 11

根据上面的计算，即可确定所需的电阻和电抗以及相应的阻抗角。

2、计算实例

由图8、图9可以看出, i_g 的波形具有 $f(\omega t) = -f(\omega t + \pi)$ 的性质, 因此, i_g 中只含有奇次谐波。对(8)式进行付氏分解可得

$$i_g = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t) \quad (13)$$

$$\text{或} \quad i_g = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (n=1, 3, 5, \dots) \quad (14)$$

(13) 式中的 a_n 、 b_n 为付氏分解系数, 将(8)式代入相应的公式, 即可求得。求得 a_n 、 b_n 以后, 即可求得 i_g 中的各次谐波电流。

$$(1) \text{ 各次谐波电流有效值: } I_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} / \sqrt{2}$$

$$(2) \text{ 各次谐波电流初相角: } \varphi_n = \tan^{-1} \frac{b_n}{a_n}$$

$$(3) \text{ 各次谐波电流含有率: } C_n = \frac{I_n}{I_1} \times 100\%$$

$$(4) \text{ 机车供电电流总畸变率: } Q_n = \frac{\sqrt{\sum_{n=3}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \times 100\%$$

我们根据前面的数学模型, 针对机车的不同工况进行了计算(不计 β , 计及 γ)。现举例如下(牵引网电压 $u_1 = 25\text{ kV}$):

(1) 级位 $n_s = 29$ 时, 计算对应于不同速度的各次谐波电流含有率。根据计算结果绘制的关系曲线如图12所示。

(2) 速度 $V = 50\text{ km/h}$ 时, 计算对应于不同级位的供电电流总畸变率。根据计算结果画出的方块图如图13所示。

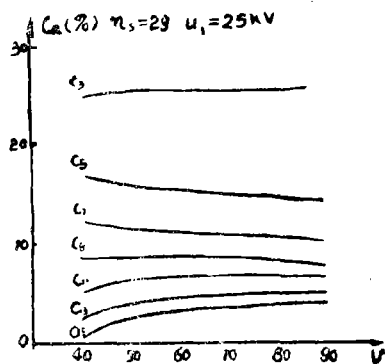


图12

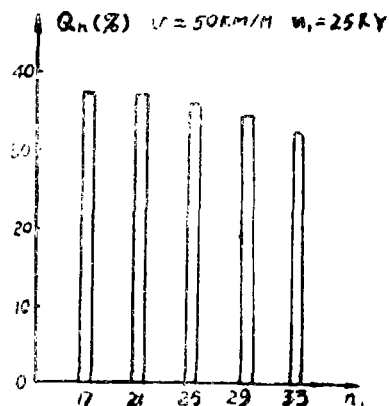


图13

四、结 论

(1) 机车的运行工况由其机械牵引特性决定。只有机车的运行工况确定后, 才能唯一确定其谐波电流的组成。

(2) β 可以忽略不计。由于机车通常都在较高级位运行, I_d 较大, 所以计算时 应该计及 γ 的影响。这一点在模拟实验中已得到验证。

(3) 按照 (8) 式算出的谐波电流与实测值很 接 近, 见 表 1 (牵 引 网 电 压 $u_1 = 26.02\text{KV}$)。

表 1 各次谐波电流含有率的计算值和实测值

$u_1 = 26.02\text{KV}$, $I_g = 170\text{安}$, $n_s = 29$, $V = 46\text{公里/小时}$

谐波电流	I_3	I_5	I_7	I_9	I_{11}	I_{13}	I_{15}	I_{17}
计算值 (%)	21.68	11.54	7.61	5.06	2.94	1.45	0.77	0.76
实测值 (%)	19.0	9.07	5.18	3.59	2.27	2.3	2.35	2.04

(4) 级位一定时, 各次谐波电流含有率变化不大, 可取其平均值作为有关计算的依据。

(5) 速度一定时, 随着级位的提高, 供电电流总畸变率有下降的趋势。

参 考 文 献

- (1) 上海铁道学院等校合编 《电传动机车控制》, 中国铁道出版社 1980年
- (2) 西安交通大学 黄俊 《半导体变流技术》, 机械工业出版社 1986年
- (3) 吕润余 “电气铁路电力机车牵引负荷的谐波分析” 《山西电力技术》 82年第3期
- (4) 连级三 “电传动机车控制系统(2)” 《机车电传动》 86年第4期
- (5) 铁道部颁: 列车牵引计算规程 TB1407-82。

A RESEARCH FOR HARMONIC MODEL OF ELECT-RIFIED LOCOMOTIVE LOAD

Liu Bao Ren Zhou Yong

(DePartment of Electrical Engineering)

Abstract

Electrified Locomotive is one of the important harmonic source in the electric power system. A harmonic model of ss-1 electrified locomotive is presented in this paper. In the analysing of current, traction characterist of electrified locomotive and parameters of electrical equipments are considered. Finally, a practical method is obtained.

Key words: Harmonic; electric locomotive