

## CAPÍTULO V

### CONMUTACIÓN

#### 5-1. Razonamientos generales. Escala de chisporroteo

La conmutación representa un conjunto de fenómenos relacionados con la variación de la corriente en los conductores del devanado del inducido al pasar éstos por la zona donde se cortocircuitan por las escobillas colocadas en el colector.

La conmutación se considera buena cuando el proceso de variación de la corriente en las secciones no va acompañado del surgimiento de chispas entre las escobillas y el colector, y la superficie del colector queda limpia, sin deteriorarse durante el funcionamiento duradero de la máquina. Por el contrario, la conmutación se considera no satisfactoria si el proceso transcurre con la formación de chispas en las escobillas y un deterioro notable de la superficie del colector, que perturba el funcionamiento fiable de la máquina.

De acuerdo con el Standard de Estado de la URSS (TOCT 183—66) el chisporroteo en el colector se debe valorar por el grado de chisporroteo debajo del lado posterior de la escobilla por la escala de chisporroteo (clases de conmutación), expuesta en la tabla 5-1.

El grado de chisporroteo (clase de conmutación) de las máquinas de colector se debe indicar en los standards para los diferentes tipos de máquinas, y si no existen los standards, en las especificaciones técnicas para estas máquinas. Si el grado de chisporroteo de las máquinas de colector de corriente continua no está especificado, entonces en el régimen nominal de funcionamiento de la máquina debe ser no mayor de  $1\frac{1}{2}$ .

Cabe señalar, que la valoración del chisporroteo prevenida por el Standard 183—66, no se diferencia por su determinabilidad completa.

Una de las tareas principales del análisis de los procesos de conmutación es la aclaración de las causas de la formación de chispas entre las escobillas y el colector. El chisporroteo puede ser provocado por causas distintas por su naturaleza física, a saber: mecánicas y eléctricas. Las causas mecánicas están relacionadas con la imperfección geométrica de la fabricación del colector y del equipo de escobillas no sólo en estado de reposo, sino que sobre todo durante la rotación

Tabla 5-1

| Grado de chisporroteo (clase de conmutación) | Característica del grado de chisporroteo   | Estado del colector y las escobillas  |
|--|--|---|
| 1  | Ausencia de chisporroteo (conmutación oscura)  | Ausencia de ennegrecimiento en el colector y de costra en las escobillas  |
| $1\frac{1}{4}$                               | Chisporroteo puntual débil bajo una parte pequeña de la escobilla  |   |
| $1\frac{1}{2}$                               | Chisporroteo débil bajo la mayor parte de la escobilla   | Aparición de huellas de ennegrecimiento en el colector, que se eliminan fácilmente frotando la superficie del colector con gasolina, así como huellas de costra en las escobillas |
| 2  | Chisporroteo bajo todo el lado de la escobilla. Se admite sólo en los casos de golpes de corriente duración de la carga y sobre-carga  | Aparición de huellas de ennegrecimiento en el colector, que no se eliminan frotando la superficie del colector con gasolina, así como huellas de costra en las escobillas         |
| 3  | Chisporroteo considerable bajo todos los lados de la escobilla con presencia de desprendimiento de grandes chispas. Se admite sólo en los instantes de conexión directa (sin etapas de redistrito) o de inversión de las máquinas, si el colector y las escobillas siguen en estado útil para el funcionamiento ulterior | Ennegrecimiento considerable en el colector, que no se elimina con el frotamiento de la superficie del colector con gasolina, así como quemadura y destrucción de las escobillas  |

del colector a diferentes velocidades. A éstas se refieren: la forma elíptica del colector; los resaltes de algunas delgas, provocados por el calentamiento y las fuerzas centrífugas; el insuficiente equilibrio estático y dinámico del colector; el temblor y la vibración de las escobillas en el collar, etc. A las causas eléctricas se refieren: la elevación de la tensión entre las delgas por encima del límite admisible y, en una forma más grave, el surgimiento de fuego circular en el colector; elevadas tensiones y densidades de la corriente en el momento de ruptura del circuito entre la escobilla y la delga, y toda una serie de otras causas que serán aclaradas y formuladas más abajo.

La tarea más importante y difícil es el análisis de las causas eléctricas del chisporroteo, pero esta tarea puede ser planteada en esencia sólo cuando las causas provocadas por los factores mecánicos pueden considerarse eliminadas.

### 5-2. Esencia del proceso de conmutación

Por conmutación de las máquinas eléctricas de colector se comprende usualmente el conjunto de fenómenos relacionados con la conmutación de algunas secciones del devanado del inducido de unas ramas paralelas a otras al funcionar la máquina bajo carga.

La conmutación representa un fenómeno bastante complicado que depende de una gran cantidad de factores, por eso un análisis estricto y preciso de este fenómeno es extraordinariamente difícil. Debido a esto, en las teorías de conmutación existentes el análisis de los fenómenos se basa en una serie de admisiones bastante condicionales que permiten fundamentar cierta interpretación matemática del proceso de conmutación. La teoría más detalladamente elaborada es la así llamada teoría clásica de conmutación de E. Arnold, por eso, a pesar de las admisiones convencionales de ésta la mayoría de los autores la acepta hasta hoy día como teoría de partida para el análisis de los fenómenos de la conmutación.

La teoría clásica de conmutación comienza el examen del proceso por los casos más simples, y desarrollándolos y complicándolos gradualmente, llega al análisis de todo el conjunto de fenómenos, acompañando el análisis por el enfoque del aspecto experimental de la cuestión, que frecuentemente es el factor decisivo para la valoración de las condiciones de conmutación.

La teoría clásica de Arnold se basa en las siguientes admisiones:

1) Perfección mecánica completa del colector y las escobillas a cualesquiera velocidades de rotación.

2) Permanencia de la resistencia específica del contacto entre la escobilla y el colector y su independencia de la densidad de la corriente en el contacto y de la magnitud de la superficie de contacto.

### 5-3. Conmutación por resistencia sin consideración de las fuerzas electromotrices inducidas en la sección cortocircuitada

Para simplificar y facilitar el análisis del proceso de conmutación habitualmente se desprecia el grosor de la junta aislante entre las delgas y se supone primeramente que la anchura de la escobilla es igual a la anchura de la delga. Así pues, en el caso de arrollamiento imbricado simple la escobilla cortocircuita sólo una sección del devanado del inducido.

Empezaremos el análisis de la conmutación por el caso más simple, cuando se considera que la suma de las fuerzas electromotrices inducidas en la sección cortocircuitada es igual a cero. Esta suposi-

ción corresponde, por ejemplo, a la rotación extremadamente lenta del inducido o a la compensación total de toda la suma de fuerzas electromotrices ( $\Sigma e=0$ ) en el contorno de la sección cortocircuitada por la escobilla. En este caso la variación de las corrientes en la sección cortocircuitada del inducido se determina sólo por las resistencias de contacto entre la escobilla y las delgas, así como por las resistencias de las propias secciones y los eslabones de conexión entre las secciones del arrollamiento y el colector. Por esta razón, este caso lleva el nombre de *comutación por resistencia*.

Examinemos el proceso de comutación por resistencia en su forma más sencilla, cuando la resistencia del contacto de paso entre la escobilla y el colector es considerablemente mayor que las resistencias de la propia sección del arrollamiento y de los eslabones de conexión, y por esta razón las últimas resistencias pueden ser despreciadas; prácticamente esto tiene lugar cuando se emplean escobillas de carbón.

Establezcamos las designaciones siguientes:

- $b_e$  es la anchura de la escobilla;
- $l_e$ , la longitud de todas las escobillas en un perno portaescobillas;
- $t_c$ , división de colector;
- $v_c$ , la velocidad periférica del colector;
- $\beta$ , el recubrimiento relativo de las delgas por la escobilla, igual a  $b_e/t_c$ ;
- $I_e$ , la corriente que circula por el perno portaescobillas;
- $i_a$ , la corriente en las ramas paralelas del arrollamiento fuera de la zona de comutación;
- $i$ , la corriente en la sección cortocircuitada;
- $i_1, i_2$ , las corrientes en los eslabones entre el colector y el arrollamiento;
- $R_s$ , la resistencia de la sección cortocircuitada;
- $R_e$ , la resistencia de la capa transitoria de las escobillas;
- $r_1, r_2$ , las resistencias de contacto de los lados anterior y posterior de la escobilla;
- $\rho$ , la resistencia de los eslabones;
- $S_e$ , el área de contacto de toda la escobilla;
- $S_1, S_2$ , las áreas de contacto de los lados anterior y posterior de la escobilla;
- $\rho_e = R_e/S_e$ , la resistencia específica de la capa de contacto (de transición) de la escobilla;
- $j_1, j_2$ , las densidades de la corriente debajo de los lados anterior y posterior de la escobilla;
- $T$ , el tiempo total de comutación, que corresponde al tiempo en que la sección se encuentra cortocircuitada;
- $t$ , el tiempo transcurrido desde el comienzo de la comutación de la sección cortocircuitada;
- $u$ , el número de secciones del arrollamiento por la anchura de la ranura.

En la fig. 5-1 se representa la distribución de las corrientes durante la comutación de una sección para cinco posiciones consecutivas del inducido con devanado anular imbricado simple dentro de intervalo de tiempo igual a  $1/4T$ , en el caso más simple considerado de comutación por resistencia.

El cortocircuito de la sección 2 considerada comienza en el instante  $t=0$  y termina en el instante  $t=T$ . El camino recorrido por la junta aislante entre las delgas 2 y 3 en el instante  $t$  será igual a  $v_c t$ ; entonces, cuando  $t=T$ , el camino recorrido en el período completo de comutación es igual a la anchura de la escobilla  $b_e = v_c T$ . En los instantes considerados la escobilla recubre, por la anchura, los siguientes sectores de las delgas:

$$b_1 = v_c t \quad \text{y} \quad b_2 = v_c (T-t).$$

Las áreas de contacto de la escobilla con las delgas 2 y 3 serán:  $S_1 = b_1 l_e$ ,  $S_2 = b_2 l_e$ , y el área total de contacto  $S_e = b_e l_e$ , de donde

$$S_1 = S_e \frac{b_1}{b_e} = S_e \frac{t}{T}$$

y

$$S_2 = S_e \frac{b_2}{b_e} = S_e \frac{T-t}{T}.$$

Las resistencias de transición (de contacto) entre la escobilla y las delgas contiguas, si se tiene en cuenta que la resistencia de contacto es inversamente proporcional al área de contacto, son iguales a:

$$r_1 = R_e \frac{S_e}{S_1} = R_e \frac{T}{t}; \quad (5-1)$$

$$r_2 = R_e \frac{S_e}{S_2} = R_e \frac{T}{T-t}. \quad (5-2)$$

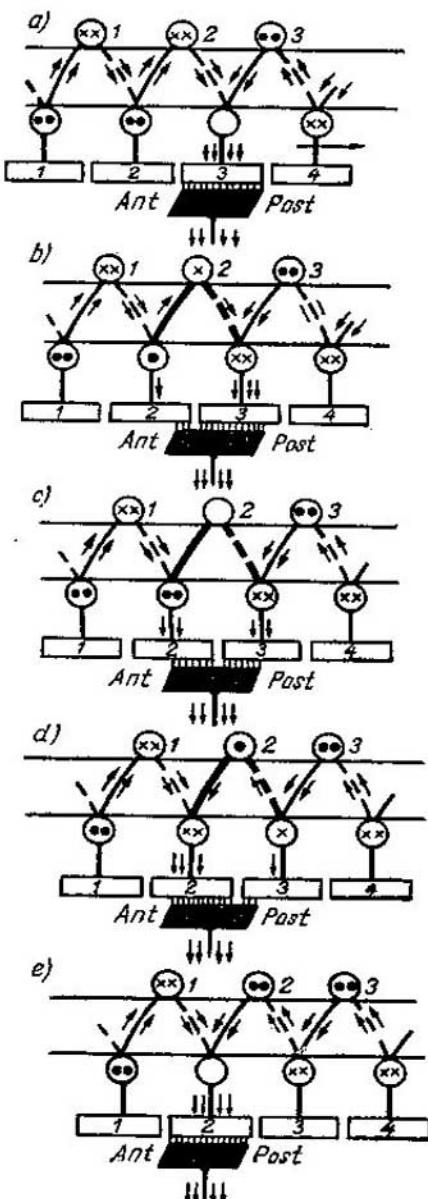


Fig. 5-1. Momentos consecutivos de comutación de la sección

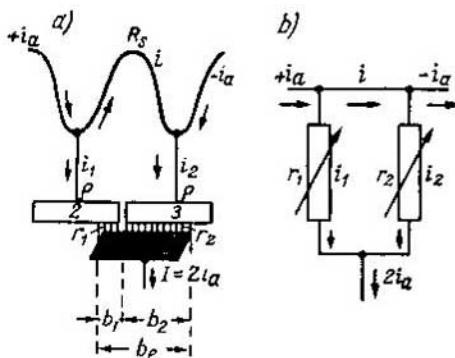


Fig. 5-2. Circuito cortocircuitado

Para las corrientes  $i_1$  e  $i_2$ , según la primera ley de Kirchhoff, de acuerdo con el esquema de la fig. 5-2 tenemos:

$$i_t = i_a - i; \quad (5-4)$$

$$i_2 = i_a + i. \quad (5-5)$$

Sustituyendo en la ecuación (5-3) los valores de las corrientes  $i_1$  e  $i_2$  de las ecuaciones (5-4) y (5-5) y los valores de las resistencias  $r_1$  y  $r_2$  de las ecuaciones (5-1) y (5-2), obtenemos para la corriente  $i$  la ecuación siguiente:

$$i = i_a \frac{r_1 - r_2}{r_1 + r_2} = i_a \left( 1 - 2 \frac{t}{T} \right). \quad (5-6)$$

La comutación correspondiente a la variación de la corriente de acuerdo con la ecuación (5-6) lleva el nombre de comutación rectilínea, puesto que la corriente en la sección cortocircuitada varía en función lineal del tiempo.

En los instantes  $t=0$ ,  $1/4 T$ ,  $1/2 T$ ,  $3/4 T$  y  $T$  la corriente  $i$  adquiere los valores  $+i_a$ ,  $+1/2 i_a$ ,  $0$ ,  $-1/2 i_a$  y  $-i_a$ . El diagrama de variación de la corriente  $i$  en la sección cortocircuitada de acuerdo con la ecuación (5-6) viene representado en la fig. 5-3.

La distribución de las corrientes en los esquemas de la fig. 5-1 para los cinco instantes consecutivos considerados, que se diferencian en  $1/4 T$ , corresponde a la ecuación (5-6) y a los valores de la corriente  $i$  en la sección cortocircuitada, obtenidos por esta ecuación.

Para el contorno en cortocircuito (fig. 5-2) compongamos la ecuación de acuerdo a la segunda ley de Kirchhoff: la suma de las fuerzas electromotrices en el contorno es igual a cero. Por esta razón, si suponemos que la resistencia de la sección y los eslabones son iguales a cero ( $R_s \approx 0$  y  $\rho \approx 0$ ), obtendremos:

$$\Sigma e = r_2 i_2 - r_1 i_1 = 0. \quad (5-3)$$

Para las corrientes  $i_1$  e  $i_2$ , según la primera ley de Kirchhoff,

$$i_t = i_a - i; \quad (5-4)$$

$$i_2 = i_a + i. \quad (5-5)$$

$$i = i_a \frac{r_1 - r_2}{r_1 + r_2} = i_a \left( 1 - 2 \frac{t}{T} \right). \quad (5-6)$$

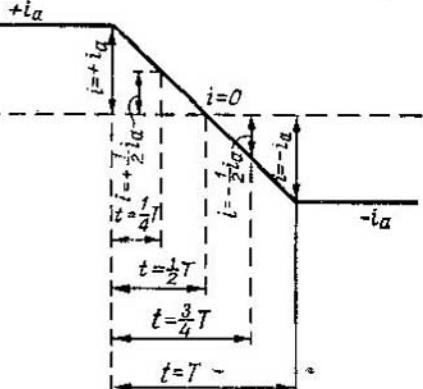


Fig. 5-3. Comutación rectilínea para  $R_s=0$  y  $\rho=0$

La densidad media de la corriente bajo la escobilla es

$$j_0 = 2i_a/S_e = I_c/S_e. \quad (5-7)$$

Para las densidades de la corriente en los sectores de la superficie de la escobilla, que recubren las delgas 2 y 3 (véase la fig. 5-2), tenemos:

$$j_1 = \frac{i_1}{S_1} = \frac{i_1}{S_e} \frac{T}{t}; \quad (5-8a)$$

$$j_2 = \frac{i_2}{S_2} = \frac{i_2}{S_e} \frac{T-t}{T}. \quad (5-8b)$$

En toda una serie de casos, por las causas examinadas más abajo, la variación de la corriente en la sección cortocircuitada puede no ser rectilínea (fig. 5-4, a). En este caso, para el instante  $t/T$  tenemos:

$$I_e \operatorname{tg} \alpha_1 = i_1 \frac{T}{t} \quad (5-9)$$

$$\text{y } I_e \operatorname{tg} \alpha_2 = i_2 \frac{T-t}{T}. \quad (5-10)$$

La densidad de la corriente para el instante considerado (fig. 5-4, b) bajo el lado anterior de la escobilla es

$$j_1 = \frac{I_e}{S_e} \operatorname{tg} \alpha_1 = j_0 \operatorname{tg} \alpha_1, \quad (5-11)$$

y bajo el lado posterior de la escobilla es

$$j_2 = \frac{I_e}{S_e} \operatorname{tg} \alpha_2 = j_0 \operatorname{tg} \alpha_2. \quad (5-12)$$

En el caso de commutación rectilínea  $\operatorname{tg} \alpha_1 = \operatorname{tg} \alpha_2 = 1$  y, por consiguiente,

$$j_1 = j_2 = j_0 = \frac{I_e}{S_e} = \text{const.} \quad (5-13)$$

Así pues, en este caso para todas las posiciones de la escobilla con respecto de las delgas 2 y 3 la magnitud de la densidad de corriente por toda la anchura de la escobilla resulta constante.

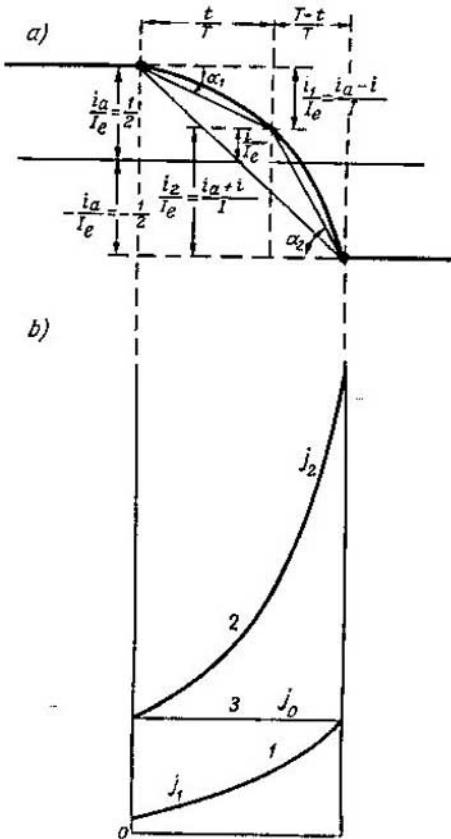


Fig. 5-4. Commutación curvilínea

#### 5-4. Comutación teniendo en cuenta las resistencias de los eslabones y el arrollamiento

Hallaremos ahora la ecuación para la corriente en la sección cortocircuitada teniendo en cuenta las resistencias de los eslabones y de la propia sección cortocircuitada para las mismas condiciones restantes que en el caso anterior.

Según la segunda ley de Kirchhoff, de acuerdo con el esquema simplificado de conexiones (fig. 5-5) tenemos:

$$\Sigma e = i_2 r_2 + i_2 p - i_1 r_1 - i_1 p + i R_s = 0. \quad (5-14)$$

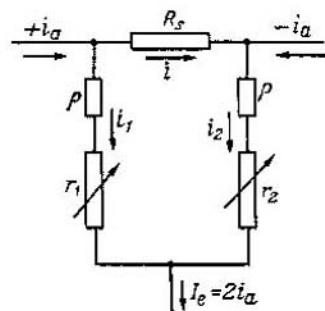


Fig. 5-5. Circuito de la sección comutada teniendo en cuenta la resistencia de los eslabones y la propia sección

Sustituyendo en (5-14) los valores de las corrientes  $i_1$  e  $i_2$  de las ecuaciones (5-5) y (5-6) y los valores de las resistencias  $r_1$  y  $r_2$  de las ecuaciones (5-1) y (5-2), obtenemos para la corriente en la sección cortocircuitada:

$$i = i_a \frac{r_1 - r_2}{r_1 + r_2 + R_s} = i_a \frac{1 - 2 \frac{t}{T}}{1 + \frac{R}{R_e} \frac{t}{T} \left( 1 - \frac{t}{T} \right)}, \quad (5-15)$$

donde  $R = 2p + R_s$ .

Si en la ecuación (5-15) las resistencias de los eslabones y de la sección cortocircuitada se hacen iguales a cero:  $R = 2p + R_s \approx 0$ , entonces se obtiene la ecuación anterior (5-6) para la corriente  $i$  de comutación rectilínea, deducida anteriormente con la condición de despreciar la resistencia  $R \approx 0$ . En la fig. 5-6a se representan las curvas de variación de la corriente, construidas de acuerdo con la ecuación (5-15) para las relaciones  $R/R_e$  iguales a 1, 5 y 10. En la fig. 5-6b se muestran las correspondientes curvas de densidad de corriente para los lados anterior y posterior  $j_1$  y  $j_2$  de la escobilla. Si  $R/R_e$  es igual a 5, la densidad de corriente bajo los lados anterior y posterior de la escobilla para  $t=0$  y  $t=T$  se obtiene prácticamente dos veces mayor que  $j_0$ .

#### 5-5. Fuerzas electromotrices inducidas en el contorno en cortocircuito durante el proceso de comutación

Al girar el inducido con cierta velocidad final se realiza la transición de la sección del arrollamiento de una rama del devanado del inducido a otra; ésta se cortocircuita en la zona de comutación, cambiando la corriente en la sección su dirección por la opuesta desde

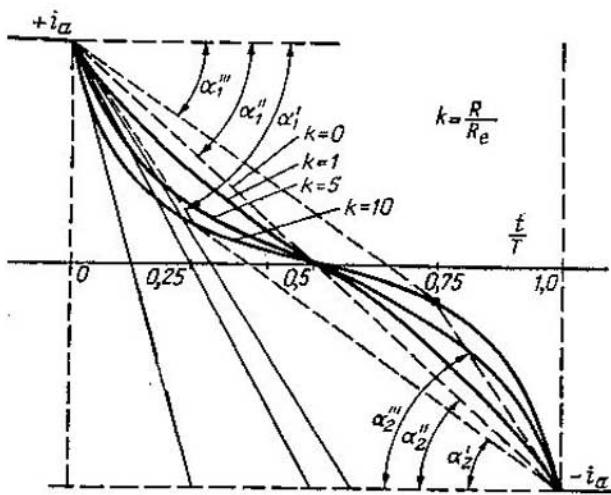


Fig. 5-6a. Curvas de las corrientes en las secciones commutadas en el caso de comutación por resistencia tomado en consideración  $R_s$  y  $\rho$

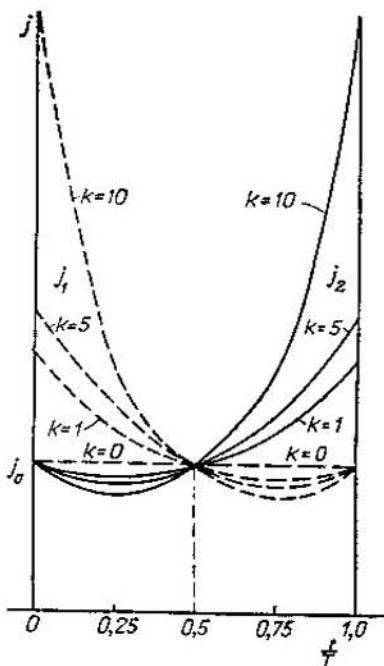


Fig. 5-6b. Variación de las densidades de corrientes bajo los lados anterior y posterior de las escobillas en el caso de comutación por resistencia, tomado en consideración  $R_s$  y  $\rho$  según la fig. 5-6a

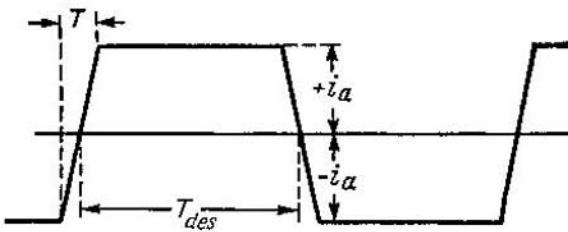


Fig. 5-7. Curva de variación de la corriente en las secciones del arrollamiento del inducido teniendo en cuenta la comutación

$+i_a$  hasta  $-i_a$ . Luego la sección se cortocircuita, variando la corriente desde  $-i_a$  hasta  $+i_a$ , etc. Como el período de comutación  $T$  es muy pequeño, la variación de la magnitud de la corriente transcurre a gran velocidad. Habitualmente el tiempo de comutación  $T$  es mucho más pequeño que el tiempo  $T_{des}$ , en el que la sección, después de finalizar el proceso de comutación, se desplaza de escobilla dada a la adyacente de polaridad opuesta (por ejemplo,  $T \approx 0,001$  s,  $T_{des} \approx 0,02$  s). Por esta razón, la curva de variación de la corriente en función del tiempo al girar el inducido tiene forma trapezoidal, la cual debido a la pequeña relación del tiempo  $T/T_{des}$  prácticamente se approxima a la rectangular (fig. 5-7).

**A. F. e. m. autoinducida.** La sección del devanado del inducido posee una autoinducción determinada que en el proceso de comutación pretende impedir la variación de la corriente. Como resultado la comutación rectilínea, bajo la influencia de la autoinducción, se desacelera (véase la fig. 5-4, a), disminuyendo la densidad de corriente  $j_1$  bajo el lado anterior de la escobilla (curva 1) y aumentando la densidad de corriente  $j_2$  bajo el lado posterior de la escobilla (curva 2) en comparación con la densidad de corriente durante la comutación rectilínea  $j_0$  (curva 3) que permanece invariable durante todo el período de comutación (fig. 5-4, b). Designando el coeficiente de autoinducción de la sección del arrollamiento por  $L_s$ , obtenemos que en el proceso de comutación en el contorno cortocircuitado se induce f. e. m. de autoinducción complementaria

$$e_L = -L_s \frac{di}{dt}.$$

La magnitud de esta f. e. m. de autoinducción depende de la derivada de la corriente de la sección  $di/dt$ , que en el caso general es una magnitud variable, y sólo en el caso de comutación rectilínea  $di/dt = \text{const}$  y, por consiguiente,  $e_L = \text{const}$ .

**B. F. e. m. de inducción mutua.** En este caso, cuando la escobilla recubre no sólo una, sino varias delgas, la corriente se comuta simultáneamente en varias secciones contiguas que pueden encontrarse en una misma ranura o en las ranuras adyacentes. En este caso, en

la sección cortocircuitada examinada se inducirán fuerzas electromotrices de inducción mutua  $e_M$ , que usualmente aumentan la f. e. m. de autoinducción  $e_L$ .

**C. F. e. m. dinámica.** Además de las fuerzas electromotrices de autoinducción y de inducción mutua en la sección cortocircuitada del inducido en rotación se induce la f. e. m. dinámica  $e_h$  que surge como resultado de que los lados de la sección cortocircuitada cortan cierto campo magnético exterior que puede formarse en la zona de conmutación. El campo resultante en la zona de conmutación puede formarse tanto por la reacción del inducido, como por los polos de la máquina, principalmente por los auxiliares. La f. e. m. dinámica puede cambiar su signo en dependencia de la dirección del campo en la zona de conmutación y del sentido de rotación de la máquina; por esta razón, la f. e. m. dinámica  $e_h$  puede adicionarse a las fuerzas electromotrices autoinducida y de inducción mutua o bien estar dirigida en sentido opuesto a estas últimas.

Además de la f. e. m.  $e_h$ , proporcional a la velocidad de rotación del inducido  $v_a$ , en la sección cortocircuitada pueden crearse las fuerzas electromotrices  $e_p$  provocadas por las pulsaciones del campo resultante en la zona de conmutación tanto a causa de la oscilación transversal del campo debida a los dientes del inducido, como a causa de la variación de este campo con el tiempo en magnitud al funcionar la máquina en regímenes transitorios e impulsionales.

### 5.6. Comutación teniendo en cuenta las f. e. m. en el contorno cortocircuitado siendo la anchura de la escobilla igual a la división de colector

Examinemos al principio el proceso de conmutación para el caso más simple de inducido anular con arrollamiento en espiral y de inducido de tambor con arrollamiento imbricado simple con una sección por la anchura de la ranura  $u=1$ , suponiendo que no existe f. e. m. de pulsación ( $e_p=0$ ) y despreciando las resistencias de la sección y de los eslabones ( $R=2\rho+R_s=0$ ).

En este caso, de acuerdo con la segunda ley de Kirchhoff, se puede escribir la ecuación de las fuerzas electromotrices para la sección cortocircuitada:

$$e_L \pm e_h = r_2 i_2 - r_1 i_1. \quad (5-16)$$

Sustituyendo en (5-16) los valores de las corrientes  $i_1$  e  $i_2$  de las ecuaciones (5-4) y (5-5) y resolviendo la ecuación obtenida respecto a la corriente en la sección, hallamos que

$$i = i_a \frac{r_1 - r_2}{r_1 + r_2} + \frac{e_L \pm e_h}{r_1 + r_2} = i_L + \frac{\Sigma e}{r_1 + r_2} = i_L + i_h, \quad (5-17)$$

donde  $\Sigma e = e_L \pm e_h$  representa la f. e. m. resultante adicional en el contorno cortocircuitado.

De acuerdo con la ecuación (5-6)

$$i_t = i_a \frac{r_1 - r_2}{r_1 + r_2}$$

es la corriente de conmutación rectilínea, y

$$i_h = \frac{e_L \pm e_k}{r_1 + r_2} = i - i_t \quad (5-18)$$

es la corriente adicional que puede ser considerada como la diferencia entre la corriente resultante  $i$  y la corriente  $i_t$  de conmutación rectilínea. La corriente  $i_h$  por su magnitud y dirección con respecto a la corriente de conmutación rectilínea  $i_t$  depende de la magnitud y el signo de la suma algebraica  $e_L \pm e_k$ .

Como se estableció más arriba, la f. e. m.  $e_L$  desacelera el proceso de conmutación, por eso esta f. e. m. crea una componente de la corriente adicional que se adiciona algebraicamente a la corriente  $i_t$ . Puesto que la corriente de conmutación rectilínea  $i_t$  varía su signo cuando  $t=1/2 T$ , entonces siendo  $0 < t < 1/2 T$  la corriente adicional  $i_h$  aumenta la corriente  $i$ , y el paso de la corriente  $i$  por el valor nulo tiene lugar para  $t > 1/2 T$  (fig. 5-8, a).

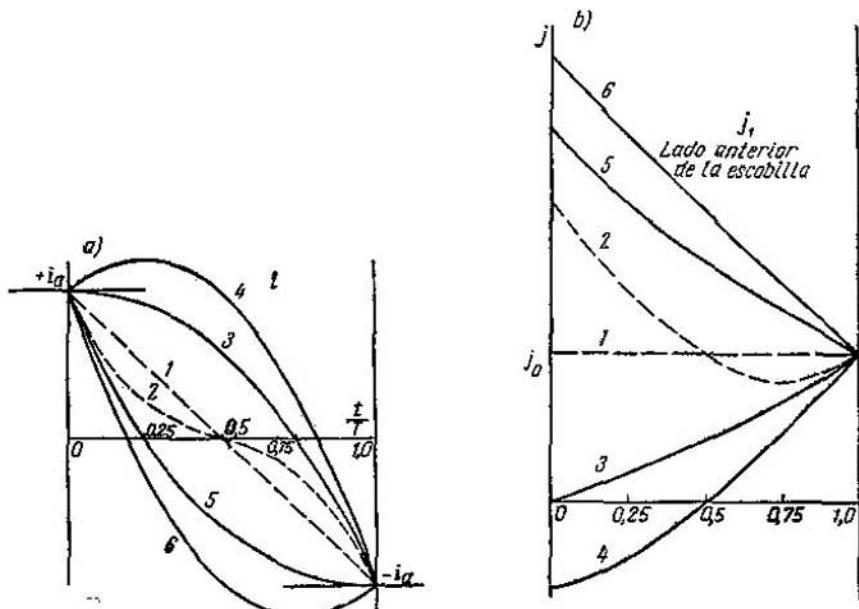
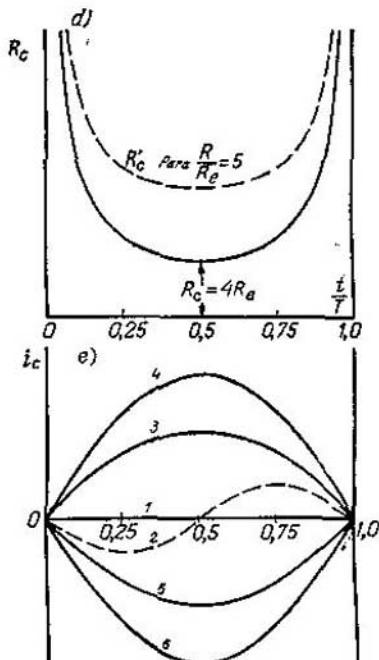
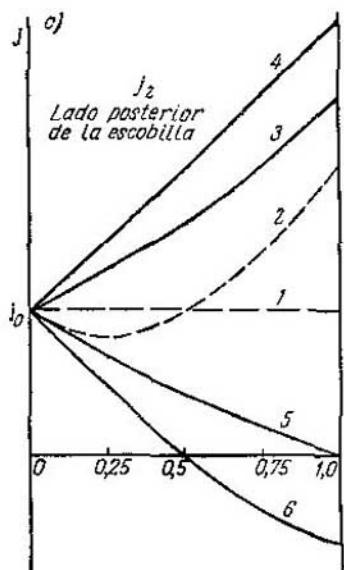


Fig. 5-8. a — curvas de las corrientes en la sección comutada para distintas condiciones de conmutación bajo el lado anterior de la escobilla; b — idem, circuito de la sección comutada  $R_c$  y de las corrientes adicionales:  
1 — conmutación rectilínea; 2 — conmutación por resistencia siendo  $R/R_v = 5$ ; 3 — conmutación  
6 — conmutación

La f. e. m. dinámica  $e_h$  puede adicionarse con la f. e. m.  $e_L$  o sustraerse de ésta. En el primer caso la f. e. m.  $e_h$ , actuando en una misma dirección que la f. e. m.  $e_L$  desacelera el proceso de comutación, y en el segundo caso, lo acelera. Si en el segundo caso  $e_h > e_L$ , entonces se obtiene una comutación acelerada. Si  $e_L + e_h = 0$ , entonces deberá obtenerse comutación rectilínea. Así pues, en dependencia de la magnitud y el signo de la suma algebraica  $e_L \pm e_h$  la corriente adicional  $i_h$  puede variar de distinto modo con respecto a la corriente de comutación rectilínea  $i_1$ , a consecuencia de lo cual la corriente resultante  $i$  puede tener distintas funciones del tiempo  $t$ . En el caso de comutación desacelerada, la corriente resultante  $i_1 = i_a = i$  bajo el lado anterior de la escobilla disminuye en comparación con la corriente  $i_1$  que corresponde a la comutación rectilínea, y por eso disminuye al mismo tiempo la densidad de corriente  $j_1$  (fig. 5-8, b); bajo el lado posterior de la escobilla, al contrario, la corriente  $i_2 = i_a + i$  aumenta en comparación con la corriente  $i_2$  que corresponde a la comutación rectilínea, como resultado de lo cual aumenta la densidad de corriente  $j_2$  (fig. 5-8, c). En el caso de comutación acelerada, al



condiciones de comutación; b — curvas de las densidades de la corriente para bajo el lado posterior de la escobilla; d y e — curvas de variación de la resistencia del  $i_h$  para distintas condiciones de comutación según la fig. 5-8, a  
decelerada; 4 — comutación bruscamente decelerada; 5 — comutación normalmente acelerada;  
bruscamente acelerada

contrario, la corriente  $i_1$  y correspondientemente la densidad de corriente  $j_1$  aumentan, y bajo el lado posterior de la escobilla la corriente  $i_2$  y la densidad de corriente  $j_2$  disminuyen en comparación con la corriente y su densidad correspondientes a la conmutación rectilínea (fig. 5-8, b y c).

En la fig. 5-8, a se dan los diferentes casos posibles de variación de la corriente  $i$  bajo la influencia de la acción de la suma de las fuerzas electromotrices  $e_L \pm e_h$  que crea la corriente adicional  $i_h$ .

La curva 1 corresponde a la conmutación rectilínea, la curva 2, a la conmutación por resistencia tomando en consideración las resistencias de la sección y los eslabones siendo  $R/R_e = 5$  (véase la fig. 5-6, a) la curva 3, a la conmutación desacelerada bajo la influencia de la f. e. m. autoinducida  $e_L$ , y la curva 4, a la conmutación extraordinariamente desacelerada bajo la influencia de no sólo la f. e. m.  $e_L$ , sino también de la f. e. m.  $e_h$  del campo exterior, que se adiciona aritméticamente con la f. e. m.  $e_L$ . La curva 5 corresponde a la conmutación normalmente acelerada, con la cual la densidad de corriente  $j_2$  bajo el lado posterior de la escobilla, siendo  $t=T$ , se hace igual a cero cuando la f. e. m.  $e_L$  y la f. e. m.  $e_h$  tienen signos diferentes, pero  $e_h$  es mayor que  $e_L$ . La curva 6 corresponde a la conmutación bruscamente acelerada, cuando  $e_h$  es a tal punto mayor que  $e_L$ , que la densidad de corriente  $j_2$  bajo el lado posterior de la escobilla incluso cambia de signo.

La conmutación debajo del lado posterior de la escobilla para la densidad de corriente  $j_2=0$  tiene una importancia particular, puesto que permite la interrupción sin chispas del contorno inductivo de la sección conmutada. De aquí se deduce que la curva de corriente 3 de la conmutación acelerada es preferente a otras formas de variación de la corriente  $i$  en el período de conmutación. A pesar de que el valor de la densidad de corriente  $j_1$  bajo el lado anterior de la escobilla resulta en este caso algo elevado en comparación con la conmutación rectilínea, no presenta peligro, puesto que la conexión sin chispas del contorno inductivo se efectúa siempre con mayor facilidad que la interrupción.

Examinemos las condiciones necesarias para alcanzar una densidad de corriente bajo el lado posterior de la escobilla igual a cero.

En virtud de las ecuaciones (5-1), (5-2) y (5-17) tenemos:

$$i = i_t + \frac{\sum e}{r_1 + r_2} = i_a \left( 1 - 2 \frac{t}{T} \right) + \frac{\sum e (T-t)t}{R_e T^2}, \quad (5-19)$$

entonces la corriente

$$i_t = i_a + i = 2i_a \left[ \left( 1 - \frac{t}{T} \right) + \frac{\sum e (T-t)t}{2i_a R_e T^2} \right]. \quad (5-20)$$

Designando

$$\frac{\sum e}{2i_a R_e} = k_2,$$

obtenemos

$$i_2 = 2i_a \frac{T-t}{T} \left( 1 + k_2 \frac{t}{T} \right) \quad (5-21)$$

y la densidad de corriente bajo el lado posterior de la escobilla

$$j_2 = \frac{i_2}{S_2} = \frac{i_2}{S_e} \frac{T}{T-t} = \frac{2i_a}{S_e} \left( 1 + k_2 \frac{t}{T} \right). \quad (5-22)$$

Si queremos tener para el instante  $t=T$  una densidad de corriente  $j_2=0$ , entonces

$$j_2 = \frac{2i_a}{S_e} (1 + k_2) = 0,$$

de donde

$$k_2 = \frac{\sum_e}{2i_a R_e} = -1. \quad (5-23)$$

Así pues, para las condiciones más favorables de conmutación cuando la densidad de corriente bajo el lado posterior de la escobilla es igual a cero, la f. e. m. resultante que actúa en el contorno cortocircuitado deberá ser de igual magnitud y de sentido opuesto a la caída de tensión en la resistencia de transición entre la escobilla y el colector:

$$\Sigma e = -2i_a R_e. \quad (5-24)$$

A pesar de que el análisis precedente fue realizado suponiendo que la anchura de la escobilla es igual a una división de colector, sus resultados fundamentales son válidos también para una escobilla más ancha:  $b_e > t_c$ .

La curva 5, que satisface la condición  $k_2=-1$ , viene representada en la fig. 5-8, a. Esta curva muestra que la corriente  $i$  en el instante  $t=T$  de salida de la delga del colector tiene tangente horizontal y  $\operatorname{tg} \alpha_2=0$ .

Razonando análogamente es fácil demostrar que para obtener  $j_1=0$ , en el caso de conmutación desacelerada, la magnitud de la f.e.m. resultante  $\Sigma e = e_L \pm e_h$  en la sección conmutada deberá ser

$$\Sigma e = +2i_a R_e \quad (5-25)$$

o bien  $k_2=+1$ .

En la fig. 5-8, b y c se dan las curvas de dependencia de las densidades de corriente  $j_1$  y  $j_2$  del tiempo, que corresponden a las curvas 1-6 de variación de la corriente  $i$  en la sección conmutada según la fig. 5-8, a.

En la fig. 5-8, d se muestra la curva de variación de la impedancia del contorno de la sección cortocircuitada  $R_h$  en función del tiempo despreciando las resistencias de la propia sección y de los eslabones ( $R=R_s+2\rho=0$ ):

$$R_h = r_1 + r_2 = R_e \frac{T}{t} + R_e \frac{T}{T-t} = R_e \frac{T^2}{(T-t)}. \quad (5-26)$$

Para los instantes  $t=0$  y  $t=T$ , la impedancia  $R_k=\infty$ . El valor mínimo de  $R_k$  se obtiene en la mitad del período de conmutación  $t=T/2$  y constituye

$$R_{k \min} = 4R_e. \quad (5-26a)$$

Correspondientemente, para la corriente adicional de conmutación  $i_k$  [véase la ecuación (5-18)] obtendremos:

$$i_k = \frac{\sum e}{R_k} = \frac{\sum et}{R_e} \frac{(T-t)}{T^2}. \quad (5-27)$$

Las dependencias  $i_k=f(t)$  vienen representadas en la fig. 5-8, e para las curvas de corriente 1-6 en la sección conmutada según la fig. 5-8, a.

Tomando en consideración las resistencias  $R_s+2\rho$  tenemos que

$$R'_k = r_1 + r_s + R = R_e \left[ \frac{T^2}{t(T-t)} + \frac{R}{R_e} \right]. \quad (5-28)$$

El carácter de variación de  $R'_k=f(t)$  para el caso  $R/R_e=5$  se muestra en la fig. 5-8, d.

Cabe señalar que incluso en el caso de conmutación por resistencia ( $\Sigma e=0$ ), siendo considerables las magnitudes de las resistencias de la propia sección y de los eslabones (curvas 2 en la fig. 5-8, a, b, c, d y e), se obtiene un aumento de las densidades de corriente tanto bajo el lado anterior de la escobilla ( $j_1$ ), como bajo el lado posterior ( $j_2$ ). Esta circunstancia debe, en principio, complicar las condiciones de conmutación. Con relación a esto, en las máquinas de corriente continua no se emplea el aumento artificial de la resistencia  $R$  (por ejemplo, empleando eslabones hechos de materiales con resistencia específica elevada) con el fin de reducir la corriente  $i_k$ .

### 5-7. Conmutación en el caso en que la anchura de la escobilla es mayor que una división de colector

Examinemos las condiciones de conmutación para un inducido dentado con devanado imbricado y un número de lados de secciones en la ranura  $a>1$ , siendo la anchura de la escobilla mayor que una división de colector:  $b_e>t_c$ . En este caso, los procesos de conmutación transcurren simultáneamente en varias secciones cortocircuitadas por las escobillas. En este caso la variación de la corriente en una sección cualquiera en el período de conmutación dependerá no sólo de la f. e. m.  $e_L$  autoinducida de la propia sección conmutada, sino también de la f.e.m. de inducción mutua  $e_M$  de esta sección con las contiguas colocadas en una ranura, puesto que todas estas secciones deben tener prácticamente un campo común de dispersión (fig. 5-9):

$$e_M = -\frac{d(M_{21}i_2)}{dt} - \frac{d(M_{31}i_3)}{dt} - \dots - \frac{d(M_{n1}i_n)}{dt}. \quad (5-29)$$

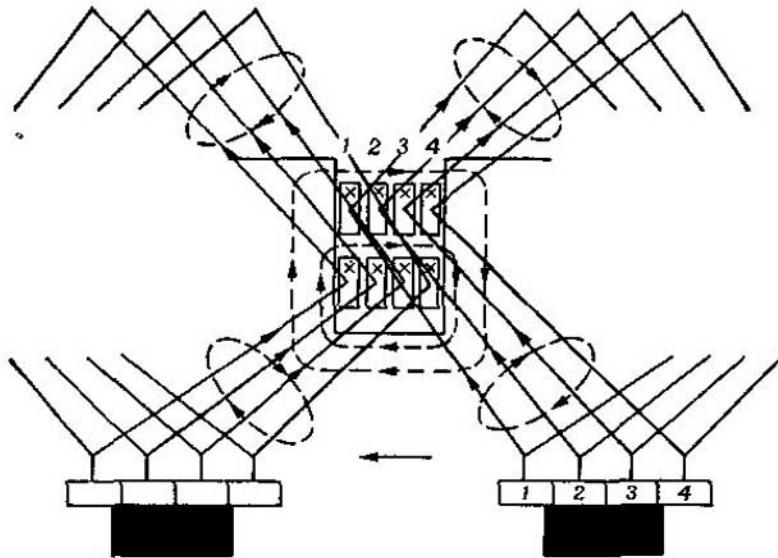


Fig. 5-9. Secciones commutadas de un inducido dentado de tambor con arrollamiento diametral de lazo simple, siendo  $n=4$  y  $\beta=2,5$

Los coeficientes de inducción mutua  $M$  de los conductores colocados en una ranura pueden considerarse constantes y, en primera aproximación, iguales entre sí:

$$M_{21} \approx M_{31} \approx \dots \approx M_{n1} \approx M \approx \text{const}, \quad (5-30)$$

por eso

$$e_M = -M \left( \frac{di_2}{dt} + \frac{di_3}{dt} + \dots + \frac{di_n}{dt} \right). \quad (5-31)$$

Si todas las secciones, colocadas en una ranura, participaran simultáneamente en el proceso de conmutación, entonces, en el caso de conmutación rectilínea, se podría aceptar que

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{di_2}{dt} = \frac{di_3}{dt} = \dots = \frac{di_n}{dt} = \text{const}, \quad (5-32)$$

y entonces la f.e.m. resultante de autoinducción y de inducción mutua, que lleva el nombre de f.e.m. *reactiva*, resultaría igual a

$$e_r = e_L + e_M = \left( L_s + \sum M \right) \frac{di_1}{dt} = -L_r \frac{di_1}{dt}, \quad (5-33)$$

donde el coeficiente resultante de autoinducción  $L_r = L_s + \sum M$ .

En realidad las secciones del arrollamiento, que se encuentran en una misma ranura van conectadas a varias delgas (fig. 5-9). Por eso

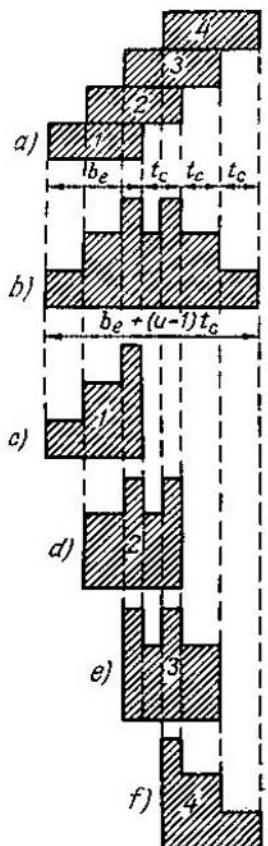


Fig. 5-10. Obtención de la f. e. m. resultante en un arrollamiento de paso diametral  $u=4$  para una superposición de las escobillas  $\beta=b_e/t_c=2,5$

Fig. 5-10. Obtención de la f. e. m. resultante en un arrollamiento de paso diametral  $u=4$  para una superposición de las escobillas  $\beta=b_e/t_c=2,5$

ellas entran en el proceso de conmutación en orden sucesivo, determinado por el tiempo de paso de una delga respecto al lado anterior de la escobilla. Para obtener la inductancia resultante K. I. Shenfer y R. Richter adicionan por el método de E. Arnold las fuerzas electromotrices autoinducida y de inducción mutua para los conductores que se encuentran en una ranura, suponiendo que la conmutación es rectilínea y tomando en consideración el desplazamiento en el tiempo del comienzo de la conmutación de las distintas secciones.

Examinemos uno de los tipos más simples de arrollamiento con paso diametral con un número de secciones en la ranura  $u=4$  y un recubrimiento de la escobilla  $\beta=b_e/t_c=2,5$  (fig. 5-9).

La f.e.m. resultante inducida en cada sección se obtiene adicionando las ordenadas de cuatro rectángulos cuyas bases son iguales al período de conmutación de la sección y el desplazamiento entre ellas corresponde al tiempo de paso de una división de colector  $T=t_c v_c$  (fig. 5-10, a y b). En el curso del período de conmutación  $T$  en cada sección cortocircuitada se induce sólo un sector determinado de f. e. m. resultante, representado en la fig. 5-10, b y la parte restante se induce después de que la sección sale de la posición en cortocircuito y pasa a la zona de la parte activa del arrollamiento. Así pues, durante el proceso de cortocircuito en cada sección se inducen fuerzas electromotrices resultantes  $e_r$  de distinta forma y magnitud, a saber: en la sección 1, de acuerdo con la fig. 5-10, c, en la sección

2, de acuerdo con la fig. 5-10, d, en la sección 3, de acuerdo con la fig. 5-10, e y en la sección 4, de acuerdo con la fig. 5-10, f. Se puede considerar que la corriente de conmutación rectilínea induce en cada sección cortocircuitada del inducido una f.e.m. reactiva:

$$e_r = k' B_r v_a = L_r \frac{di}{dt} = k \lambda_r \frac{di}{dt},$$

donde  $L_r$  es el coeficiente resultante variable de autoinducción, distinto para cada sección y de la forma representada en la fig. 5-10, c, d, e, f, y  $\lambda_r$  es la permeancia variable para los campos de dispersión de

las secciones conmutadas que corresponde al coeficiente de autoinducción  $L_r$ . Por otro lado, se puede considerar que las corrientes de las secciones cortocircuitadas crean en la zona de conmutación un campo reactivo fijo  $B_r$ , que tiene en el espacio la forma representada en la fig. 5-10, b; durante el proceso de conmutación este campo se corta por las secciones cortocircuitadas del inducido en las que se induce la f.e.m. de rotación  $e_h$ .

Siendo la velocidad de rotación del inducido constante,  $v_a = \text{const}$  y  $di/dt = \text{const}$ , obtenemos

$$L_r \sim \lambda_r \sim B_r.$$

Es necesario señalar que en el arrollamiento con paso diametral los lados de las capas superior e inferior de las secciones del arrollamiento se conmutan simultáneamente, cortocircuitándose por las escobillas de polaridad contraria; por esta razón, los lados de las capas superior e inferior se pueden unir, y de tal modo obtener un campo reactivo para las cuatro secciones.

Del esquema de la fig. 5-9 se puede ver que la inducción mutua entre las secciones cortocircuitadas existe principalmente en las partes del arrollamiento que se encuentran en las ranuras, mientras que la inducción mutua en las partes frontales es tan pequeña que prácticamente se puede despreciar.

Para el devanado en tresbolillo y el devanado de paso reducido hay que construir independientemente los campos para las capas superior e inferior y luego adicionarlos. Por esta razón, el campo reactivo  $B_r$  y la autoinducción resultante  $L_r$  adquieren una forma más complicada. Para cada máquina dada el coeficiente de autoinducción resultante  $L_r$  puede ser determinado por semejante método semigráfico. En la fig. 5-11 se dan las distintas formas de las curvas de autoinducción resultante  $L_r$  al variar las magnitudes fundamentales en los límites:

Número de secciones en la ranura . . . . .  $u = 2, 3, 4$

Reducción del paso del devanado . . . . .  $\alpha = 0, 1, 1\frac{1}{2}, 2, 3, 4$

Recubrimiento de la escobilla . . . . .  $\beta = \frac{1}{2}, 1, 1\frac{1}{2}, 2, 2\frac{1}{2}, 3, 3\frac{1}{2}, 6$

Recubrimiento de la escobilla . . . . .  $\beta = \frac{1}{2}, 1, 1\frac{1}{2}, 2, 2\frac{1}{2}, 3, 3\frac{1}{2}, 6$

Para lograr la conmutación rectilínea siendo  $\beta > 1$  es necesario compensar la f.e.m.  $e_r$  debida a la autoinducción resultante  $L_r$  con una f.e.m. igual a ésta y de sentido opuesto debida al campo exterior  $e_h$ , para obtener en este caso las condiciones correspondientes a la conmutación por resistencia próxima a la condición examinada más arriba de conmutación rectilínea en ausencia de f.e.m. en la sección cortocircuitada ( $e_r \pm e_h = 0$ ). Es evidente que en la zona de conmutación se debe crear un campo de conmutación  $B_h$ , igual y de forma contraria al campo reactivo  $B_r$ , equivalente por su acción a la autoinducción resultante  $L_r$ . Cuanto más próximas son las formas del

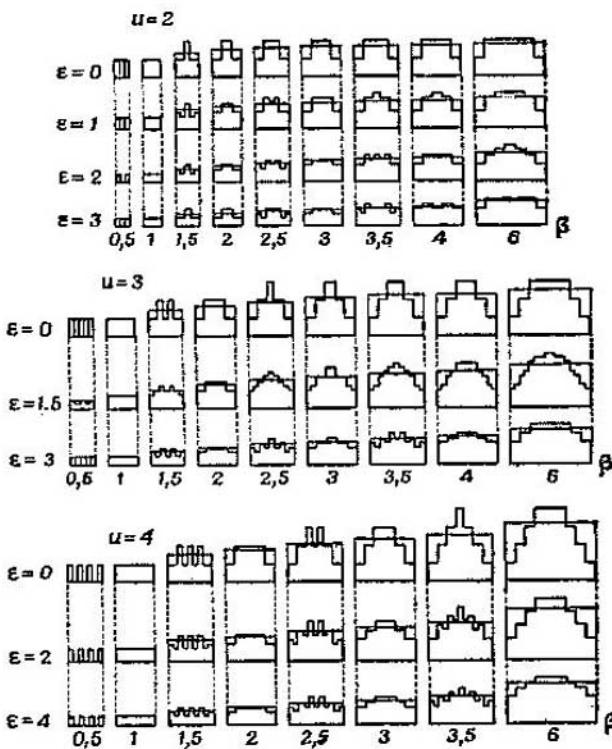


Fig. 5-11. Autoinducción resultante en función de la posición de las hendiduras de las ranuras con respecto a la zona de comutación para escobillas de distinta anchura y diferentes desviaciones de la anchura de la sección del paso polar

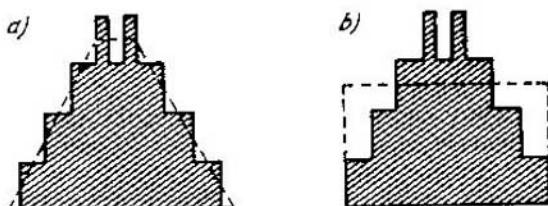


Fig. 5-12. Diferentes formas de los campos reactivo y de comutación

campo de commutación  $B_h$  y del campo reactivo  $B_r$ , tanto mayor es la posibilidad de obtener una commutación rectilínea en cada sección cortocircuitada del inducido.

Puesto que en toda una serie de casos, sobre todo en las máquinas de corriente continua de una potencia relativamente pequeña o media, es bastante difícil obtener una coincidencia lo suficientemente precisa de las formas de los campos de commutación y reactivo, en este caso hay que lograr una coincidencia aproximada por ciertas líneas medias (fig. 5-12, a) o la igualdad simple de sus valores medios (fig. 5-12, b).

Cuanto más pequeños sean los escalones de la curva del campo reactivo  $B_r$ , tanto más fácil será elegir una forma más próxima a ésta de la curva del campo de commutación. Desde este punto de vista poseen gran ventaja los devanados en tresbolillo que disminuyen la desviación de la curva que se obtiene de autoinducción resultante de su línea media.

Hay que señalar que, como mostró K. I. Shenfer, la desviación de la commutación de la rectilínea hacia el lado de la commutación desacelerada influye relativamente poco en el valor medio del campo reactivo (fig. 5-13), pero lo amplifica algo bajo el lado posterior de la zona de commutación y lo debilita bajo el lado anterior, lo que provoca la necesidad de amplificar algo el campo de commutación  $B_h$  para acelerar más la commutación.

### 5-8. Coeficiente de autoinducción resultante y determinación de la f.e.m. reactiva

El coeficiente de autoinducción resultante  $L_r$  de la sección cortocircuitada, que tiene en cuenta tanto su autoinducción en la ranura y en las partes frontales, como la inducción mutua con otras secciones en la zona de la ranura ofrece la posibilidad de calcular la f.e.m. reactiva en el caso de commutación rectilínea:

$$e_r = -L_r \frac{di}{dt} = -L_r \frac{-i_a - (+i_a)}{T} = L_r \frac{2i_a}{T}.$$

Para calcular  $e_r$  hay que expresar  $L_r$  y  $T$  por los parámetros de la máquina. Si la anchura de la escobilla  $b_e$  es igual a la anchura de la delga  $t_c$ ,  $b_e$  representa el camino recorrido por el colector en el

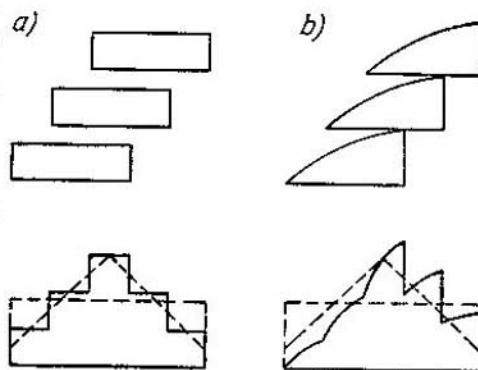


Fig. 5-13. Forma de las curvas del campo reactivo en los casos de commutación rectilínea (a) y decelerada (b) (según K. I. Shenfer)

tiempo que corresponde al período completo de conmutación:

$$b_e = t_c = T v_c, \text{ pero } t_c = \frac{\pi D_c}{K} \text{ y } v_c = \pi D_c n;$$

por eso,

$$T = \frac{t_c}{v_c} = \frac{\pi D_c}{K} : \pi D_c n = \frac{1}{n K}.$$

Partiendo de la tesis de que el coeficiente de autoinducción de una bobina se mide por el número de flujos embragados de las espiras de su devanado que surgen al pasar por ella la corriente de 1 A, tenemos:

$$L_r = \sum w_x \frac{\Phi_x}{i} = \sum w_x^2 \lambda_x,$$

donde  $\lambda_x$  representa la permeancia para  $w_x$  espiras o el número de líneas magnéticas que se embragan con  $w_x$  espiras al pasar por ellas corriente de 1 A.

No obstante el cuadro real de los flujos se puede sustituir por un cuadro equivalente al primero por el número de flujos embragados, en el que todas las líneas de los flujos se embragan con el número total de espiras de la sección:

$$\sum w_x^2 \lambda_x = w_s^2 \sum \lambda'_x.$$

Aquí  $\sum \lambda'_x$  es la permeancia equivalente para las líneas magnéticas que se cierran alrededor del número total de espiras de la sección además del flujo fundamental de la máquina, que determina cierto flujo de dispersión equivalente  $\Phi_s$  de la sección cortocircuitada del inducido.

En la fig. 5-14 viene representado el cuadro del flujo currentilíneo de las corrientes en las secciones cortocircuitadas del inducido. Cada espira de la sección se compone de las partes colocadas en las ranuras, y de las partes de conexión frontales del devanado, siendo la longitud

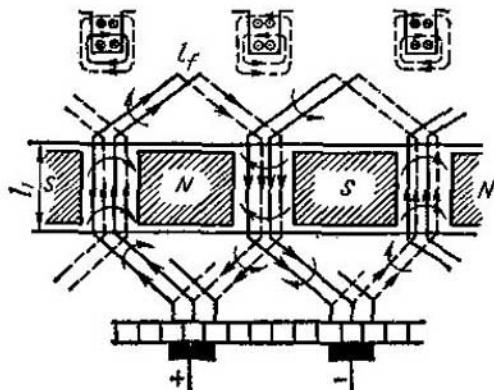


Fig. 5-14. Ilustración del cálculo de la f. e. m. reactiva.

de las primeras igual a  $2l_1$ , y la de las segundas, a  $2l_f$ . Designemos la permeancia de la parte de la ranura por unidad de longitud por  $\lambda'_r$  y la de la parte frontal por  $\lambda'_f$ ; entonces la permeancia resultante será

$$\sum \lambda'_x = 2l_1\lambda'_r + 2l_f\lambda'_f.$$

Designemos a continuación la permeancia media por unidad de longitud de una capa de la sección por  $\lambda_{r,s}$ . En el caso de arrollamiento diametral la inducción mutua por la longitud de la capa superior colocada en la ranura con la inferior por la parte izquierda de la sección y de la capa inferior con la superior por la parte derecha prácticamente duplica la magnitud de la permeancia resultante de la ranura, por eso  $\lambda'_r = 2\lambda_{r,s}$ .

En un arrollamiento con paso acortado o alargado la capa inferior puede resultar en la ranura contigua y entonces se puede considerar que

$$\lambda'_r \approx \frac{3}{2} \lambda_{r,s}.$$

En la parte frontal la inducción mutua de las capas superior e inferior prácticamente no existe. Así pues, el coeficiente de inducción mutua resultante para un arrollamiento de paso diametral

$$L_r = w_s^2 2 (2\lambda_{r,s} l_1 + \lambda_f l_f) = 2w_s^2 l_1 \left( 2\lambda_r + \lambda_f \frac{l_f}{l_1} \right). \quad (5-34)$$

Designemos

$$2\lambda_r + \lambda_f \frac{l_f}{l_1} = \xi;$$

entonces

$$L_r = 2w_s^2 l_1 \xi.$$

La f.e.m. reactiva de conmutación rectilínea será

$$e_r = L_r \frac{2i_a}{T} = 2w_s^2 l_1 \xi 2i_a n K.$$

Tomando en consideración que

$$w_s = \frac{N}{2K}; \quad A = \frac{Ni_a}{\pi D_a} \quad \text{y} \quad v_a = \pi D_a n,$$

obtenemos:

$$e_r = 2w_s \frac{N}{2K} l_1 \xi 2i_a n K = 2w_s \pi D_a n \frac{Ni_a}{\pi D_a} l_1 \xi = 2w_s v_a A l_1 \xi. \quad (5-35)$$

La f.e.m. reactiva total autoinducida y de inducción mutua, si se tiene en cuenta la inducción mutua de la sección con las secciones adyacentes en la ranura, obviamente, se puede expresar análogamente:

$$e_r = 2w_s v_a A l_1 \xi_r,$$

donde la permeancia equivalente  $\xi_r$  es en esencia una magnitud variable.

Si, claro está, nos interesamos por el valor medio de la f.e.m. reactiva  $e_r$ , entonces por  $\zeta$ , se debe comprender también el valor medio de la permeancia, como se mostró en la fig. 5-12, b para  $L_r$ ,  $B_r$  y  $e_r$ . En tal suposición se hizo la deducción de la fórmula (5-35) para el valor medio de la f.e.m. reactiva  $e_r$  por Pichelmayer, que sobre la base de los datos experimentales, dio para  $\zeta$ , los límites de  $6 \cdot 10^{-6}$  hasta  $9 \cdot 10^{-6}$  H/m. La fórmula de Pichelmayer se dedujo prácticamente para una anchura de la escobilla igual a la anchura de la delga:  $\beta = b_e/t_c = 1$ , pero, en término medio, las condiciones de conmutación al aumentar la anchura de la escobilla varían relativamente poco, si  $u \geq 2$ . Por esta razón la fórmula (5-35) prácticamente puede ser empleada también para el caso cuando  $\beta > 1$ . En efecto, como fue indicado más arriba, la magnitud de la f.e.m.  $e_r$ , igual a  $L_r \cdot 2i_a/T$ , es proporcional a la relación  $L_r/T$ . Si en la ranura se coloca un arrollamiento con un número suficientemente grande de lados de las secciones por la anchura de la ranura, por ejemplo,  $u=4$ , entonces al aumentar el recubrimiento de las delgas por la escobilla desde  $\beta=1$  hasta  $\beta > 1$ , aumentan simultáneamente el coeficiente resultante de autoinducción  $L_r$  y el período de conmutación  $T$ . La relación  $L_r/T$  varía relativamente poco, por lo cual la f.e.m.  $e_r$  conserva el mismo valor deducido para  $\beta=1$ . Por ejemplo, partiendo del diagrama de la fig. 5-10, tenemos que para las secciones 1 y 4 el coeficiente de autoinducción resultante media aumenta 1,8 veces al pasar de  $\beta=1$  a  $\beta=2,5$ , y para las secciones 2 y 3, aumenta 2,4 veces, lo que en término medio provoca un aumento de  $L_r$  en  $(1,8+2,4)/2=2,1$  veces. El período de conmutación  $T$  aumenta directamente proporcional al recubrimiento  $\beta$ , por eso aumenta 2,5 veces; la relación  $L_r/T$  disminuye sólo  $2,1/2,5=0,84$  veces.

Si tomamos un arrollamiento con  $u=1$ , en este caso el coeficiente de autoinducción resultante  $L_r$  casi no varía al aumentar el recubrimiento  $\beta$ , puesto que la inducción mutua con las secciones de las ranuras adyacentes prácticamente no existe. Dado que el período de conmutación aumenta proporcionalmente al recubrimiento  $\beta$ , entonces, en este caso, la f.e.m.  $e_r$  deberá disminuir. Hay que señalar que el arrollamiento con  $u=1$  se emplea raramente, puesto que, como regla general, su empleo hace la conmutación más difícil a causa del alto valor de la relación entre la altura y la anchura de la ranura  $h_r/b_r$ .

Trettin ofreció una expresión más exacta de la dependencia de  $\zeta$  de los parámetros y regímenes de funcionamiento de la máquina en forma de la siguiente fórmula:

$$\boxed{\zeta = \left( 0,6 \frac{h_r}{b_r} + \frac{l_f}{l_1} + \frac{500^2 a/p}{A l_1 w_s v_a} \right) \cdot 10^{-6} \text{ H/m.}} \quad . \quad (5-36)$$

En esta fórmula se tienen en cuenta las diversidades bastante esenciales de las máquinas respecto a la forma de la ranura, arro-

llamiento, carga lineal, longitud activa de la máquina y su velocidad periférica.

Para las máquinas con polos auxiliares Trettin recomienda emplear para  $\zeta$  los límites siguientes:

1) Para las máquinas pequeñas con arrollamiento de alambre y  $w_s > 1$

$$\zeta = (6 \div 7) \cdot 10^{-6} \text{ H/m.}$$

2) Para las máquinas de potencia media con arrollamiento de barras

$$\zeta = (5 \div 6) \cdot 10^{-6} \text{ H/m.}$$

3) Para las máquinas grandes de baja velocidad con pequeña longitud del acero activo

$$\zeta = (6 \div 8) \cdot 10^{-6} \text{ H/m.}$$

4) Para las máquinas grandes de baja velocidad con gran longitud del acero activo

$$\zeta = (3,8 \div 4,5) \cdot 10^{-6} \text{ H/m.}$$

5) Para las máquinas grandes de alta velocidad

$$\zeta = (4 \div 5) \cdot 10^{-6} \text{ H/m.}$$

### 5-9. Inductancia de dispersión de la sección cortocircuitada en el período de su conmutación

En correspondencia con el § 5-8 la inductancia de dispersión de la ranura puede ser expresada de la manera siguiente:

$$L_r = \mu_0 s_r^2 l_1 \sum \lambda_{rx} = \mu_0 s_r^2 l_1 \lambda'_r.$$

Aquí  $\lambda'_r$  representa el coeficiente de conductibilidad del flujo de dispersión de la ranura,  $l_1$  es la longitud de la ranura del inducido y  $s_r$  es el número de conductores en la ranura. En la parte de la ranura ocupada por los conductores, los tubos de flujo se embragan por la altura de diferente forma con toda la sección de los conductores (fig. 5-15). El tubo elemental de anchura  $dx$ , que se encuentra a la altura  $x$  de la base del conductor, tiene una permeancia elemental

$$d\lambda'_x = \frac{dx \cdot 1}{b_1} = \frac{dx}{b_1}.$$

Este tubo magnético se embraga con un número de conductores de la ranura

$$s_x = s_r \frac{x}{h_1}.$$

El flujo magnético total de este tubo por unidad de longitud del inducido es

$$s_x^2 d\lambda'_x = \frac{s_r^2}{h_1^2 b_1} x^2 dx.$$

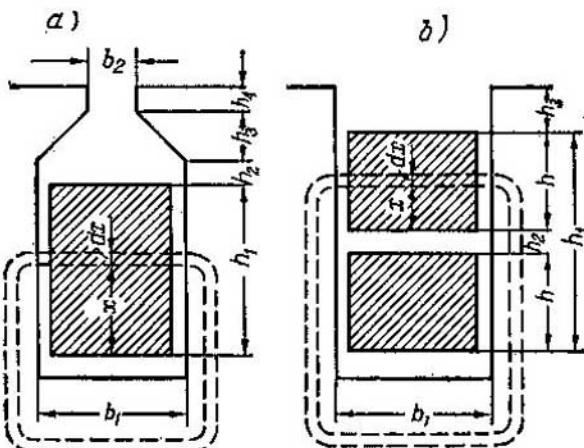


Fig. 5-15. Para el cálculo de la conductibilidad de ranura  $\lambda'_r$  de las secciones conmutadas

El flujo embragado total para todos los conductores que ocupan la altura  $h_1$  es

$$s_r^2 \lambda'_{r1} = \int_0^{h_1} \frac{s_r^2}{h_1^2 b_1} x^2 dx = s_r^2 \frac{h_1}{3b_1} .$$

Para las partes de la ranura situadas por encima del conductor, donde el flujo se embraga con el número total de conductores  $s_r$ , para una ranura semicerrada (fig. 5-15, a) tenemos que

$$\sum \lambda' = \frac{h_3}{b_1} + \frac{2h_3}{b_1 + b_2} + \frac{h_4}{b_2}$$

y el coeficiente total de conductibilidad de dispersión de la ranura es

$$\lambda'_r = \frac{h_1}{3b_1} + \frac{h_2}{b_1} + \frac{2h_3}{b_1 + b_2} + \frac{h_4}{b_2} . \quad (5-37)$$

Para el arrollamiento de dos capas de una ranura abierta (fig. 5-15, b) la conductibilidad de dispersión de la parte inferior de la ranura es proporcional a

$$\lambda'_{r1} = \frac{1}{4} s_r^2 \left( \frac{4h}{3b_1} + \frac{h_2 + h_3}{b_1} \right) , \quad (5-38a)$$

y para la parte superior de la ranura, a

$$\lambda'_{r1} = \frac{1}{4} s_r^2 \left( \frac{h}{3b_1} + \frac{h_3}{b_1} \right) . \quad (5-38b)$$

La conductibilidad de inducción mutua de los conductores de las partes superior e inferior de la ranura, en este caso es proporcional a

$$\lambda'_{r12} = \lambda'_{r21} = \frac{1}{4} s_r^2 \left( \frac{h}{2b_1} + \frac{h_3}{b_1} \right). \quad (5-38c)$$

La conductibilidad  $\lambda'_f$  que determina la inductancia de dispersión de las partes frontales, durante la conmutación varía bastante menos que la conductibilidad resultante de la parte de la ranura, por eso para  $\lambda'_f$  se pueden tomar aproximadamente ciertos valores medios.

1. Para los bandajes de materiales magnéticos  $\lambda'_f = 0,75$ .
2. Para los bandajes de alambre amagnético  $\lambda'_f = 0,5$ .

#### *5-10. Procedimientos especiales de disminución de la f. e. m. reactiva de conmutación*

De las fórmulas expuestas más arriba (5-36) y (5-38) se puede ver que la parte fundamental de la inductancia de dispersión de un contorno cortocircuitado recae sobre la parte del arrollamiento colocada en la ranura. Esta parte de dispersión puede ser reducida en las máquinas grandes de responsabilidad mediante el empleo de amortiguadores de ranura en forma de pantallas de cobre, colocados dentro de la ranura paralelamente al arrollamiento por toda la longitud de las ranuras. Durante la conmutación en los amortiguadores surgen corrientes adicionales que disminuyen la f. e. m. reactiva y amortiguan los saltos bruscos del campo de dispersión de la sección conmutada, no compensados por el campo de conmutación.

Los amortiguadores de ranura en forma de conductores de cobre fueron propuestos en el año 1921 por K. I. Shenfer (fig. 5-16). Dado que estos amortiguadores son rodeados por la corriente inducida no sólo en los períodos de conmutación, sino también el resto del tiempo, ellos aumentan las pérdidas en la máquina.

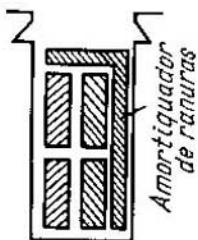


Fig. 5-16. Amortiguador de ranuras según K. I. Shenfer

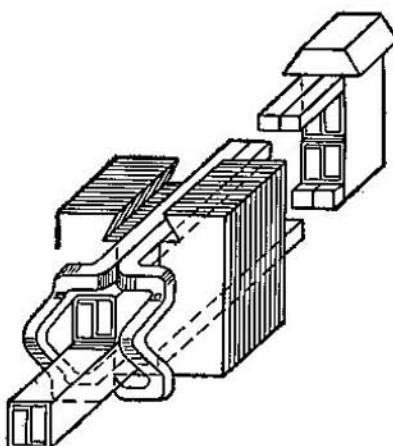


Fig. 5-17. Constitución del amortiguador de ranuras según L. Dreifus

Otra forma de amortiguador de ranura fue elaborada por L. Dreyfus. En este caso la corriente circula por los conductores del amortiguador sólo en aquellos instantes cuando los conductores de trabajo del devanado del inducido pasan por la commutación, el tiempo restante en los amortiguadores no hay corrientes, lo que disminuye las pérdidas adicionales en las máquinas (fig. 5-17).

La f. e. m. adicional de commutación, que surge al variar el flujo magnético transversal, creado por el amortiguador, se determina por la ecuación

$$e_d = -\frac{d\Phi}{dt} \approx \frac{\Phi_{am}}{T} (1 - e^{-t/\tau_d}). \quad (5-39)$$

Esta f. e. m. aumenta durante el período de commutación por la ley exponencial simple, actuando en sentido opuesto con respecto a la f. e. m. reactiva en la sección commutada.

La relación  $\Phi_{am}/T$  representa la f. e. m. de commutación que se induciría por el flujo transversal si no existiera amortiguador, y el factor entre paréntesis indica en cuantas veces disminuye la magnitud de la f. e. m. reactiva de commutación. La disminución de la f. e. m. de commutación depende de la relación entre la constante de tiempo  $\tau_d$  del amortiguador y el tiempo del período de commutación  $T$ . Siendo  $\tau_d=T$  la f. e. m. de commutación se reduce aproximadamente un 63%, si  $\tau_d=2T$ , hasta un 40%, y para  $\tau_d/T=4/5$  incluso hasta el 20%, lo que puede proporcionar un mejoramiento considerable de la commutación. Puesto que la presencia del amortiguador complica la construcción de la máquina y al mismo tiempo aumenta algo las pérdidas en la misma, este procedimiento de mejorar la commutación puede ser empleado como excepción en las máquinas de gran potencia con condiciones de commutación particularmente difíciles.

### 5-11. Reacción de commutación del inducido

Por reacción de commutación del inducido se entiende la acción de la f. m. originada por las corrientes de las secciones commutadas sobre el flujo fundamental de la máquina.

Consideraremos que la máquina funciona como generador, las escobillas están colocadas sobre la línea neutra geométrica y el paso del devanado de inducido  $y_1=\tau$  (fig. 5-18, a). En este caso el eje de los contornos commutados coincide con el eje de los polos principales y, por consiguiente, la f. m. creada por estos contornos puede actuar bien en sentido opuesto, es decir, de modo desmagnetizante respecto a la f. m. de los polos principales, bien en un mismo sentido con esta última, es decir, de modo magnetizante.

Supongamos que la commutación tiene carácter rectilíneo. En este caso, en la primera mitad del período de commutación durante el tiempo desde  $t=0$  hasta  $t=T/2$  la corriente  $i$  en las secciones commutadas tiene todavía la misma dirección que antes de la commutación, y en

la segunda mitad del período de conmutación en el curso de tiempo desde  $t=T/2$  hasta  $t=T$  la dirección de las corrientes en las secciones conmutadas cambia por la opuesta (fig. 5-18, b; la escobilla se representa en escala amplificada). Por lo tanto, en la primera mitad del período de conmutación la f. m. de las secciones conmutadas ejerce sobre el campo fundamental influencia desmagnetizante, y en la segunda mitad, influencia magnetizante. Como resultado, ambas acciones se compensan mutuamente, y basándose en este hecho se puede decir que en el caso de conmutación rectilínea la f. m. de la reacción de conmutación no ejerce influencia sobre el campo magnético fundamental. Esta deducción es también válida para el caso cuando la máquina funciona como motor.

Si la conmutación tiene carácter desacelerado, entonces, como se puede ver de la fig. 5-18, c, predomina el efecto desmagnetizante de la f. m. de los contornos conmutados, y como resultado se debilita el campo fundamental. No es difícil demostrar que si la máquina funciona como motor, entonces la reacción de conmutación ejerce sobre el campo fundamental el mismo efecto desmagnetizante en el caso de conmutación acelerada.

Si, por el contrario, la conmutación tiene carácter acelerado en el generador y desacelerado en el motor, la reacción de conmutación ejerce sobre el campo fundamental efecto magnetizante (fig. 5-18, d).

### 5-12. Causas del chisporroteo de carácter electromagnético

Las opiniones sobre cuáles fenómenos de carácter electromagnético son las causas más próximas del chisporroteo, cambiaban con el tiempo. Al principio se hizo la suposición (T. Raid) que el chisporroteo es provocado por la densidad excesiva de la corriente bajo la escobilla. Pero los experimentos realizados a continuación demostraron que si

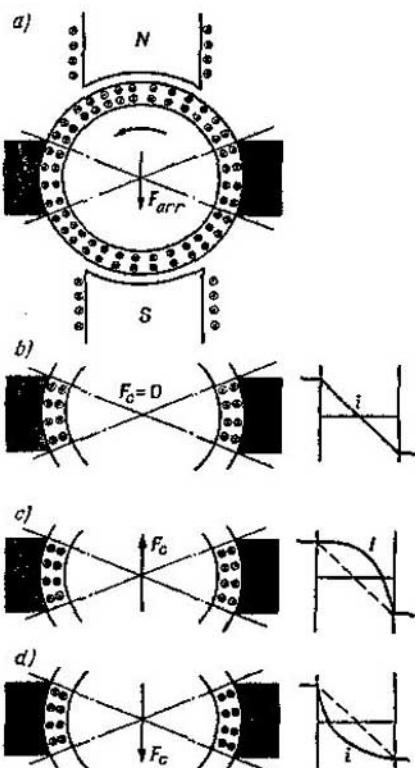


Fig. 5-18. Influencia de la fuerza magnetizante de la reacción de conmutación del inducido en el flujo principal de la máquina

la escobilla funciona en el colector siendo prácticamente activa la resistencia de la sección comutada, no se observa chisporroteo incluso a densidades de corriente de  $255 \text{ A/cm}^2$  en término medio en la escobilla y de  $350-400 \text{ A/cm}^2$  bajo el lado posterior de la escobilla.

Resultó también incorrecta la suposición de que para el surgimiento de chisporroteo es suficiente la presencia de una determinada tensión de interrupción entre el lado de la escobilla y la delga posterior. Los experimentos de Arnold y La-Kur demostraron que en determinadas condiciones el chisporroteo no se observó incluso con una tensión de 10 V. Esto llevó a la idea de que el chisporroteo surge en el caso cuando el contorno cortocircuitado por la escobilla tiene en el momento de interrupción el suficiente margen de energía electromagnética  $\frac{1}{2} L_r i_h^2$ , donde  $i_h$  es la corriente adicional de comutación al interrumpir el contorno cortocircuitado. De acuerdo con los datos de Arnold, la potencia liberada al interrumpir tal contorno no debe superar 50 W por un centímetro de longitud del lado posterior de la escobilla.

Las investigaciones llevadas a cabo por K. I. Shenfer y S. B. Yuditski permitieron llegar a la conclusión de que cuando en la sección comutada prevalece la f. e. m. reactiva  $e_r$ , es decir,  $e_r - e_h = +\Delta e_h$  la marcha del proceso de comutación depende de la magnitud  $\Delta e_h$ , a saber: si  $\Delta e_h$  es menor que cierto valor crítico  $\Delta e_{hc}$ , entonces la resistencia  $R_h$  varía según la curva de la fig. 5-8, d, es decir, en el instante  $t=T$  dicha resistencia tiende a la infinidad, y la corriente  $i_h$  tiende a cero (véase la fig. 5-8, e). En este caso la comutación transcurre sin chisporroteo. Si  $\Delta e_h > \Delta e_{hc}$ , entonces, a partir de cierto instante  $t > T/2$ , la resistencia  $R_h$  casi no aumenta y, por consiguiente, siendo  $t=T$  la corriente  $i_h \neq 0$ . La descarga de la energía electromagnética  $\frac{1}{2} L_r i_h^2$ , correspondiente a esta corriente, es precisamente la causa del chisporroteo en el lado posterior de la escobilla al interrumpir el circuito de corriente.

El chisporroteo en el lado anterior de la escobilla surge en el caso de comutación bruscamente acelerada, condicionada por la predominancia significante de la f. e. m. del campo exterior  $e_h$ , es decir, cuando tenemos  $-e_h = \Delta e_h$ . En este caso la corriente en el momento de cierre pasa sólo por un pequeño número de puntos de contacto, que surgen al principio, entre la escobilla y la delga. Esto contribuye a un aumento considerable de la densidad de corriente y la tensión en estos puntos, y si la energía que se libera en este caso es lo suficientemente grande, entonces el lado anterior de la escobilla se encandela y comienza a chisporrotear.

Junto con el margen de energía electromagnética en el contorno comutado tiene gran importancia la potencia que se libera en la resistencia de transición.

Durante las sobrecargas y, particularmente, durante los cortocircuitos espontáneos la energía que se libera en el colector conduce a la formación de arcos de comutación entre las escobillas y el colector y en el caso extremo al surgimiento de fuego circular en el colector. Sobre esto se trata más detalladamente en el § 5-13, p. B.

### 5-13. Causas del chisporroteo de carácter potencial

La experiencia demuestra que ejerce gran influencia en la comutación la distribución del potencial en el colector y, en particular, la tensión máxima posible entre dos delgas contiguas  $u_{c, \max}$ .

**A. Distribución de la tensión entre las delgas contiguas.** Supongamos que en el inducido se ha colocado un devanado imbricado simple de paso entero ( $y_1 = r$ ). La tensión entre dos delgas contiguas se determina por la f. e. m.  $e_{cx} = 2B_x l, v_a = CB_x$ , inducida en la sección conectada a estas delgas, donde  $B_x$  representa la inducción en el punto del espacio donde en este instante se encuentra la sección (fig. 5-19). Siendo el número de delgas lo suficientemente grande, se puede considerar que la distribución de la tensión entre las delgas contiguas en el colector corresponde en determinada escala a la distribución de la inducción a lo largo del entrehierro de la máquina.

En la fig. 5-20, a y b las curvas 1 representan la distribución de la tensión entre las delgas respectivamente en marcha en vacío de la máquina y durante su carga. Siendo relativamente pequeño el número de divisiones de colector por polo la tensión entre las delgas tiene el carácter de la curva escalonada 2, cuya línea media (la curva 1) es proporcional a la curva de inducción a lo largo del entrehierro de la máquina.

Si  $U$  es la tensión entre dos escobillas contiguas de distinta polaridad y  $K$  es el número de divisiones de colector, entonces el valor medio de la tensión entre dos delgas contiguas es

$$u_{c, \text{med}} = \frac{U}{K/2p} = 2p \frac{U}{K}. \quad (5-40)$$

Se puede demostrar que la tensión  $u_{c, \text{med}}$  no depende del tipo de devanado.

Para determinar  $u_{c, \max}$  se debe tener en cuenta que a) la f. e. m. de la máquina se crea no por todo el número de secciones  $S$ , sino sólo

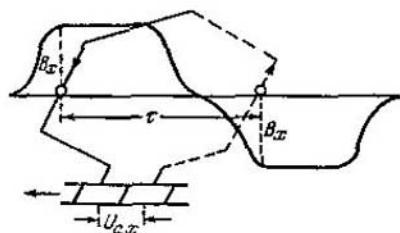


Fig. 5-19. Tensión entre dos placas vecinas del colector

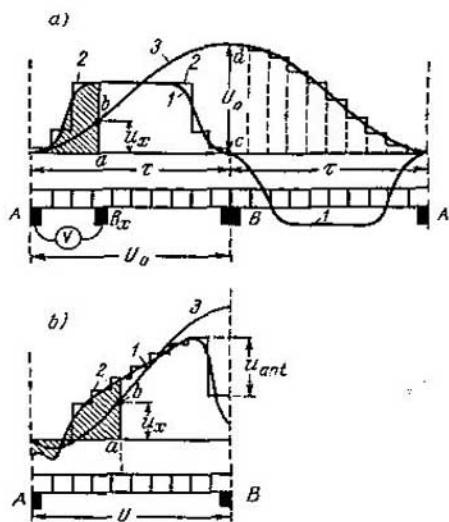


Fig. 5-20. Tensión entre las placas vecinas del colector y curvas potenciales: a — a marcha en vacío; b — con carga

por el número de secciones  $\alpha' S = \alpha' K$  y b) la reacción transversal del inducido en las máquinas sin devanado compensador puede distorsionar fuertemente la distribución de la inducción magnética en el entrehierro, aumentándola en la arista posterior del polo en el generador, y en la arista anterior, en el motor (§§ 4-3 y 4-5); correspondientemente aumenta la f. e. m. de las secciones que se encuentran en estos lugares bajo los polos; este aumento se tiene en cuenta por medio del coeficiente  $k_u = 1,3 \div 1,5$ . Entonces

$$u_{c, \max} = k_u 2p \frac{U}{\alpha' K}. \quad (5-41)$$

Los experimentos han demostrado que la conmutación transcurre felizmente sólo en el caso cuando  $u_{c, \max} \leq 25 \div 28$  V en las máquinas de gran potencia, 30  $\div$  35 V en las máquinas de potencia media y 50  $\div$  60 V en las máquinas de pequeña potencia. Si la tensión  $u_{c, \max}$  sobrepasa estos límites, entonces la junta aislante entre dos delgas contiguas puede ser cubierta por el arco, a lo que contribuye también el polvo metálico y de carbón que siempre existe en el colector. El arco ioniza el espacio circundante y a su vez contribuye a la formación de otros arcos más potentes, como resultado de lo cual puede perturbarse el funcionamiento de la máquina.

**B. Curvas potenciales en el colector.** La curva de distribución de la tensión *por la periferia del colector*, llamada *curva potencial* en el colector, depende de la distribución de la tensión entre las delgas. Para obtener esta curva experimentalmente, una de las escobillas se fija con respecto al colector (habitualmente la escobilla situada sobre la línea neutra geométrica) y la otra se desplaza por la periferia del colector y se varía la tensión entre estas escobillas con auxilio de un voltímetro. En la fig. 5-20, *a* y *b* las curvas 3 representan las curvas potenciales durante la marcha en vacío de la máquina y su carga respectivamente. Las partes rayadas de las áreas son proporcionales a la suma de las f. e. m. de todas las secciones del devanado que se encuentran entre las escobillas *A* y *B<sub>x</sub>*, y expresan la tensión entre éstas. Así pues, la curva potencial en el colector representa una curva integral con relación a la curva de distribución de la inducción magnética en el entrehierro y, por consiguiente, con relación a la tensión entre las delgas contiguas. Valiéndose de esta curva se puede obtener la tensión entre cualesquiera delgas como la diferencia entre las correspondientes ordenadas de la curva potencial. Así, por ejemplo, la tensión entre las escobillas *A* y *B<sub>x</sub>* (fig. 5-20, *a*) se determina por la ordenada  $ab = u_x$ , la tensión entre las escobillas *A* y *B*, por la ordenada  $cd = U_0$ , etc.

#### 5-14. Causas del chisporroteo de carácter mecánico

Estas causas se determinan, por una parte, por los defectos del colector y de toda la parte rotatoria y, por otra parte, por los defectos del equipo de escobillas. A los primeros de estos defectos se re-

fieren: la disposición excéntrica del colector en el árbol, mal equilibrio de las piezas en rotación, irregularidad de la superficie del colector, extremos salientes de las juntas aislantes entre las delgas (por esta razón ordinariamente se cortan las juntas a la profundidad de 1—1,5 mm), la formación insuficiente del colector, flexión lateral de las delgas, etc. A los segundos, la sujeción insuficientemente precisa del portaescobillas en el perno portaescobillas, la distribución irregular de los pernos por la periferia del colector, la sujeción insuficientemente rígida de la corona portaescobillas, la elección incorrecta de la marca de escobilla, etc. La experiencia demuestra que el estado del "servicio de escobillas" ejerce gran influencia en la calidad de la commutación de la máquina, sobre todo tiene gran importancia el contacto por escobilla; sobre su naturaleza y características véase en el cap. VI.

### *5-15. Característica general del chisporroteo en el colector con contacto de carbón y cobre*

En el caso de commutación satisfactoria las escobillas funcionan bastante bien en el colector en rotación, sin chisporroteo manifiesto, y tanto la superficie del colector, como la de las escobillas permanecen lisas y brillantes.

La limpieza del colector con ayuda de un paño impregnado con gasolina o alcohol, de tiempo en tiempo, es muy útil para eliminar la suciedad, incluyendo las partículas de polvo de carbón que se desprenden de las escobillas. Sin tal limpieza periódica en el colector pueden formarse películas de aceite con polvo de carbón, óxidos y sales de cobre. Esto puede perturbar la commutación satisfactoria y crear condiciones favorables para el chisporroteo, que surge paulatinamente y, a pesar de la ausencia de otras causas, comienza a aumentar progresivamente. El "gorjeo" o "murmullo" de las escobillas, provocado por la presencia de partículas de suciedad, también indica la posibilidad de la aparición del chisporroteo.

El chisporroteo, provocado por estas películas, tiene forma acicular y habitualmente se observa en los lados de las escobillas. La luminiscencia visible de color azul claro se debe a las partículas pequeñas calentadas hasta su inflamación, o a las pequeñas trayectorias de gas luminoso, pero todavía no tiene carácter de formación de arco.

Las chispas en forma de agujas pueden surgir tanto en el lado posterior de la escobilla, como en su lado anterior. Este chisporroteo es el que con más frecuencia se encuentra y puede conducir a deterioros significantes de los lados posteriores de las escobillas, cuando es provocado por la commutación decelerada, comenzando siempre en la escobilla de ánodo.

Otra forma de chisporroteo, diferente del acicular, que resulta todavía poco peligroso, es el chisporroteo de rotura. Este chisporroteo



Fig. 5-21. Escobillas anódicas y catódicas

surge cuando tiene lugar la ruptura total del contacto de carbón y cobre, y en este caso la corriente debe circular por un espacio mayor o menor llenado de gas caliente.

Las escobillas anódicas y catódicas (fig. 5-21) se distinguen notablemente por sus propiedades de arco. En la fig. 5-21 las flechas indican las direcciones correspondientes de circulación de la corriente, pero la transición electrónica transcurre en direcciones opuestas. El foco catódico de alta temperatura, del que emanan los electrones, se encuentra en el cobre de la escobilla anódica y en el carbón de la escobilla catódica. Como resultado, el arco de color verdoso (a causa de la evaporación del cobre), que se forma en el lado posterior de la escobilla anódica, se extiende como consecuencia del movimiento del colector y puede mantenerse hasta que el gas ionizado se extiende a lo largo del colector en el espacio que permanece bastante conductor. En este caso el polvo de cobre se deposita en las escobillas. Tal formación de arco se manifiesta en el caso cuando se desconecta el círculo con alta inductancia.

En la escobilla catódica, el foco de alta temperatura se encuentra en la superficie de la escobilla orientada hacia la superficie rotatoria del colector. En este caso se obtiene un arco corto que linda con el lado posterior de la escobilla. Como resultado, en la superficie de la escobilla surge una huella accidentada, en el caso general, paralela a la delga, y el polvo de carbón de la escobilla comienza a cubrir el colector.

El chisporroteo más próximo al acicular por su efecto negativo es el chisporroteo "escupidor", relacionado con el efecto explosivo de los gases que se desprenden espontáneamente de las escobillas en los lugares con altas intensidades de corriente, en los puntos de contacto de la escobilla de carbón con el colector. Las partículas incandescentes se desprenden habitualmente por debajo del lado posterior de la escobilla, pero a veces se observan también por su lado anterior.

El chisporroteo de chorro representa una cinta de color rojo lanzada de por debajo del lado posterior de la escobilla catódica, cuando los focos de alta temperatura se forman en la superficie de la escobilla orientada hacia el colector. El chisporroteo de chorro está compuesto de partículas incandescentes de carbón que se extienden de por debajo de la escobilla por el chorro de aire y se adhieren al colector.

### 5-16. Fuego circular en el colector

En los casos de variaciones bruscas de la carga o de cortocircuito espontáneo puede surgir el así llamado *fuego circular en el colector*, que representa un arco potente que se cierra directamente en el colector entre las escobillas de distinto signo o que pasa a la armazón de la máquina. El fuego circular es bastante peligroso, puesto que puede conducir a serias averías de la máquina. El estudio de este fenómeno y la elaboración de los métodos que evitan el surgimiento del fuego circular o que eliminan con relativa rapidez sus consecuencias tiene una gran importancia práctica. La naturaleza física de este fenómeno se distingue por su extraordinaria complejidad y fue investigada por A. I. Moskvitin y particularmente por O. B. Bron y V. S. Alexándrov.

En rasgos fundamentales este proceso se pinta de la forma siguiente. Cuando tiene lugar una cresta brusca de amplitud de corriente, en la sección comutada predomina significativamente la f. e. m. reactiva  $e_r$ , a consecuencia de lo cual la commutación adquiere un carácter decelerado. En estas condiciones en el contacto por escobilla transitorio se libera una cantidad considerable de energía que provoca un aumento brusco de la caída transitoria de tensión y conduce al surgimiento de un arco potente de commutación entre la delga posterior y el lado de la escobilla. Como resultado del movimiento del colector este arco se extiende mecánicamente y bajo la acción de las fuerzas electrodinámicas se desplaza por el colector a gran velocidad, que a veces sobrepasa la velocidad angular del colector.

Junto con esto, una alta cresta de amplitud de corriente produce una distorsión considerable de la distribución del campo fundamental a causa de la acción de la reacción del inducido. Como consecuencia de esto la distribución del potencial entre las delgas, que tiene lugar en el régimen normal, se perturba. Esto, por un lado, puede conducir al surgimiento de arcos de potencial entre algunas delgas contiguas debido al aumento de la tensión entre ellas y, por otro lado, la distorsión de la distribución del potencial provoca un brusco aumento de la tensión entre la escobilla y las delgas a medida que éstas se alejan del lado posterior de la escobilla. Tal aumento de la tensión contribuye al movimiento del arco de commutación por el colector, puesto que con su alargamiento para mantener el ardor del arco se necesita cada vez mayor diferencia de potencial.

Durante su movimiento el arco es fuertemente extendido por las fuerzas electrodinámicas (fig. 5-22) y, al alcanzar cierto punto del colector, se extingue. En este instante surge un nuevo arco y de nuevo se mueve por el colector. Como resultado de la ionización del espacio sobre el colector por el arco anterior las condiciones de ignición

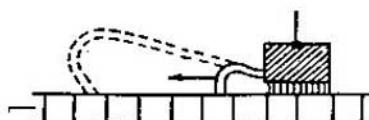


Fig. 5-22. Formación y desarrollo de arco en el colector

del arco sucesivo se facilitan y éste, hasta el momento de su extinción, recorre mayor distancia por el colector. Todo el proceso se repite muchas veces, teniendo un carácter de alta frecuencia. Además, los arcos de comutación confluyen con los de potencial formando alrededor del colector un anillo continuo. Todo esto va acompañado de un fuerte efecto luminoso y sonoro. Los medios de lucha contra el fuego circular véanse en el cap. VI.

Otra de las causas del surgimiento del fuego circular en el colector, no relacionada directamente con el chisporroteo de comutación, puede ser la suciedad en el colector. Las partículas de suciedad o de polvo de carbón, impregnadas con aceite, atascan el aislamiento entre las delgas. Estas partículas, al pasar por debajo de las escobillas e inflamándose, crean puentes conductores, cosa que es una condición favorable para la circulación de una corriente de fuga considerable entre las delgas. La corriente mantiene el calentamiento de las manchas inflamadas, que crean alrededor del colector un espacio fuertemente ionizado. Tal perturbación del funcionamiento normal de la máquina puede ser prevenida con la limpieza correspondiente del colector. Si esto se menosprecia, puede surgir el fuego circular que es ya un cortocircuito completo de escobilla a escobilla por todo el colector.

## CAPÍTULO VI

### MEDIOS DE MEJORAMIENTO DE LA CONMUTACIÓN Y MÉTODOS DE SU INVESTIGACIÓN EXPERIMENTAL

#### 6-1. Medios de lucha contra el chisporroteo de carácter electromagnético

En el capítulo anterior se demostró que la causa principal del chisporroteo de carácter electromagnético es la corriente adicional de conmutación  $i_k$ , además,

$$i_k = \frac{\sum e}{R_h} = \frac{e_r + e_k}{R_h}, \quad (6-1)$$

donde  $R_h$  es la resistencia de todo el contorno conmutado.

De la fórmula (6-1) se desprende que la disminución de la corriente  $i_k$  y, por consiguiente, el mejoramiento de la conmutación se puede lograr por medio de: a) la disminución de la f. e. m.  $e_r$ , por cuanto ésta empeora las condiciones de conmutación; b) la creación, en la zona de conmutación, de un campo de conmutación de tal magnitud y polaridad, que la fuerza electromotriz  $e_h$ , creada por este campo en la sección conmutada, pueda equilibrar la f. e. m.  $e_r$ ; c) el aumento de la resistencia del circuito de la sección conmutada eligiendo una escobilla con alta resistencia de transición del contacto por escobilla

#### 6-2. Disminución de la f. e. m. reactiva $e_r$

De la fórmula (5-35) se ve que las condiciones de conmutación son mejores en las máquinas con menores valores de  $\omega_s$ ,  $v_a$ ,  $l_1$ ,  $\xi$  y  $A$ . Por esta razón, habitualmente se tiende a que la sección esté compuesta de una sola espira, es decir, a que  $w_s=1$ ; desde el punto de vista de la disminución de la permeancia  $\xi$  son más convenientes las ranuras de menor altura y de mayor anchura y los devanados en tresbolillo de paso reducido. Pero, por otro lado, la disminución de la velocidad  $v_a$  y de la carga lineal  $A$  no es conveniente, puesto que conduce al aumento de las dimensiones exteriores de la máquina y, correspondientemente, al aumento de su coste.

#### 6-3. Creación del campo de conmutación mediante el desvío de las escobillas de la línea neutra

En las máquinas sin polos auxiliares, el campo de conmutación, necesario para crear una f. e. m.  $e_h$  que equilibre la f. e. m.  $e_r$ , se forma desviando las escobillas de la línea neutra geométrica.

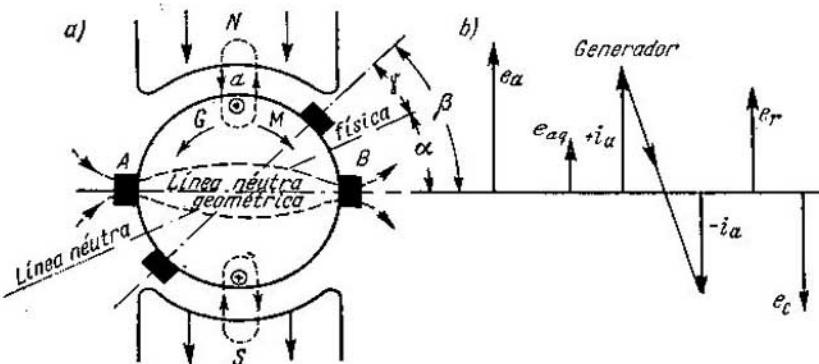


Fig. 6-1. Desplazamiento de las escobillas para mejorar la comutación en el generador

Para mostrar como hay que desviar las escobillas, supongamos que la máquina funciona como generador  $G$  y que las escobillas  $A$  y  $B$  están colocadas por la línea neutra geométrica (fig. 6-1, a). Representemos la f. e. m.  $e_a$ , inducida en la sección  $a$  antes de comenzar la comutación, por un segmento dirigido hacia arriba a partir del eje de abscisas (fig. 6-1, b). Al funcionar la máquina como generador la corriente  $i_a$  coincide por su dirección con la f. e. m.  $e_a$  y crea en la zona de comutación el campo transversal del inducido, mostrado en la fig. 6-1, a con dos líneas de trazo. Aplicando la regla de la palma de la mano derecha hallamos que cuando la sección  $a$  se encuentra por debajo de la escobilla  $A$  y comienza a comutarse, el campo del inducido induce en esta sección una f. e. m.  $e_{aq}$  del mismo signo que la f. e. m.  $e_a$ ; por eso en la fig. 6-1, b la f. e. m.  $e_{aq}$  se representa por un segmento dirigido de la misma manera que la f. e. m.  $e_a$ , del eje de abscisas hacia arriba.

Durante el tiempo de comutación  $T$  la corriente  $i_a$  varía desde  $+i_a$  hasta  $-i_a$ , y en la sección comutada se crea la f. e. m. reactiva  $e_r$ , dirigida siempre en sentido opuesto con respecto al cambio de la corriente  $i_a$  que tiene lugar en la sección; de acuerdo con esto ella deberá ser representada por un segmento dirigido así como las fuerzas electromotrices  $e_a$  y  $e_{aq}$ , del eje de abscisas hacia arriba. Vemos que la f. e. m.  $e_{aq}$  actúa en la misma dirección que la f. e. m.  $e_r$ , es decir, decelera la comutación y, por consiguiente, ejerce sobre ésta una influencia desfavorable. Desviando las escobillas en el sentido de rotación del inducido a un ángulo  $\alpha$  a la posición de la línea neutra física (fig. 6-1, a), obtenemos  $e_{aq}=0$ . Pero, además, hay que compensar la f. e. m. reactiva  $e_r$ , creando en la sección comutada la f. e. m.  $e_h$  dirigida en sentido opuesto a la f. e. m.  $e_r$ ; por consiguiente, en la fig. 6-1, b esta f. e. m. deberá estar representada por un segmento dirigido del eje de abscisas hacia abajo. Comparando las fuerzas electromotrices  $e_a$  y  $e_h$  vemos que éstas deben poseer distintos signos, con otras palabras, si la f. e. m.  $e_a$  hasta el comienzo de la comutación

*se crea en el campo de polaridad norte, la f. e. m.  $e_r$ , durante la conmutación, deberá ser creada en el campo de polaridad sur. Para satisfacer esta condición, hay que desviar suplementariamente las escobillas de la línea neutra física a cierto ángulo  $\gamma$  en el sentido de rotación del inducido.*

*Esta deducción tiene carácter general, es decir, para el mejoramiento de la conmutación de una máquina sin polos auxiliares, que funciona como generador, hay que desviar las escobillas de la línea neutra geométrica en el sentido de rotación del inducido a un ángulo  $\beta = \alpha + \gamma$ .*

*Si la máquina funciona como motor con la misma polaridad de los polos principales y la misma dirección de la corriente en el devanado del inducido, entonces en comparación con el generador ella gira en sentido contrario (en la fig. 6-1, a, en sentido de las agujas del reloj). Por consiguiente, para mejorar la conmutación al funcionar la máquina como motor hay que desviar las escobillas de la línea neutra geométrica en el sentido opuesto a la rotación del inducido.*

La insuficiencia fundamental del procedimiento de creación del campo de conmutación por medio del desvío de las escobillas consiste en que el ángulo de decalaje de las escobillas  $\beta$  debe variar en función de la carga. En toda una serie de casos esto es imposible, por ejemplo, en las máquinas cerradas y en las máquinas que funcionan con carga bruscamente variable. Por esta razón en tales máquinas hay que colocar las escobillas en cierta posición media correspondiente a cierta carga media. Pero en este caso se obtendrá un campo de conmutación excesivo a pequeñas cargas e insuficiente a altas cargas.

Si las escobillas están colocadas en la línea neutra geométrica, la magnitud admisible de la f. e. m. no compensada en las máquinas sin polos auxiliares constituye  $e_r + e_{aq} \leq 2 \div 3$  V.

Al desviar las escobillas a la posición correspondiente a la mitad de la carga, se puede admitir  $e_r + e_{aq} \leq 4$  V.

#### 6-4. Creación del campo de conmutación por medio de los polos auxiliares

**El procedimiento más perfecto y más ampliamente difundido de mejoramiento de la conmutación es el empleo de polos auxiliares.** Estos fueron propuestos por Meter en el año 1885, pero se introdujeron en la práctica de construcción de maquinaria eléctrica sólo unos 20 años después.

Los polos auxiliares se colocan entre los polos principales por las líneas neutras geométricas (fig. 6-2). Las escobillas también se colocan por estas líneas y permanecen en esta posición cualesquiera que sean las cargas.

El número de polos auxiliares habitualmente es igual al número de polos principales, solamente en las máquinas de pequeña potencia a veces se reduce dos veces. Así, por ejemplo, las máquinas bipolares del tipo PN-5 (ПН-5), PN-10 (ПН-10) y PN-17,5 (ПН-17,5) de 0,3—0,7 kW de potencia tienen dos polos principales y un polo auxiliar.

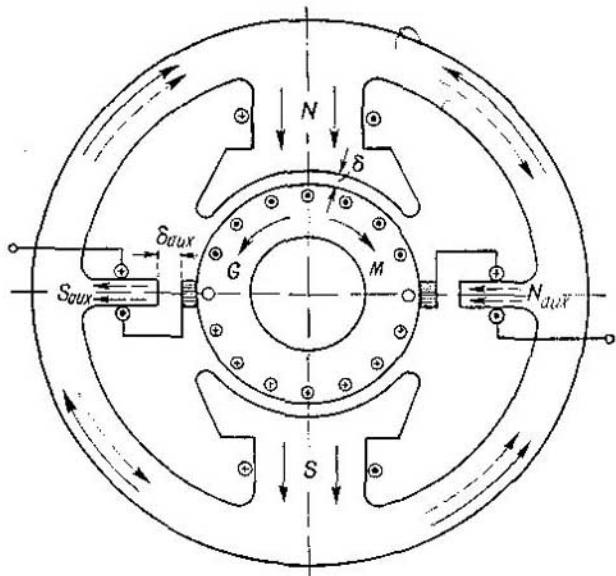


Fig. 6-2. Polaridad de los polos auxiliares al funcionar la máquina como generador  $G$  y como motor  $M$

La polaridad de los polos auxiliares se determina de los razonamientos de que ellos deben cumplir el mismo papel que el desvío de las escobillas en las máquinas sin polos auxiliares. Por esta razón, si la máquina funciona en régimen de generador, entonces el polo auxiliar debe tener la misma polaridad que el polo anterior al inducido, y si la máquina funciona como motor, al contrario.

Para la compensación mutua de las fuerzas electromotrices  $e_r$  y  $e_h$  a una carga arbitraria, por ejemplo, la nominal, es necesario que la f. e. m. de conmutación  $e_h$  coincida lo más exactamente posible por su forma con la curva de la f. e. m. reactiva  $e_r$ , determinada por la curva de inductancia resultante. Prácticamente esto no se puede lograr principalmente por que la curva de f. e. m.  $e_r$  tiene carácter escalonado (véanse las curvas de la fig. 5-10). En la fig. 6-3 se muestran las curvas aproximadas de las fuerzas electromotrices  $e_h$  y  $e_r$  en función del tiempo; las áreas rayadas en la misma figura corresponden a la f. e. m. residual  $e_r + e_h$ . Así pues, al hablar de la compensación mutua de las fuerzas electromotrices  $e_r$  y  $e_h$  debemos tener en cuenta sus valores medios durante la conmutación, es decir, considerar que  $e_h = e_r$ . Valiéndonos de la fórmula (5-35) y de la expresión  $e_h = 2\omega_s v_a l_c B_c$  obtenemos:

$$2\omega_s v_a l_c B_c = 2\omega_s v_a l_c \zeta A,$$

de donde

$$B_c = \frac{l_c}{l_c} \zeta A. \quad (6-2)$$

Para conservar la proporcionalidad entre la inducción  $B_c$  y carga lineal  $A$  para todos los regímenes de funcionamiento, es necesario conectar el arrollamiento de los polos auxiliares en serie con el devanado del inducido. En este caso, el circuito magnético de los polos auxiliares debe estar no saturado, puesto que sólo en este caso la inducción  $B_c$  variará proporcionalmente a la corriente en el inducido y, por consiguiente, a la carga lineal. Para ello: a) se aumenta el espacio por debajo del polo auxiliar en comparación con el espacio del polo principal (véase la tabla 11-1); b) la inducción en el núcleo del polo auxiliar se toma no mayor de 0,8—1 T para la corriente nominal; c) la inducción en la culata, creada por la f. m. fundamental, se toma no mayor de 1,2 T, tomando en consideración que en algunos sectores de la culata las fuerzas magnetizantes de los polos principales y auxiliares se adicionan (véase la fig. 6-2).

La anchura de la zapata polar del polo auxiliar  $b_{aux}$  se determina en función de la anchura de la zona de conmutación  $b_{con}$ . Habitualmente

$$b_{aux} = (0,9 \div 1,0) b_{con}. \quad (6-3)$$

La anchura de la zona de conmutación para un arrollamiento imbricado simple de paso entero se determina por la fig. 5-10, b. Si el paso del arrollamiento está reducido en

$$e = \frac{Z_{elem}}{2p} - y_1 = \frac{s}{2p} - y_1$$

ranuras elementales, entonces los lados que se encuentran en la capa inferior de la ranura entran en conmutación no simultáneamente con los lados en la capa superior de la misma ranura, sino más tarde o antes que los últimos en dependencia del sentido de rotación del inducido. Por eso, hasta el final de la conmutación del último lado inferior el inducido se desplaza adicionalmente a la distancia

$$\left( \frac{s}{2p} - y_1 \right) t_c \frac{D_a}{D_c} = e t'_c$$

y, por lo tanto, en la misma magnitud se extiende la zona de conmutación, es decir,

$$b_{con} = b'_c + (u - 1 + e) t'_c. \quad (6-4)$$

Razonando análogamente, en el caso general tenemos que

$$b_{con} = b'_c + \left( u - \frac{a}{p} + e \right) t'_c. \quad (6-5)$$

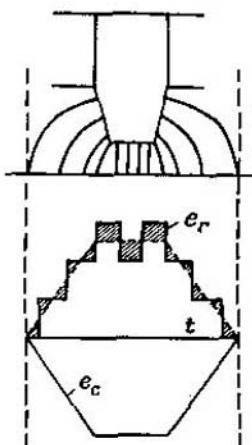


Fig. 6-3. Curvas de los campos en la zona de conmutación

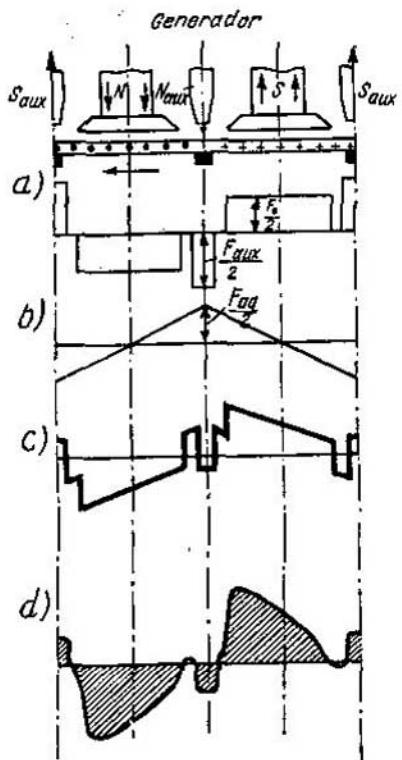


Fig. 6-4 Fuerza magnetizante y curva del campo resultante de una máquina con polos auxiliares sin arrollamiento compensador

do con la fórmula (4-4)  $F_{aq} = \tau A$ , y  $F_{\delta aux}$  se expresa por una fórmula análoga a la (2-16) para el entrehierro del polo principal. Por consiguiente,

$$F_{aux} = \tau A + \frac{2}{\mu_0} B_c \delta_{aux} k_{\delta aux}. \quad (6-7)$$

Aquí  $k_{\delta aux}$  es el coeficiente de entrehierro de los polos auxiliares, que puede ser determinado por una fórmula, análoga a la (2-15):

$$k_{\delta aux} = \frac{t_1 + 5\delta_{aux}}{b_{d1} + 5\delta_{aux}}. \quad (6-8)$$

Habitualmente

$$\delta_{aux} < \delta; k_{\delta aux} \approx k_\delta; \frac{F_{aux}}{F_{aq}} = 1,15 \div 1,30.$$

El hecho de que la dispersión de los polos auxiliares es considerablemente mayor que la de los polos principales se explica por la

Para calcular el circuito magnético de los polos auxiliares representemos la fig. 6-2 en forma desarrollada y construyamos por separado las curvas de f. m. de los polos principales  $F_\phi$ , de la reacción transversal del inducido  $F_{aq}$ , de los polos auxiliares  $F_{\delta aux}$ , de la f. m. resultante de la máquina y la curva de distribución del campo en el entrehierro de la máquina con polos auxiliares, que funciona en el régimen de generador (fig. 6-4, a, b, c, d y véase también la fig. 4-7, a). Vemos que en la zona de conmutación la f. m. de los polos auxiliares y la reacción del inducido actúan en sentidos opuestos, además, es fácil convencernos de que esta deducción tiene carácter general.

Puesto que el circuito magnético de los polos auxiliares no está saturado, la reluctancia del acero de este circuito se puede despreciar y considerar que

$$F_{aux} = F_{aq} + F_{\delta aux}, \quad (6-6)$$

donde  $F_{\delta aux}$  es la f. m. por un par de polos, necesaria para conducir el flujo de los polos auxiliares a través del espacio doble  $2\delta_{aux}$  entre el polo auxiliar y el inducido. De acuerdo

acción opuesta de las fuerzas magnetizantes  $F_{\text{aux}}$  y  $F_{ag}$ . Si  $\Phi_{\text{aux}}$  es el flujo en el núcleo del polo auxiliar y  $\Phi_{\text{con}}$  es el flujo en el entrehierro por debajo de este polo, entonces en las máquinas sin arrollamiento compensador tenemos un coeficiente de dispersión de los polos auxiliares

$$k_{\delta \text{ aux}} = \Phi_{\text{aux}} / \Phi_{\text{con}} = 2 \div 5.$$

Para disminuir la dispersión de los polos auxiliares, su arrollamiento se coloca lo más cerca posible al inducido y el espacio de aire se divide en dos partes: el espacio entre el inducido y la zapata polar del polo auxiliar y el espacio entre el núcleo del polo auxiliar y la culata, llenando este último con juntas de material amagnético.

#### EJEMPLO NUMÉRICO

Calculemos el número de espiras  $w_{\text{aux}}$  por un polo auxiliar para la misma máquina PN-290, cuyos datos fueron aportados más arriba al calcular la f. m. de los polos principales (véase el § 2-13).

Al funcionar la máquina en el régimen de generador tenemos:  $P_n = 23 \text{ kW}$ ;  $U_n = 230 \text{ V}$ ;  $I_n = 100 \text{ A}$  o bien, si se tiene en cuenta también la corriente de excitación, igual aproximadamente a 3 A, necesaria para la excitación de la máquina, entonces  $I_a = I + i_{\text{ex}} = 103 \text{ A}$ ;  $2p = 4$ ;  $D_a = 295 \text{ mm}$ ;  $N = 524$ ;  $2a = 2$ ;  $\tau = 23,2 \text{ cm}$ ; la longitud del polo auxiliar es igual a la del polo principal y constituye  $l_{\text{aux}} = 13,5 \text{ cm}$ ; el espacio por debajo del polo auxiliar es  $\delta_{\text{aux}} = 0,4 \text{ cm}$ , mientras que el espacio por debajo del polo principal es  $\delta = 0,2 \text{ cm}$ ;  $t_1 = 28,1 \text{ mm}$  y  $b_{d1} = 17,3 \text{ mm}$ .

Entonces por la fórmula (6-8)

$$k_{\delta \text{ aux}} = \frac{t_1 + 5\delta_{\text{aux}}}{b_{d1} + 5\delta_{\text{aux}}} = \frac{28,1 + 20}{17,3 + 20} = 1,29.$$

La carga lineal del inducido es

$$A = \frac{i_a N}{\pi D_a} = \frac{\frac{103}{2} \cdot 524}{\pi \cdot 29,5} = 291 \text{ A/cm}.$$

Tomando el valor medio  $\xi = 7 \cdot 10^{-6}$  para la permeancia de dispersión de la máquina de potencia media con arrollamiento de alambre (véase la pág. 211), hallamos [véase la fórmula (5-35)]:

$$e_r = 2w_s l_1 v_a A \xi = 2 \cdot 2 \cdot 14 \cdot 15 \cdot 291 \cdot 7 \cdot 10^{-6} = 1,71 \text{ V.}$$

Entonces la inducción del campo de conmutación  $B_k$  deberá ser [véase la fórmula (6-2)]

$$B_k = \xi A \frac{l_1}{l_{\text{aux}}} = 7 \cdot 10^{-6} \cdot 291 \cdot 10^2 \cdot \frac{140}{135} = 0,2117 = 2110 \text{ Gs};$$

$$F_{ag} = \tau A = 23,2 \cdot 291 = 6750 \text{ A};$$

$$F_{\delta \text{ aux}} = \frac{2}{\mu_0} B_k \delta_{\text{aux}} k_{\delta \text{ aux}} = \frac{2}{4\pi \cdot 10^{-7}} \cdot 0,21 \cdot 4 \cdot 10^{-3} \cdot 1,29 = 1740 \text{ A}.$$

Por consiguiente,

$$F_{\text{aux}} = F_{ag} + F_{\delta \text{ aux}} = 6750 + 1740 = 8490 \text{ A};$$

$$w_{\text{aux}} = \frac{F_{\text{aux}}}{2l_a} = \frac{8490}{2 \cdot 103} = 41,3 \text{ espiras}$$

(en realidad se ha tomado 41,5 espiras).

Del ejemplo expuesto se ve que en la suma de las fuerzas magnetizantes  $F_{aq} + F_{aux}$  el valor predominante lo tiene  $F_{aq}$ , siendo  $F_{aux}/F_{aq} = 8490/6750 - 1,26$ . Adicionando las curvas de las fuerzas magnetizantes en la fig. 6-4, a y b, obtenemos la curva de la f. m. resultante en la fig. 6-4, c; la curva correspondiente de distribución de la inducción magnética por debajo de los polos principales y auxiliares se muestra en la fig. 6-4, d.

Es necesario señalar que no se puede lograr un cálculo exacto de la f. m.  $F_{aux}$ , puesto que el valor de  $\xi$  es aproximado, y el establecimiento definitivo de la magnitud  $F_{aux}$  se realiza ya en las máquinas fabricadas, por medio de la "sintonización" de la comutación. Uno de los procedimientos de "sintonización" es el método de la zona sin chispas, que se realiza por medio del trazado de las curvas de alimentación adicional. Esto permite establecer el valor óptimo del número de espiras del polo auxiliar  $w_{aux}$  o el espacio de aire por debajo del polo auxiliar (véase el § 6-11, p. C).

### 6-5. Influencia de los polos auxiliares sobre el campo fundamental

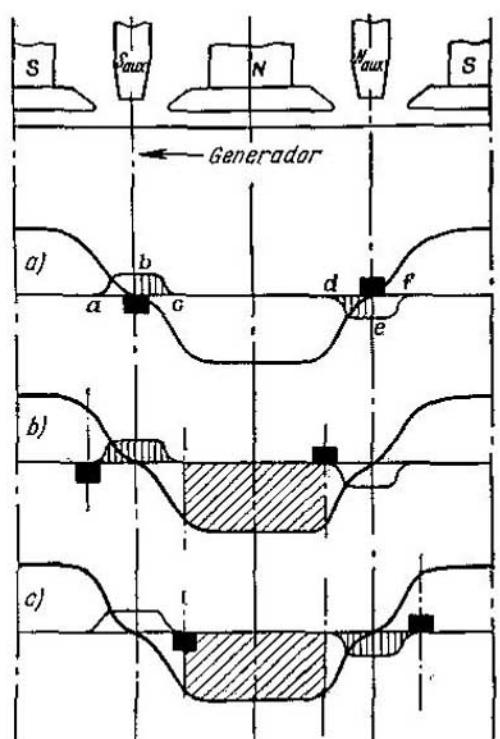


Fig. 6-5. Influencia de los polos auxiliares en el campo principal

Si las escobillas están situadas en la línea neutra geométrica los polos auxiliares no ejercen influencia alguna sobre el campo fundamental, puesto que sus efectos desmagnetizante y magnetizante, determinados por las áreas rayadas en la fig. 6-5, a, se neutralizan mutuamente en los límites de un paso polar.

Si, al funcionar la máquina como generador, desviamos las escobillas de la línea neutra en el sentido de rotación del inducido (fig. 6-5, b), entonces las áreas rayadas de los campos de los polos principal y auxiliar tendrán diferentes signos, es decir, en este caso los polos auxiliares desmagnetizan la máquina. Por el contrario, al desviar las escobillas de la línea neutra en sentido contrario al de rotación del inducido del generador, los polos auxiliares magnetizan la máquina (fig. 6-5, c).

Así pues, los polos auxiliares ejercen la misma influencia sobre el campo fundamental que la reacción transversal del inducido. Por esta razón, la acción de los polos auxiliares se incluye con frecuencia en la acción de la reacción del inducido, sin especificarla especialmente. Esta deducción concierne también al motor.

### 6-6. Influencia de la saturación de los polos auxiliares sobre la conmutación

Mas arriba (véase el § 6-4) vimos que la compensación de la f.e.m. reactiva  $e_r$  con la f.e.m. de conmutación  $e_h$  es posible al variar la carga solamente en el caso en que el campo de conmutación  $B_h$  varía prácticamente de modo proporcional a la corriente  $I_a$ .

Al aumentar considerablemente la corriente  $I_a$  por encima de su valor nominal el circuito magnético de los polos auxiliares puede resultar saturado y entonces se perturba la linealidad de la variación de  $B_h = f(I_a)$ .

En la fig. 6-6 con líneas llenas se muestra el flujo útil de conmutación  $\Phi_k$  y con líneas de trazo, el flujo de dispersión del polo auxiliar  $\Phi_{\delta \text{ aux}}$ . El flujo resultante en el núcleo del polo auxiliar es  $\Phi_{\text{aux}} = \Phi_k + \Phi_{\delta \text{ aux}}$ .

Teniendo en cuenta un par de polos, representemos el circuito magnético del polo auxiliar esquemáticamente en forma de un circuito de corriente eléctrica equivalente (fig. 6-7, a). Aquí  $F_{\text{aux}}$  y  $F_a$  son las fuerzas magnetizantes efectivas del polo auxiliar y del inducido,  $R_{\mu\delta}$ ,  $R_{\mu\sigma}$  y  $R_{\mu \text{ aux}}$  son las reluctancias en las trayectorias: del flujo de conmutación  $\Phi_k$  en el espacio por debajo del polo auxiliar, del flujo de dispersión  $\Phi_{\delta \text{ aux}}$  y del flujo resultante  $\Phi_{\text{aux}}$  en el acero. Entonces

$$F_{\text{aux}} - F_a = \Phi_k R_{\mu\delta} + \Phi_{\text{aux}} R_{\mu \text{ aux}},$$

de donde

$$\Phi_k = \frac{(F_{\text{aux}} - F_a) - \Phi_{\text{aux}} R_{\mu \text{ aux}}}{R_{\mu\delta}}.$$

En esta fórmula la resistencia  $R_{\mu\delta}$  puede considerarse constante, por cuanto está condicionada por la resistencia del espacio. Al aumen-

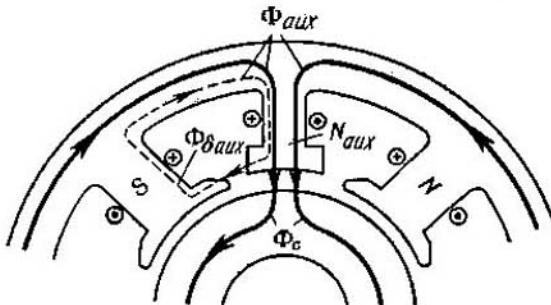


Fig. 6-6. Circuito magnético de los polos auxiliares

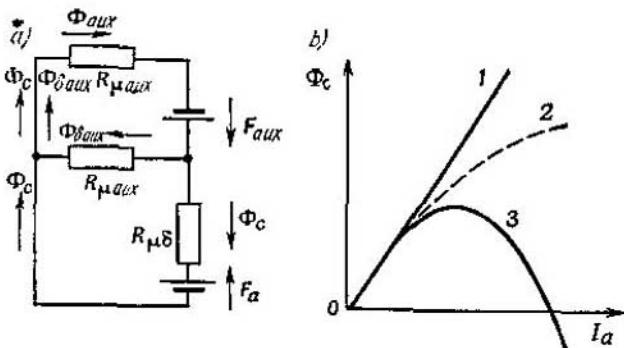


Fig. 6-7. Influencia de la saturación de los polos auxiliares

tar la corriente  $I_a$  las fuerzas magnetizantes  $F_{aux}$  y  $F_a$  y, por consiguiente, la diferencia  $F_{aux} - F_a$  crecen proporcionalmente a la corriente  $I_a$ . Si la máquina no está saturada, entonces la resistencia  $R_{\mu aux}$  permanece constante, y el flujo  $\Phi_{aux}$  aumenta proporcionalmente a la corriente  $I_a$ . En estas condiciones el flujo  $\Phi_h$  también aumenta proporcionalmente a la corriente  $I_a$ , y la dependencia  $\Phi_h = f(I_a)$  tiene carácter de línea recta (la curva 1 en la fig. 6-7, b). Pero al saturarse el circuito magnético del polo auxiliar la resistencia  $R_{\mu aux}$  comienza a aumentar notablemente y la dependencia  $\Phi_h = f(I_a)$  comienza a apartarse de la ley rectilínea. Además, si no existiera el flujo de dispersión ( $\Phi_{aux}$ ), entonces esta dependencia tendría carácter de curva de magnetización (curva 2 en la fig. 6-7, b). En realidad el flujo de dispersión del polo auxiliar contribuye a un crecimiento más rápido del flujo  $\Phi_{aux}$  en comparación con el flujo  $\Phi_h$ ; por eso el producto  $\Phi_{aux} R_{\mu aux}$  crece más rápidamente que la corriente  $I_a$ , y tanto más rápidamente, cuanto mayor es la saturación del polo auxiliar. Para cierto valor de la corriente  $I_a$  el flujo  $\Phi_h$  no sólo cesa de aumentar, sino que comienza a disminuir y, luego, durante el ulterior aumento de la corriente  $I_a$ , se hace nulo e incluso cambia de signo, como está representado por la curva 3 en la fig. 6-7, b.

De lo expuesto se desprende que durante las sobrecargas de la máquina de corriente continua se alcanza tal límite, para el que la f. e. m. de commutación  $e_h$  no sólo cesa de compensar la f.e.m. reactiva  $e_r$ , sino que comienza a actuar en la misma dirección que esta última. En estas condiciones el funcionamiento sin chispas de la máquina es absolutamente imposible.

### 6-7. Arrollamiento compensador

El arrollamiento compensador propuesto por Menges en el año 1884, es uno de los medios más efectivos que contribuyen al mejoramiento de la commutación de las máquinas que funcionan a cargas bruscamente variables. El objetivo del arrollamiento compensador

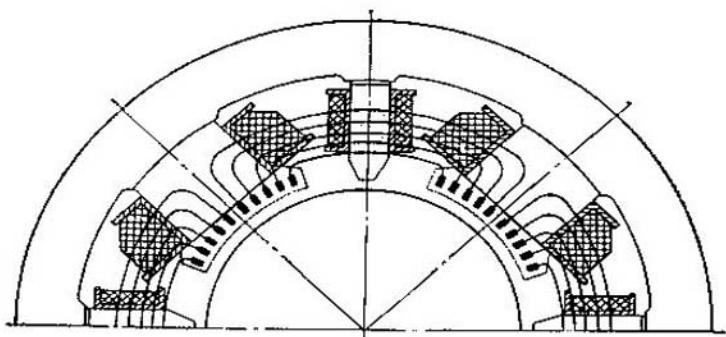


Fig. 6-8. Arrollamiento compensador

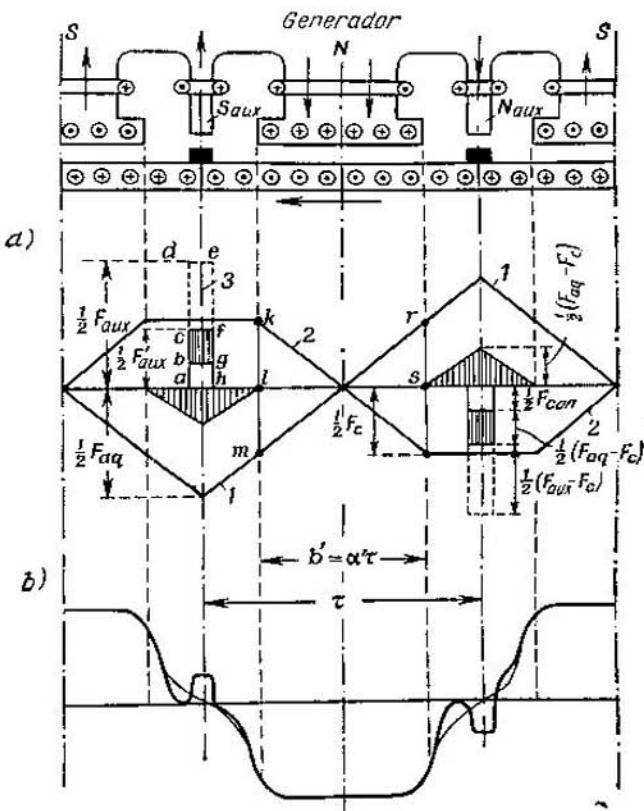


Fig. 6-9. Curvas de la fuerza magnetizante  $F_{ag}$  y  $F_k$  y curva del campo resultante de una máquina con arrollamiento compensador

consiste en eliminar en el mayor grado posible la distorsión del campo magnético fundamental, provocada por la reacción del inducido. Para ello el arrollamiento compensador se coloca en las ranuras estampadas en las zapatas polares de los polos principales, y se ejecuta según el esquema de la fig. 6-8. Para que la compensación tenga lugar a cualquier carga, es necesario conectar en serie el arrollamiento compensador con el devanado del inducido de tal modo que las fuerzas magnetizantes de ambos arrollamientos estén dirigidas en sentido contrario una respecto a otra. En la fig. 6-9, a las curvas 1 y 2 representan la distribución de las fuerzas magnetizantes de la reacción del inducido  $F_{aq}$  y del arrollamiento compensador  $F_k$ ; la curva 3, representada por el rectángulo  $adeh$ , expresa la f. m. de los polos auxiliares para el caso cuando la máquina no tiene arrollamiento compensador. Para reducir, en el caso de carga, la distorsión del campo magnético fundamental hasta el mínimo, hay que compensar totalmente en los límites del arco polar  $b' = \alpha'\tau$  la f.m. de la reacción transversal del inducido  $F_{aq}$ ; para esto es necesario bobinar el arrollamiento compensador de tal modo que los segmentos  $kl-ts = \frac{1}{2}F_k$  sean iguales a los segmentos  $ml-rs = \frac{1}{2}\alpha'F_{aq}$ , es decir, que

$$F_k = \alpha'F_{aq} = \alpha'\tau A = b'A. \quad (6-9)$$

Con tal distribución de las fuerzas magnetizantes  $F_{aq}$  y  $F_k$  en el espacio interpolar se crea una f. m. no compensada (residual)  $F'_{aq}-F_k$  (en la fig. 6-9, a los triángulos rayados) que, sin embargo, influye poco en el funcionamiento de la máquina, puesto que el campo creado por ésta en el espacio interpolar es pequeño. Si la máquina tiene arrollamiento compensador 1 la f.m. de los polos auxiliares es  $F'_{aux} = F_{aux} - F_k$ , es decir, es considerablemente menor que en las máquinas sin arrollamiento compensador; en la fig. 6-9, a la f. m.  $F'_{aux}$  representada por el rectángulo  $acfh$ , con la particularidad de que parte de esta f.m., la representada por el rectángulo  $bcfg$ , compensa la f.m. diferencial  $F_{aq}-F_k$  que queda en el espacio interpolar, y el rectángulo  $abgh$  determina la f. m.  $F_{com}$  necesaria para crear el flujo de conmutación  $\Phi_h$ .

En la fig. 6-9, b se muestra la curva de distribución del campo en una máquina con arrollamiento compensador. Vemos que en esta máquina la curva del campo fundamental prácticamente no depende de la carga. Esto aumenta el grado de fiabilidad de funcionamiento de la máquina en lo que se debe a la conmutación, pero complica su construcción y aumenta notablemente su coste. Por esta razón, el arrollamiento compensador se emplea sólo en las máquinas de potencia relativamente grande, comenzando aproximadamente desde los 150 kW.

#### 6-8. Medios auxiliares de lucha contra el fuego circular

La experiencia demuestra que al variar bruscamente la corriente, el fuego circular puede surgir incluso en las máquinas con arrollamiento compensador. Para aumentar la estabilidad de la máquina en

lo que concierne al fuego circular se emplean las siguientes medidas complementarias.

**A. Cálculo especial y regulación experimental de la conmutación.** Las máquinas designadas para el trabajo con sobrecargas y bruscas variaciones de la corriente, se calculan de tal modo que en el régimen nominal de funcionamiento la conmutación sea algo acelerada. Entonces durante las sobrecargas ella adquiere un carácter decelerado, pero el cálculo se debe realizar de tal modo que en ambos casos la conmutación sea lo suficiente favorable.

Sobre la regulación experimental de la conmutación de las máquinas, véase el § 6-13.

**B. Shunt inductivo.** Sabemos que las corrientes en torbellino (de Foucault), que surgen en las partes continuas del circuito magnético al variar bruscamente la corriente, impiden variación tan brusca del flujo magnético de los polos auxiliares. Para eliminar este defecto, a veces se emplea el *shunt inductivo*, conectado según el esquema de la fig. 6-10, a paralelamente al arrollamiento de los polos auxiliares *PA*, y en el caso de arrollamiento compensador *AC*, en serie con el último. Elijiendo adecuadamente la resistencia activa del shunt y su inductancia se puede lograr que al variar bruscamente la corriente *i*, varie aún más bruscamente la corriente de los polos auxiliares  $i_{aux}$ , y de este modo acelerar el proceso de variación del flujo de los polos auxiliares tanto al aumentar la corriente *i*, como al disminuir ésta (fig. 6-10, b).

En el régimen permanente (estacionario) de funcionamiento, la corriente del shunt  $i_{sh} \leq 0,1 I_n$ . El campo fundamental de aplicación de los shunt inductivos son las máquinas de gran potencia que funcionan con carga bruscamente variable. Con la misma finalidad de debilitar el efecto de blindaje de las corrientes de Foucault, los núcleos de los polos auxiliares se cumplen, así como los núcleos de los polos principales, de chapa de acero.

**C. Barreras. Pantallas. Disyuntores ultrarrápidos.** Para crear obstáculos en el camino de propagación del arco, entre los pernos portaescobillas de distinta polaridad se colocan, a lo largo del colector, barreras de material aislante resistente al arco. Para proteger el devanado del inducido de los deterioros por el efecto del arco, entre el colector y los eslabones del devanado del inducido, es decir,

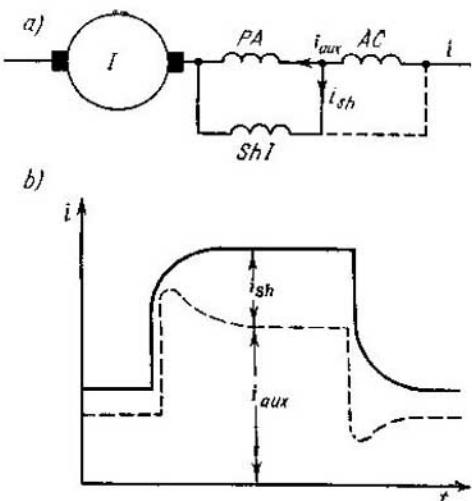


Fig. 6-10. Esquema de conexión del shunt inductivo y curvas de variación de las corrientes *i* e *i<sub>aux</sub>*

en sentido transversal, se coloca una pantalla aislante. Con el mismo fin se emplea también el soplado con aire que hace que el arco se dirija hacia el lado del cojinete, protegido por un tabique especial de cemento y asbesto.

Durante el cortocircuito de la máquina se crean condiciones particularmente favorables para el surgimiento del fuego circular. Por esta razón, en el circuito del inducido se intercala un disyuntor ultrarrápido que desconecta el circuito antes que la corriente de cortocircuito alcance un valor peligroso. El disyuntor del sistema de A. I. Gólibev puede desconectar el circuito cortocircuitado en 0,01 s.

### 6-9. Escobillas y sus características

Una de las características principales de la escobilla es la magnitud de su resistividad de transición  $\rho_e$ , es decir, la resistencia calculada por unidad de superficie de contacto de la escobilla. Si  $R_e$  es la resistencia de toda la superficie de contacto de la escobilla y  $S_e$  es el área de esta superficie, entonces  $R_e = \rho_e / S_e$ . Por consiguiente, la caída de tensión en la capa de contacto será

$$\Delta U_e = IR_e = j_e S_e \frac{\rho_e}{S_e} = j_e \rho_e. \quad (6-10)$$

Aquí  $I$  es la corriente que llega a la escobilla o que sale de ésta;  $j_e$  es la densidad media de la corriente bajo la escobilla.

Las investigaciones demuestran que la resistencia de transición de la escobilla y correspondientemente la caída de transición de la tensión dependen de toda una serie de factores, entre los cuales los de mayor importancia son: a) el material de las escobillas y el material del colector o de los anillos del colector; b) la densidad de la corriente  $j_e$ ; c) el sentido de la corriente: de la escobilla al colector (anillo) o del colector a la escobilla; d) la temperatura de la superficie de contacto; e) el estado químico de la superficie de contacto; f) la presión específica sobre la escobilla; g) la velocidad lineal en la periferia del colector; h) factores mecánicos.

En la tabla 6-1 se aportan los tipos de escobillas empleadas en la Unión Soviética y sus características principales.

Las que mayor resistencia  $\rho_e$  tienen son las escobillas duras de carbón grafitado; tienen menor resistencia las escobillas grafíticas y electrografitadas y las escobillas de resistencia mínima son las blandas de cobre grafitado o de bronce grafitado.

En la fig. 6-11 se muestran las curvas  $\Delta U_e = f(j_e)$  para las escobillas de distintos tipos. Dado que para el sentido de la corriente del metal a la escobilla de carbón la caída de tensión es mayor que en el sentido inverso de la corriente, entonces por  $\Delta U_e$  se entiende la suma de caídas de tensión para las escobillas de ambas polaridades. Las curvas 1 y 2 se refieren a las escobillas duras, las curvas 3 y 4, a las escobillas de dureza media y blandas, la curva 5, a las escobillas de bronce grafitado. Para las curvas 3 y 4 es característica su parte

Tabla 6-1

| Grupo de escobillas | Tipo                            | Densidad de corriente nominal $i \cdot 10^{-5} \text{ A/mm}^2$ | Velocidad periférica máxima, $m/s$ | Presión específica $p \cdot 10^{-2} \text{ N/m}^2$ | Resistencia eléctrica específica $\rho \cdot 10^{-3} \Omega \cdot \text{m}$ | Duración Short | Caida de tensión por un par de escobillas, siendo la corriente nominal $v = 15 \text{ m/s}$ , $V = 15 \text{ m/s}$ | Coeficiente de rozamiento para $v = 15 \text{ m/s}$ , $V = 15 \text{ m/s}$ , no más de min | Desgaste después de 50 h de funcionamiento, siendo $V = 15 \text{ m/s}$ , no más de min |
|---------------------|---------------------------------|--|------------------------------------|--|---|----------------|--|--|---|
|                     |                                 |  |                                    |  |   |                |  |  |   |
| De carbon grafitado | T <sub>2</sub> , T <sub>6</sub> | 6  | 10                                 | 2-2,5  | 40-60   | 45-58          | 2±0,5  | 0,3  | 0,1   |
|                     | U <sub>G2</sub>                 | 8  | 15                                 | 2-2,5  | 18-30   | 40-60          | 2±0,4  | 0,25   | 0,3   |
|                     | U <sub>G4</sub>                 | 7  | 12                                 | 2-2,5  | 26-38   | 45-65          | 2,1±0,5  | 0,25   | 0,3   |
|                     | G1                              | 7  | 12                                 | 2-2,5  | 30-46   | 35-50          | 2,7±0,5  | 0,3  | 0,2   |
|                     | G2                              | 8  | 15                                 | 2-2,5  | 25-37   | 40-50          | 1,7±0,5  | 0,25   | 0,15  |
|                     | G3                              | 10-11  | 25                                 | 2-2,5  | 10-20   | 30-40          | 1,9±0,4  | 0,25   | 0,2   |
| Grafiticas          | G6                              | 9  | 18                                 | 2-2,5  | 26-42   | 35-50          | 2,2±0,6  | 0,25   | 0,2   |
|                     | G8                              | 11   | 25                                 | 2-2,5  | 10-20   | 20-40          | 1,9±0,4  | 0,25   | 0,15  |
|                     | G58                             | 9  | 25                                 | 1,75-2   | 20-30   | 35-50          | —  | 0,25   | —   |
|                     | G1                              | 7  | 12                                 | 2-2,5  | 30-46   | 35-50          | 2,7±0,5  | 0,3  | 0,2   |
|                     | G2                              | 8  | 15                                 | 2-2,5  | 25-37   | 40-50          | 1,7±0,5  | 0,25   | 0,15  |
|                     | G3                              | 10-11  | 25                                 | 2-2,5  | 10-20   | 30-40          | 1,9±0,4  | 0,25   | 0,2   |
| Electrografitadas   | EG2                             | 10   | 25                                 | 1-2,5  | 20-30   | 46-60          | 2,75±0,6   | 0,2  | 0,1   |
|                     | EG4                             | 12   | 40                                 | 1,5-2  | 10-16   | 20-30          | 2,2±0,4  | 0,2  | 0,25  |
|                     | EG6                             | 9  | —                                  | 1,2-2,5  | 30-46   | 47-63          | 2,5±0,6  | 0,25   | 0,15  |
|                     | EG8                             | 10   | 40                                 | 2-2,5  | 40-50   | 42-56          | 2,4±0,5  | 0,25   | 0,15  |
|                     | EG10                            | 9  | —                                  | 2-2,5  | 40-56   | 50-70          | 2,4±0,6  | 0,25   | 0,15  |
|                     | EG14                            | 10-11  | 40                                 | 2-2,5  | 26-38   | 40-60          | 2,5±0,5  | 0,25   | 0,15  |
| De cobre grafitado  | EG83                            | 9  | 45                                 | 1,75-2,2   | 35-65   | 15-32          | —  | 0,25   | —   |
|                     | M1                              | 15   | 25                                 | 1,5-2  | 2-6   | 26-38          | 1,5±0,5  | 0,25   | 0,18  |
|                     | M3                              | 12   | 20                                 | 1,5-2  | 7-12  | 30-40          | 1,8±0,4  | 0,25   | 0,15  |
|                     | M6                              | 15   | 25                                 | 1,5-2  | 2-6   | 26-35          | 1,6±0,5  | 0,2  | 0,15  |
|                     | M16                             | 12-14  | 25                                 | 1,5-2  | 0,5-1,5   | 20-30          | 0,9±0,3  | 0,25   | 0,2   |
|                     | M20                             | 12   | 20                                 | 1,5-2  | 5-13  | 24-36          | 1,4±0,4  | 0,26   | 0,2   |
| De bronce grafitado | M22                             | 11-14  | 25                                 | 1,5-2  | 1-4   | 20-30          | 1,2±0,3  | 0,2  | 0,2   |
|                     | M24                             | 20   | 15                                 | 1,75-2   | 0,1-0,3   | —              | 0,5±0,2  | 0,25   | 0,7   |
|                     | MG                              | 20   | 20                                 | 1,8-2,3  | 0,05-0,15   | —              | 0,2±0,1  | 0,2  | 0,8   |
|                     | MG2                             | 20   | 20                                 | 2-2,5  | 0,75-0,35   | —              | 0,5±0,2  | 0,2  | 0,4   |
|                     | MG4                             | 15   | 20                                 | 2-2,5  | 0,3-1,3   | 22-32          | 1,1-1,5  | 0,2  | 0,3   |
|                     | MG6                             | 18   | 20                                 | 2-2,5  | 0,3-1,3   | 18-30          | 1,1±0,4  | 0,2  | 0,5   |
| De bronce grafitado | BG                              | 20   | 20                                 | 1,7-2,2  | 0,5-0,9   | —              | 0,3±0,1  | 0,25   | 0,25  |

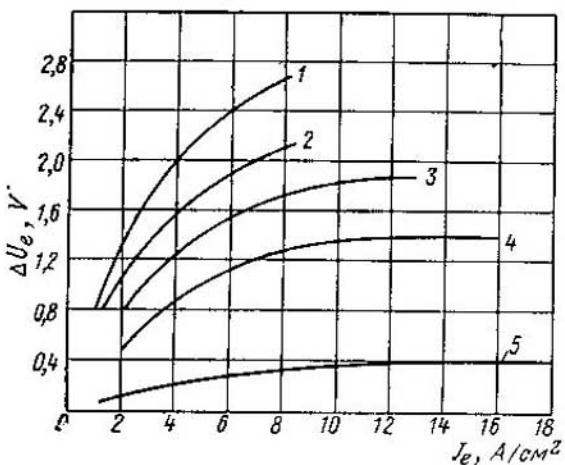


Fig. 6-11. Curvas de  $\Delta U_e = f(j_e)$  para las escobillas de distintos tipos

chata que muestra que a partir de cierta densidad de corriente  $\Delta U_e \approx \text{const}$ , es decir, que la resistencia de transición varía en esta zona casi inversamente proporcional a  $j_e$ .

Con el aumento de la temperatura aumenta la electroconductibilidad de las escobillas y, por consiguiente, disminuye la resistencia de transición; por eso la máquina que posee una commutación bastante buena en estado frío, puede comenzar a commutarse notablemente peor a medida que aumenta la temperatura. Desde este punto de vista, es necesario que en la máquina se empleen escobillas de un solo tipo y de iguales dimensiones. Dado que todas las escobillas de un mismo signo están conectadas en paralelo, si no se observa esta exigencia, las escobillas más calientes, poseyendo menor resistencia de transición, conducirán mayor cantidad de corriente; esto provocará el aumento ulterior de la temperatura de estas escobillas y puede conducir a la quemadura de las escobillas y de los cables alimentadores.

El estado químico de la superficie del colector ejerce una influencia notable en la magnitud de la resistencia de transición. Al funcionar largo tiempo el cobre del colector se cubre de una capa fina de óxido de alta dureza y elevada resistencia al calor con respecto al chisporroteo de las escobillas y a veces adquiere un colorido marrón oscuro ("laca del colector"). En este caso, aumenta la resistencia de transición y la commutación adquiere un carácter más favorable. Si el colector conserva su color natural y tiene una superficie mate, esto significa que en el colector todavía no se ha conseguido un estado estable que garantice una commutación fiable.

Al aumentar la presión específica sobre la escobilla la caída de tensión  $\Delta U_e$  disminuye al principio rápidamente, y luego cada vez más lentamente (fig. 6-12).

La velocidad lineal en la periferia del colector influye poco en la magnitud  $\Delta U_e$ . Pero si a elevada velocidad las escobillas comienzan a temblar, entonces la resistencia de transición de las escobillas puede aumentar considerablemente, cosa que puede reflejarse desfavorablemente en el proceso de conmutación.

Los valores de  $\Delta U_e$  aportados más arriba se han obtenido para el contacto entre la escobilla y el anillo de colector. Para el colector los valores de  $\Delta U_e$  son siempre algo mayores debido a la aspereza de su superficie, que siempre es mayor que la de la superficie del anillo.

Al elegir el tipo de escobilla con frecuencia hay que guiarse por razonamientos mutuamente contradictorios. Así, por ejemplo, desde el punto de vista del mejoramiento de la conmutación es más conveniente emplear escobillas más duras con gran resistencia de transición. Pero como estas escobillas admiten menor densidad de corriente, en este caso aumenta la superficie de contacto de la escobilla, y aumentan las dimensiones del colector y las pérdidas. Por otro lado, la densidad de corriente  $j_c$  admisible bajo la escobilla aumenta con la disminución de la superficie de contacto de la escobilla; por eso es más ventajoso tener mayor número de escobillas de menor dimensión, pero en este caso se complica la construcción de la máquina y crece su coste.

Habitualmente en las máquinas de corriente continua del tipo normal se emplean escobillas grafíticas, en las máquinas con condiciones más pesadas de conmutación, escobillas de carbón grafitado o electrografitadas y en las máquinas de tensión reducida (hasta 30 V) se usan escobillas de cobre grafitado o de bronce grafitado.

#### 6-10. Naturaleza del contacto por escobilla

A medida que se estudiaban las propiedades del contacto corredizo cambiaban las opiniones sobre su naturaleza. Una de las primeras hipótesis, en la que se basa la teoría clásica de conmutación, fue la hipótesis del contacto continuo, es decir, de tal contacto, cuando la corriente se distribuye uniformemente por toda la superficie de contacto. Pero esta hipótesis no podía explicar el carácter de la dependencia de la caída de tensión de transición de la densidad de corriente (véase la fig. 6-11). Por esta razón, a cambio de ésta se presentó la hipótesis, de acuerdo con la cual el contacto corredizo se examina como el conjunto de puntos de contacto directo corredizo, la superficie real de los cuales es decenas de veces menor que toda la superficie de la escobilla. Con la superficie real de contacto linda un espacio cuneiforme

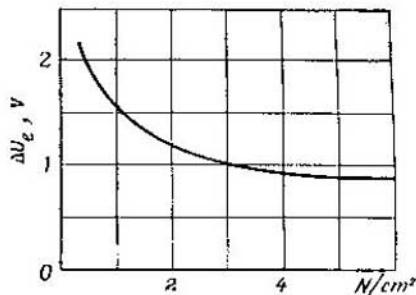


Fig. 6-12. Curva de la tensión  $\Delta U_e$  en función de la presión específica en la escobilla

entre las superficies de la escobilla y del colector, con la particularidad de que en cierta zona de este espacio las partículas de polvo de carbón o metálico, adheridas al colector, todavía pueden hacer contacto con la escobilla. Esta parte de espacio cuneiforme se llama *zona de polvo* y conduce la corriente sólo cuando la tensión entre las superficies de la escobilla y del colector es lo suficientemente grande. Con la zona de polvo linda *la zona de ruptura*, en la que la corriente se conduce por medio de la emisión iónica y electrónica, pero sólo con la condición del contacto previo de las superficies rozantes. Como complemento de esta hipótesis se presentó una tercera, de acuerdo con la cual el factor principal, que determina el comportamiento del contacto corredizo, es la película de óxidos en la superficie del colector o del anillo. La película se encuentra en equilibrio dinámico, es decir, tiene lugar simultáneamente el proceso de formación de la película y su destrucción como consecuencia del efecto esmerilador de las escobillas; en este caso tiene lugar la ruptura de la película y se forman puentes conductores.

Desde el punto de vista de esta hipótesis se puede explicar la forma de las curvas de la fig. 6-11. En efecto, la película de óxidos en el anillo de cobre puede soportar sólo tensiones determinadas; con el aumento de la densidad de corriente la película comienza a destruirse, y aumenta el número de puntos que conducen corriente, como resultado de lo cual disminuye la resistencia de transición. Para el anillo inoxidable, por ejemplo, grafítico, las curvas  $\Delta U_e = f(j_e)$  tienen carácter rectilíneo.

Los fenómenos en el contacto por escobilla fueron investigados detalladamente por muchos autores (I. Neukirchen, E. Holme, M. F. Karasev y otros). Además, se analizó detalladamente la influencia que ejercen sobre el contacto por escobilla los factores de carácter químico, térmico y mecánico. Sobre la base de este análisis se pueden hacer las siguientes deducciones principales.

1. A cargas que superan un límite determinado, en dependencia del tipo de escobilla, la naturaleza del contacto por escobilla es iónica.
2. Los procesos iónicos, que transcurren bajo las escobillas anódicas o catódicas, tienen diferente carácter (la escobilla se llama anódica cuando el sentido de la corriente es de la escobilla al colector, y catódica, cuando la corriente circula del colector a la escobilla, véase la fig. 5-21). En este caso, en la capa de contacto de las escobillas de ambas polaridades sucede *el proceso de electrólisis*. En el caso de escobilla catódica, al pasar la corriente las diminutas partículas de carbón se trasladan al colector y, quemándose en la atmósfera de oxígeno del aire, forman en la superficie del colector una capa fina de más alta temperatura de fusión, que protege al colector del desgaste y que aumenta la resistencia de transición del contacto por escobilla. En el caso de escobilla anódica, no se forma película protectora. El espesor de la película y su carácter dependen de la densidad de corriente, las propiedades de las superficies de contacto y del medio ambiente.

3. Dado que la mayor parte de la superficie de la escobilla no hace contacto directo con la superficie del colector, al hablar del desgaste de estos elementos de la máquina se distinguen: a) el desgaste puramente mecánico de las piezas, o sea, el desgaste sin la participación de la corriente; b) el desgaste mecánico al pasar la corriente, y c) el desgaste eléctrico sin la contribución del desgaste mecánico.

El desgaste mecánico del colector y las escobillas, como regla, no es muy grande, aunque pueden darse los casos de un alto desgaste anormal de estas piezas en dependencia, principalmente, de la estructura de las escobillas.

El desgaste mecánico del colector y las escobillas al circular corriente es, generalmente, *considerablemente mayor* que el desgaste sin corriente. Esto se explica por el hecho de que los procesos iónicos, que suceden en la capa de contacto al pasar la corriente, destruyen las superficies lisas del colector y las escobillas. Ejerce una acción destructora particularmente fuerte el arco (el así llamado arco de ascenso), que se forma al separarse las superficies del colector y de la escobilla, por ejemplo, durante las sacudidas de la máquina. El desgaste tiene carácter polar. Por ejemplo, el colector anódico se desgasta más rápidamente que el catódico. Siendo iguales las demás condiciones el desgaste depende del medio ambiente: humedad del aire, presencia de gases que accionan químicamente sobre el colector y la escobilla, etc., que contribuyen al aumento del desgaste.

El desgaste puramente eléctrico del colector tiene lugar en el caso cuando existen las condiciones de formación de arco, por ejemplo, cuando la escobilla resbala por las juntas que sobresalen de entre las delgas, prácticamente sin hacer contacto con su superficie. En el caso de colector catódico el foco del arco está enlazado con el colector, y el cobre en el foco se evapora; como resultado tiene lugar la pulverización catódica del cobre del colector.

4. Al aumentar la temperatura del colector la ionización del contacto comienza a menores valores de la corriente de carga (según los datos de M. F. Karasev). En lo que se refiere a la influencia de la temperatura en el chisporroteo, según la opinión de I. Neukirchen, es un factor acompañante, pero no determinante.

Las ideas sobre la conductibilidad iónica, que admiten el carácter intermitente de punta del contacto de las superficies corredizas, permiten aclarar lo más completamente y más próximo a la realidad desde el punto de vista físico el complejo conjunto de fenómenos que determinan el proceso de conmutación de una máquina de colector, pero requieren una elaboración ulterior.

#### 6-11. *Métodos experimentales del análisis y la regulación de la conmutación*

A. **Razonamientos generales.** El análisis teórico de la conmutación de las máquinas de corriente continua, realizado en el cap. V sobre la base de la teoría clásica de la conmutación, se basa, como sabemos,

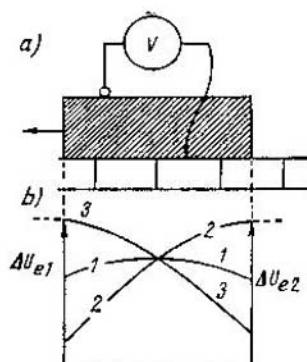


Fig. 6-13. Esquema para el trazado de las curvas potenciales de escobilla y curvas potenciales

por esto, los datos eléctricos definitivos de la máquina, como regla, pueden ser establecidos sólo como resultado de la combinación del cálculo y el experimento.

Los métodos más difundidos y valiosos de análisis experimental de la conmutación es el *trazado de las curvas potenciales bajo las escobillas y las curvas de alimentación adicional de los polos auxiliares*.

**B. Curvas potenciales de las escobillas.** Este método permite juzgar por la forma de la curva potencial trazada de la escobilla sobre el carácter de la conmutación, es decir, permite determinar si la conmutación es rectilínea, decelerada o acelerada.

Las curvas potenciales de la escobilla se trazan por el esquema de la fig. 6-13, a. El voltímetro debe ser elegido de tal manera, que se pueda medir la tensión hasta 1,5—3 V. Uno de los bornes del voltímetro se conecta directamente a la escobilla, el otro, a un contacto fino metálico o de carbón, que se desplaza por la periferia del colector a lo largo del collar de escobillas.

Si la conmutación es rectilínea, entonces la densidad de corriente bajo la escobilla es igual en todas las partes (véase la fig. 5-6); por consiguiente, la caída de tensión de transición  $\Delta U_e$  tiene un mismo valor por toda la escobilla, y la curva potencial de la escobilla representa casi una recta paralela al eje de abscisas (la curva 1 en la fig. 6-13, b).

En el caso de conmutación decelerada la densidad de corriente y, correspondientemente, la tensión de transición es mayor en el lado posterior de la escobilla que en el anterior, es decir,  $\Delta U_{e2} > \Delta U_{e1}$ . En este caso se obtiene la curva 2 de la fig. 6-13, b. Cuando la conmutación es acelerada se obtiene la curva 3.

El método expuesto permite juzgar, con cierta aproximación, sobre la magnitud del campo de conmutación, puesto que la curva 2 en

en una serie de admisiones que facilitan el análisis, pero que no son del todo fidedignas. A consecuencia de esto, las deducciones obtenidas sobre la base de la teoría clásica, a pesar de que representan tendencias justas de orden cualitativo, no dan la posibilidad de realizar cálculos cuantitativos exactos.

Como resultado, no se logra determinar el número exacto de espiras del polo auxiliar, establecer la magnitud exacta del espacio bajo el polo auxiliar y la forma de la zapata polar, etc. Todas estas cuestiones hay que resolverlas definitivamente durante la regulación experimental de la conmutación, introduciendo las correcciones necesarias en los datos iniciales del cálculo. Precisamente

la fig. 6-13, b habla sobre un campo de commutación débil, y la curva 3, sobre un campo demasiado fuerte.

Los defectos principales de este método consisten en que: a) es difícil construir un portaescobillas que asegure una presión bastante uniforme por toda la superficie de la escobilla, mientras que la tensión  $\Delta U_e$  depende de la fuerza con la que la escobilla está apretada contra el colector en el punto dado; b) la tensión  $\Delta U_e$  es proporcional a la densidad de corriente sólo para pequeñas densidades, y luego crece mucho más lentamente. Por esta razón, el método de la curva potencial de la escobilla permite efectuar sólo la valoración cualitativa del proceso de commutación.

**C. Método de la zona sin chispas.** El método de la zona sin chispas propuesto por Trettin y elaborado luego por V. T. Kasianov y M. P. Kostenko resultó extraordinariamente efectivo al regular experimentalmente la commutación. La esencia de este método consiste en que el arrollamiento de los polos auxiliares se alimenta adicionalmente desde una fuente especial de corriente continua y se trazan las *curvas de alimentación adicional*, que permiten aclarar la zona de funcionamiento sin chispas y determinar con la precisión necesaria el número más ventajoso de espiras del polo auxiliar y la magnitud del espacio  $\delta_{aux}$ .

Para el trazado de las curvas de alimentación adicional puede servir el esquema de la fig. 6-14. Aquí  $I$  es el inducido de la máquina que se ensaya,  $PA$  es el arrollamiento de los polos auxiliares,  $G$  es el generador de corriente continua de excitación independiente, que sirve para la alimentación adicional de los polos auxiliares,  $C$  es el conmutador para variar el sentido de la corriente en el circuito de excitación y, por lo tanto, la polaridad del generador  $G$ . Durante el ensayo la máquina puede funcionar tanto en el régimen de carga, como en el régimen de cortocircuito, puesto que siendo igual la magnitud de la corriente  $I_a$  en el circuito del inducido de la máquina las condiciones de commutación son prácticamente iguales en ambos casos.

El trazado de las curvas de alimentación adicional se comienza por la marcha en vacío ( $I_a=0$ ). En este caso la f. e. m. reactiva  $e_r=0$ . Alimentando adicionalmente los polos auxiliares primeramente en una dirección y luego en otra, podemos establecer la magnitud de la corriente

$$\Delta I_{a.a} = \pm \frac{I_{a.a}}{I_n} \cdot 100\%,$$

con la cual comienza el primer chisporroteo visible a simple vista. La causa del chisporroteo es la fuerza electromotriz no compensada (excesiva)  $\Delta e = \pm e_k$ , creada en la sección commutada por el campo

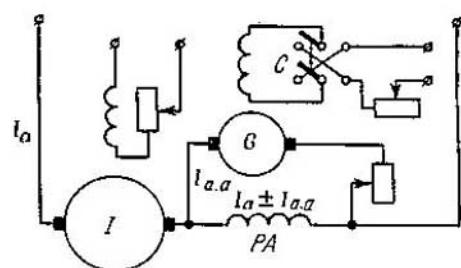


Fig. 6-14. Esquema para el trazado de las curvas de alimentación adicional

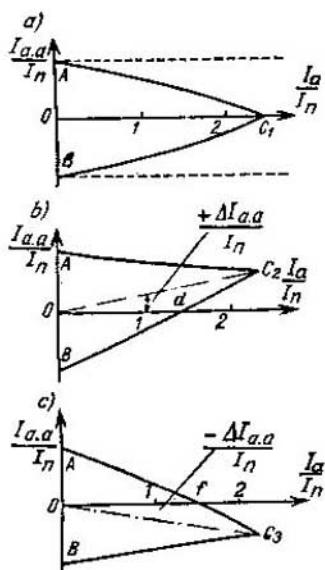


Fig. 6-15. Curvas de alimentación adicional

tuo. En este caso las curvas de alimentación adicional tendrían la forma de dos rectas paralelas al eje de abscisas y que se encuentran de éste a igual distancia tanto en su rama positiva, como en la negativa (líneas de trazos en la fig. 6-15, a).

Pero, puesto que en las máquinas reales no se puede lograr una compensación total de la f. e. m.  $e_r$ , la f. e. m. residual  $e_0$  (las áreas rayadas en la fig. 6-3) crece con el aumento de la corriente de carga  $I_a$ , y para cierto valor de esta última la máquina comienza a chisporrotear incluso si se ha elegido correctamente el número de espiras de los polos auxiliares. En este caso la alimentación adicional de estos polos puede solamente aumentar la divergencia entre las fuerzas electromotrices  $e_r$  y  $e_h$  y, por consiguiente, empeorar la commutación. Así pues, una máquina real puede ser cargada sólo hasta tal *corriente límite con la cual ya ninguna regulación de los polos auxiliares puede dar la posibilidad de obtener una commutación satisfactoria*.

Así pues, en las máquinas reales las curvas de alimentación adicional no son paralelas al eje de abscisas, sino que se intersecan en los puntos  $C_1$ ,  $C_2$  ó  $C_3$  en dependencia de la relación en que se encuentran entre sí las fuerzas electromotrices  $e_r$  y  $e_h$ . Si, por ejemplo, las fuerzas electromotrices  $e_r$  y  $e_h$  están compensadas más o menos exactamente, es decir, el número de espiras de los polos auxiliares se ha elegido del modo más adecuado, entonces las curvas de alimentación adicional se intersecan en el punto  $C_1$  sobre el eje de abscisas y la línea media de estas curvas coincide con el eje de abscisas (fig. 6-15, a).

de los polos auxiliares. Si se desprecia el fenómeno de histéresis, entonces las corrientes de alimentación adicional de distintos signos, que provocan el primer chisporroteo bajo las escobillas, deberán ser iguales en el caso de marcha en vacío (los segmentos  $OA = OB$  en la fig. 6-15). La experiencia demuestra que la máquina comienza a chisporrotear cuando  $Δe \approx 1 \div 1,5$  V en dependencia principalmente del tipo de escobilla y de la fuerza de presión sobre ésta, siendo en las máquinas de pequeña potencia  $I_{a,a}Δ = 10 \div 25\%$ , y en las máquinas de potencia media y de gran potencia  $6 \div 10\%$ .

Si la máquina de corriente continua tuviera un campo de commutación elegido de tal modo que, para todas las cargas, compensara totalmente el campo de commutación reactivo, es decir, tuviera la misma magnitud y la misma forma que este último, entonces las fuerzas electromotrices reactiva y de commutación  $e_r$  y  $e_h$  se encontrarían siempre en equilibrio mu-

Si al funcionar la máquina sin alimentación adicional predomina la f. e. m. reactiva  $e_r$  y, por lo tanto, la commutación tiene carácter decelerado, entonces hay que alimentar adicionalmente los polos auxiliares en dirección positiva, amplificando el campo creado por éstos en la zona de commutación. En este caso la línea media de la curva pasará por encima del eje de abscisas por el punto de intersección de las curvas  $C_2$  (fig. 6-15, b).

Por el contrario, si predomina la f. e. m.  $e_h$ , entonces hay que alimentar adicionalmente los polos auxiliares en dirección negativa, debilitando el campo creado por éstos. En este caso la línea media de la curva de alimentación adicional pasará por debajo del eje de abscisas hacia el punto de intersección de las curvas  $C_3$  (fig. 6-15, c).

Confrontando las curvas de la fig. 6-15, a, b y c, vemos que en el primer caso la máquina puede funcionar sin chisporroteo a mayores sobrecargas (el segmento  $OC_1$  en la fig. 6-15, a), que en los casos segundo y tercero (segmentos  $Od$  y  $Of$  en la fig. 6-15, b y c), es decir, la curva en la fig. 6-15, a es la más favorable.

Las curvas de alimentación adicional permiten determinar el número más ventajoso de espiras  $w_{aux}$  del polo auxiliar para la magnitud dada del espacio por debajo del polo auxiliar, o la dimensión más ventajosa de este espacio para el número dado de espiras  $w_{aux}$ . El primer método se emplea habitualmente en las máquinas de pequeña potencia y de potencia media, y el segundo, en las máquinas de gran potencia con un número pequeño de espiras del polo auxiliar.

Además, las curvas de alimentación adicional dan la posibilidad de predeterminar, en límites determinados, las condiciones de la commutación al variar el régimen de funcionamiento de la máquina.

Supongamos que para la corriente de carga dada  $I_a$ , la velocidad de rotación de la máquina  $n$  aumentó. En este caso las fuerzas electro-

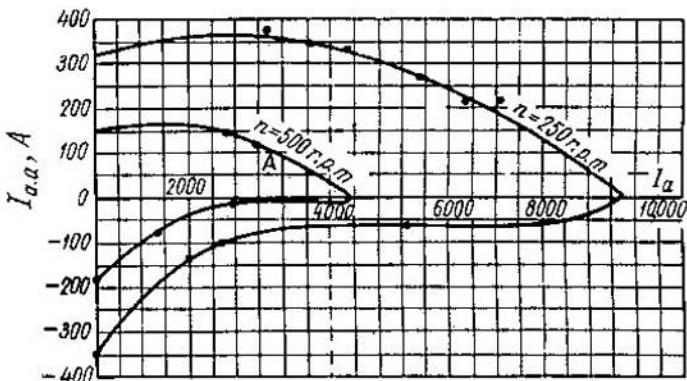


Fig. 6-16. Curvas de alimentación adicional para el generador de corriente continua XEM3 de 2000 kW, 500 V, 4000 A, trazadas para distintas velocidades de rotación de la máquina

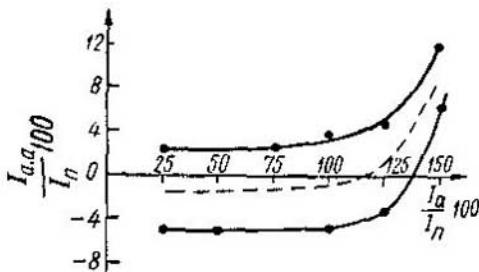


Fig. 6-17. Curvas de alimentación adicional de una máquina de corriente continua de 4,4 kW, 1430 r. p. m., 220 V, 24 A

motrices  $e_r$  y  $e_h$  aumentan proporcionalmente a la velocidad de rotación, y en correspondencia con esto aumentan la f. e. m. residual  $e_r + e_h$  (véase la fig. 6-3) y la corriente adicional de commutación  $i_k$ ; como resultado la zona de funcionamiento sin chispas se reduce.

En la fig. 6-16 se representan las curvas de alimentación adicional obtenidas por M. P. Kostenko para el generador de corriente continua de la fábrica JEMZ, de 2000 kW, 500 V, 4000 A; las curvas se han trazado para la velocidad nominal de rotación  $n=500$  r. p. m., y para una velocidad dos veces menor, o sea, para  $n=250$  r. p. m. De la confrontación de las curvas se ve que en el último caso la zona de funcionamiento sin chispas se extiende aproximadamente el doble en dirección de ambos ejes.

El segundo factor esencial que influye en la commutación es la saturación de los polos auxiliares. En este caso la f. e. m. de commutación  $e_k$  cesa de aumentar proporcionalmente a la corriente  $I_a$ , y la máquina pasa a la zona de commutación decelerada. Por consiguiente, para la compensación de la f. e. m. reactiva  $e_r$  y la obtención de una commutación sin chisporroteo se necesita mayor corriente de alimentación adicional que en el caso de cargas pequeñas. Las curvas correspondientes de alimentación adicional de una máquina de corriente continua de 4,4 kW, 1430 r. p. m., 220 V y 24 A se muestran en la fig. 6-17.

#### 6-12. Registro oscilográfico de los procesos de commutación

Representan un gran interés las investigaciones experimentales de la corriente en las secciones cortocircuitadas durante el proceso de commutación, que se realizaron por una serie de autores por distintos métodos. E. Arnold realizó investigaciones oscilográficas de la corriente en una sección cortocircuitada que se cortaba por la mitad en la parte frontal y sus extremos se conectaban a una resistencia óhmica pequeña; la caída de tensión en esta resistencia se suministraba con

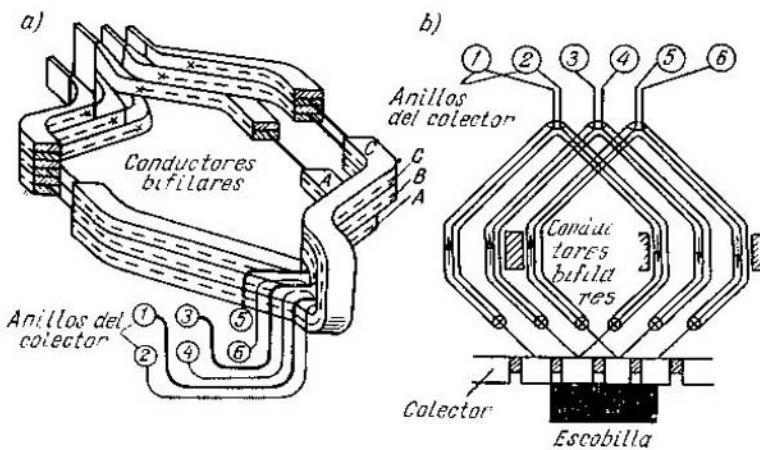


Fig. 6-18. Esquema de conexión de los conductores bifilares para el registro oscilográfico de las corrientes en las secciones comutadas en los experimentos de Boldvin

ayuda de dos anillos de contacto con las escobillas acopladas a un oscilógrafo electromagnético. K. I. Shenfer cortaba el devanado del inducido en un sitio y conectaba sus extremos a los anillos de contacto cuyas escobillas se acoplaban a una sección inmóvil colocada en las ranuras del inducido sin devanado. Junto con la sección, en las mismas ranuras, se colocaba un cable fino complementario para medir la f. e. m. inducida en la sección, y el shunt en el circuito de la sección daba la posibilidad de efectuar el registro oscilográfico de la variación de la corriente en la sección durante el proceso de conmutación.

Los defectos de los experimentos indicados era la presencia de una resistencia de contacto complementaria significante entre las escobillas y los anillos, así como los errores del registro de las oscilaciones de alta frecuencia con el oscilógrafo electromagnético.

Se obtuvieron resultados mucho más exactos y fiables en las investigaciones de M. Boldvin y O. G. Vegner al efectuar el registro oscilográfico de las corrientes de conmutación con auxilio de un oscilógrafo de rayos catódicos sin inercia. Además, Boldvin utilizaba un contorno bifilar con respecto de la sección cortocircuitada, cuyos extremos se conectaban, por intermedio de los anillos de contacto, al oscilógrafo. Por este método Boldvin realizó investigaciones oscilográficas minuciosas del proceso de conmutación en un polente motor de tracción del tipo GE-752, que se usa en gran escala en las locomotoras Diesel y eléctricas de los EE. UU. El motor tenía un arrollamiento en tresbolillo con  $u=3$  y  $\varepsilon=2,5$ . Entre las dos mitades de cada conductor se colocaron cables bifilares de medición, conectados, por intermedio de los anillos de contacto, a un oscilógrafo de rayos catódicos, como se muestra en los esquemas de la fig. 6-18, a y b.

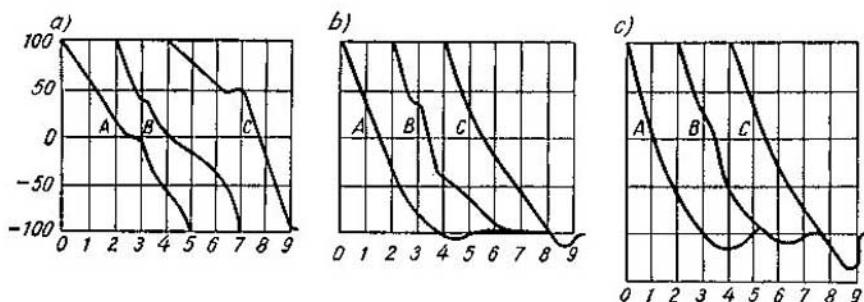


Fig. 6-19. Oscilogramas de las corrientes en las secciones comutadas, obtenidos por Boldvin: *a* — comutación decelerada; *b* — comutación normalmente acelerada; *c* — comutación fuertemente acelerada

El registro oscilográfico de la corriente y la tensión se realizaba en las tres secciones *A*, *B* y *C* del arrollamiento en las condiciones de comutación decelerada, normal y acelerada, a velocidades de rotación que se diferenciaban más de tres veces (600 y 1950 r. p. m.).

La comparación de las formas teóricamente posibles de variación de la corriente según la fig. 5-8, *a* con una comutación bastante acelerada (curva 6), normalmente acelerada (curva 5) y notablemente decelerada (curva 3) con las curvas experimentales de la fig. 6-19, *a*, *b* y *c* muestra que las curvas experimentales ilustran bastante bien la variación de la corriente en las secciones en las condiciones de comutación normalmente acelerada, decelerada y fuertemente acelerada.

La condicionalidad de las tesis básicas de la teoría clásica provocó una serie de tentativas de aproximar las suposiciones teóricas a los resultados de las investigaciones experimentales. Por cuanto una de las tesis fundamentales de la teoría clásica, la constancia de la resistencia específica entre la escobilla y el colector, diverge de modo determinado de la realidad no sólo para las dependencias estáticas, sino también para las dependencias dinámicas de la caída de la tensión de transición de la densidad de corriente en el contacto, O. G. Vegner propuso partir de otra suposición lo suficientemente extrema. En la ecuación principal de la comutación teniendo en cuenta las resistencias del contorno cortocircuitado y de los eslabones

$$\sum e = e_k - L_s \frac{di}{dt} = i_2 r_2 - i_1 r_1 + i_2 \rho - i_1 \rho + i R_s = \Delta U_2 - \Delta U_1 + i_2 \rho - i_1 \rho + i R_s, \quad (6-11)$$

donde  $i_2 r_2 = \Delta U_2$  y  $i_1 r_1 = \Delta U_1$  representan las caídas de tensión de transición bajo los lados posterior y anterior de la escobilla, O. G. Vegner propone aceptar  $\Delta U_2$  y  $\Delta U_1$  constantes, independientes de las

densidades de corriente en los contactos y del recubrimiento relativo de las delgas por las escobillas. Entonces  $\Delta U_1$  y  $\Delta U_2$  resultan de signos opuestos hasta el momento en que la corriente en la sección cortocircuitada  $i$  alcanza la magnitud de la corriente  $\pm i_a$  en el arrollamiento fuera de esta sección. En el proceso ulterior de conmutación, si el sentido de la corriente  $i_2$  en el eslabón varía por el contrario, entonces varía simultáneamente la dirección de la caída de tensión de transición  $\Delta U_2$ , y en la ecuación (6-11) se obtiene no la sustracción, sino que la adición de las caídas de tensión  $\Delta U_1 + \Delta U_2$ . En este caso la corriente  $i$  debe variar con una velocidad considerablemente decelerada en comparación con el intervalo de tiempo precedente, cuando  $\Delta U_1 - \Delta U_2 \approx 0$ , es decir, en la curva  $i = f(t)$  se forma un "escalón de corriente de baja frecuencia" característico.

O. G. Vegner realizó una gran cantidad de investigaciones experimentales tanto en una máquina de corriente continua de 130 kW con arrollamiento ondulado en tresbolillo, preparada especialmente para el experimento, como en toda una serie de máquinas de tipo normal. La variación de la corriente en las investigaciones de O. G. Vegner tenían en lo fundamental un carácter de conmutación normalmente acelerada. Se obtenía también el mismo carácter de variación de la corriente en las investigaciones de Boldvin, pero en las investigaciones de Vegner no existían las curvas de corriente de conmutación fuertemente acelerada y esencialmente decelerada, por cuanto, evidentemente, él no se interesaba en suficiente grado por estos regímenes. Cabe señalar que las ideas de Vegner para grandes densidades transitorias de corriente y las correspondientes a éstas caídas de tensión  $\Delta U_1$  y  $\Delta U_2$  pueden tener ciertas razones. Pero para pequeñas densidades transitorias de corriente las tesis de la teoría clásica para las conmutaciones acelerada y decelerada, por lo visto, resultan más próximas a la realidad, teniendo éstas en esencia una importancia decisiva para la explicación del proceso de ruptura sin chisporroteo del contorno cortocircuitado en el proceso de conmutación de la corriente.

#### 6-13. *Deducciones prácticas de las investigaciones teóricas y experimentales de la conmutación*

Sobre la base de las tesis teóricas más fidedignas de que se dispone en la actualidad y de la considerable cantidad de investigaciones experimentales detalladas se puede hacer una serie de deducciones generales respecto del proceso de conmutación siendo la anchura de la escobilla mayor que la de la delga.

La teoría clásica de conmutación, que parte de la constancia de la resistencia específica bajo la escobilla durante todo el período de conmutación  $\rho_e$  diverge en cierto grado de la realidad no sólo en lo que se refiere a la dependencia estática de la caída de tensión de transición entre la escobilla y el colector de la densidad de corriente

en el contacto, sino también a la dinámica. No obstante, la descomposición de las corrientes de conmutación en dos componentes, rectilínea  $i_e$  y adicional  $i_h$ , es sumamente útil, por cuanto este método ofrece la posibilidad de determinar:

1) la forma del campo de conmutación para obtener la conmutación más favorable teniendo en cuenta tanto la autoinducción de la propia sección, como la inducción mutua de las secciones contiguas;

2) la reacción de conmutación del campo en la zona de conmutación y su efecto desmagnetizante y magnetizante sobre el campo fundamental.

Esto es de suma importancia, puesto que caracteriza el comportamiento de la máquina de corriente continua en el proceso de conmutación.

Las hipótesis extremas de Vegner, que partía de la constancia de la tensión de transición  $\Delta U_e = \text{const}$ , para la cual la diferencia de las caídas de tensión de transición bajo los lados posterior y anterior de la escobilla  $\Delta U_1 - \Delta U_2 \approx 0$  siendo  $i \leq i_a$ , y el cambio instantáneo de esta diferencia por su suma  $\Delta U_1 + \Delta U_2 \approx 2\Delta U_1$  para  $i > i_a$ , no se pueden considerar demostradas y justificadas desde el punto de vista teórico. Sin embargo, las numerosas investigaciones experimentales de Vegner junto con otras investigaciones experimentales son de gran utilidad, a pesar de que en la mayoría de los casos su enfoque puede ser distinto de la interpretación del propio Vegner.

Hay que señalar particularmente que en el caso de pequeñas densidades de corriente, así como al trazar las características dinámicas de la caída de tensión, las tesis de la teoría clásica son lo suficiente justificadas, cosa que tiene una importancia decisiva para obtener una conmutación moderadamente acelerada, la cual se considera en la actualidad la más favorable para lograr una conmutación sin chisporroteo (véase la pág. 203).

Tiene gran importancia el trazado de las curvas de alimentación adicional que permiten valorar la calidad de la conmutación y ofrecen los datos necesarios para una elección más minuciosa del número de espiras del polo auxiliar (máquinas de pequeña potencia) y de la magnitud del espacio bajo el polo auxiliar (máquinas de potencia media y de gran potencia).

Al analizar las condiciones de conmutación es necesario distinguir dos clases de máquinas de corriente continua: máquinas de pequeña potencia (menos de 100 kW) y máquinas de potencia media (más de 100 kW).

Las primeras se distinguen por los espacios pequeños de aire bajo los polos auxiliares, que no se regulan por su magnitud, y se fabrican con considerablemente menor precisión de las dimensiones geométricas de la máquina, de colocación de las escobillas y los collares de escobillas, de las magnitudes de los espacios de aire, etc. Por esta razón, las máquinas de un mismo tipo, potencia, velocidad de rota-

ción y de regulación de la misma, fabricadas por los mismos datos eléctricos y dibujos constructivos, pueden dar desviaciones esenciales, "dispersión", por sus calidades de conmutación.

Por cuanto estas máquinas se fabrican por el método de producción en cadena en gran escala o en serie, deben tener mayores tolerancias tecnológicas y por eso se deben permitir menores fuerzas electromotrices reactivas. A pesar de que por vía experimental se puede elevar en determinado grado las cualidades de la conmutación de cada una de estas máquinas, tal regulación no satisface las exigencias de la producción en masa.

Si se toman máquinas de iguales dimensiones exteriores, de una misma velocidad nominal de rotación, pero de distinta tensión, por ejemplo de 110, 220 y 440 V, entonces las de conmutación más fácil serán las máquinas no regulables de menor tensión, 110 V, y las de conmutación más difícil, las máquinas regulables de 440 V, por cuanto para los mismos datos principales  $v_a$ ,  $I_1$ ,  $A$  y  $\zeta$ , los números de espiras en las secciones cortocircuitadas  $w_s$  de las últimas serán 4 veces mayores.

Sin embargo, si se toma una máquina de corriente continua con regulación de la velocidad de rotación en la relación 1 : 2 de 220 V y una máquina no regulable de 440 V, entonces a pesar de la potencia reducida el doble a la velocidad más alta, las condiciones de conmutación de la primera de estas máquinas serán aproximadamente dos veces más difíciles. Las máquinas de conmutación más difícil son las máquinas de corriente continua regulables en la relación de 1 : 3—1 : 4 de 440 V, por cuanto éstas tienen el mayor número de espiras  $w_s$  en las secciones cortocircuitadas y correspondientemente la mayor f. e. m. reactiva  $e_r$ .

En las máquinas de corriente continua de producción en masa con pequeñas magnitudes de los espacios de aire bajo los polos auxiliares se observa una influencia relativamente grande de la saturación de los polos auxiliares, por eso son más sensibles a las sobrecargas teniendo curvas de alimentación adicional del tipo de las mostradas en la fig. 6-17.

Las máquinas de corriente continua de gran potencia tienen un espacio de aire bajo los polos auxiliares relativamente grande, por eso la saturación de los polos auxiliares se manifiesta en ellas en un grado considerablemente menor, particularmente si existe un segundo espacio de aire en la base del polo auxiliar y arrollamiento compensador.

Por otro lado, se debe tener en cuenta que en las máquinas de gran potencia con gran número de escobillas en el perno portaescobillas, para cada instante de tiempo se obtiene un número significante de puntos de contacto directo. La mejor aproximación a las hipótesis de la teoría clásica la tienen las máquinas con dos escobillas en cada portaescobillas disponiendo las escobillas al tresbolillo, puesto que esto aumenta aún más el número de puntos de contacto directo entre las escobillas y el colector.

En los últimos años encontraron aplicación en los motores de tracción de las locomotoras eléctricas las escobillas partidas en dos mitades, que poseen elevadas resistencias en dirección transversal. Estas máquinas poseen una conmutación estable no sólo en las condiciones de carga normal, sino también a sobrecargas significantes, tanto duraderas, como a saltos.

Por cuanto en las máquinas de corriente continua con gran espacio de aire y devanados en tresbolillo es más fácil elegir el campo de conmutación de los polos auxiliares, más completamente y con mayor precisión el campo reactivo compensador de conmutación, en este caso se puede aumentar el valor de la f. e. m. reactiva de conmutación y de este modo elevar la utilización de la máquina de corriente continua en los regímenes de responsabilidad de su funcionamiento.

## CAPÍTULO VII

### PÉRDIDAS DE ENERGÍA Y RENDIMIENTO DE LAS MÁQUINAS ELÉCTRICAS

#### 7-1. Observaciones preliminares

Las máquinas eléctricas están destinadas para la transformación de la energía mecánica en eléctrica (generadores) o bien la energía eléctrica en mecánica (motores).

En este caso, parte de la energía suministrada no puede ser transformada *útilmente* en la máquina y se dispersa prácticamente en forma de calor al espacio circundante. Esta parte de energía se llama perdida o simplemente *pérdidas*.

Las pérdidas en las máquinas eléctricas son relativamente pequeñas. Si, por ejemplo, se tiene en cuenta una máquina de corriente continua de potencia media o de gran potencia, las pérdidas constituyen solamente un 10—4 % de la potencia suministrada, y en las máquinas sincrónicas de potencia límite con refrigeración por hidrógeno, 1—2 % en total. No obstante, si se toma en consideración la enorme cantidad de energía eléctrica que se transforma en la actualidad, el problema sobre las pérdidas tiene una importancia extraordinariamente grande, ya que cada por ciento de pérdidas de sobra corresponde en valor absoluto a cantidades sumamente grandes de energía no utilizada.

Por otro lado, por cuanto las pérdidas se transforman en calor, éstas provocan el *calentamiento* de la máquina. La experiencia demuestra que si queremos asegurar un funcionamiento fiable de la máquina en el curso del plazo de funcionamiento normal (16—20 años), entonces la temperatura de las diferentes piezas de la máquina no debe sobrepasar de unos límites determinados. Pero la temperatura de la pieza dada depende no sólo de las pérdidas en ella, sino también de las condiciones de su enfriamiento. Empleando uno u otro sistema de ventilación podemos aumentar considerablemente la utilización de los materiales activos de la máquina (cobre, acero) y, por consiguiente, hacer la máquina más ligera y barata.

Así pues, el problema sobre las pérdidas en la máquina está estrechamente relacionado con el problema de sus características de servicio y económicas.

Cabe señalar particularmente que el contenido del capítulo en cuestión se refiere en su parte fundamental a todos los tipos de máquinas eléctricas.

## 7-2. Clasificación de las pérdidas

Todas las pérdidas que surgen en una máquina pueden ser divididas en dos grupos: *fundamentales y adicionales*.

A las pérdidas fundamentales pertenecen las pérdidas que surgen como resultado de los procesos electromagnéticos y mecánicos fundamentales que ocurren en la máquina. Entre estas pérdidas se encuentran:

*Las pérdidas mecánicas*, a saber: a) pérdidas en los cojinetes; b) pérdidas por rozamiento de las escobillas con el colector o anillo; c) pérdidas por rozamiento contra el aire, incluyendo aquí las pérdidas de ventilación.

*Las pérdidas en el hierro* (acero): a) pérdidas de histéresis en el núcleo del inducido y en los dientes; b) pérdidas por corrientes de Foucault en las mismas piezas.

*Las pérdidas en el cobre*: a) pérdidas en el cobre del devanado del inducido; de los arrollamientos conectados en serie con el devanado del inducido (de los polos auxiliares, arrollamiento compensador, etc.); b) pérdidas en el circuito de excitación.

*Las pérdidas en la capa de contacto de las escobillas o anillos*.

A las pérdidas adicionales pertenecen las pérdidas en el hierro y en el cobre, que surgen en la máquina como resultado de los procesos secundarios de carácter electromagnético que tienen lugar en la misma. Las pérdidas adicionales comprenden: las pérdidas por corrientes parásitas debidas a los campos de dispersión en los arrollamientos y en las piezas metálicas macizas de la máquina, las pérdidas superficiales en el hierro y las pérdidas pulsantes en los dientes, las pérdidas en las conexiones compensadoras, etc.

## 7-3. Pérdidas mecánicas

**A. Pérdidas en los cojinetes de contacto plano.** De acuerdo con ley general del rozamiento estas pérdidas se expresan de la manera siguiente:

$$p_{coj} = k_{roz} F_{muñ} v_{muñ} = k_{roz} f_{muñ} d_{muñ} l_{muñ} v_{muñ}. \quad (7-1)$$

Aquí  $k_{roz}$  es el coeficiente de rozamiento;  $F_{muñ}$  es la presión total sobre el muñón;  $f_{muñ}$  es la presión específica sobre el muñón, es decir, la presión referida a la unidad de proyección de la superficie del muñón sobre un plano paralelo al eje del árbol;  $d_{muñ}$  y  $l_{muñ}$  son el diámetro y la longitud del muñón;  $v_{muñ}$  es la velocidad en la periferia del muñón.

En unidades del sistema SI la presión  $F_{muñ}$  se expresa en newtones y la velocidad  $v_{muñ}$ , en metros por segundo. Si nosotros queremos expresar la presión  $F_{muñ}$  en kilogramos, entonces debemos introducir en el miembro derecho de la fórmula (7-1) el coeficiente de conversión 9,81.

Para el engrase de los cojinetes se usa aceite. En estado de reposo el aceite entre las piezas rozantes se exprime y el metal del muñón entra en contacto directo con el metal del casquillo.

Al girar el árbol el aceite es arrastrado por el muñón y crea en el espacio cuneiforme entre las superficies del árbol y el casquillo una presión elevada que mantiene al árbol en estado suspendido, de modo que entre las superficies rozantes aparece una película fina de aceite. Para que el rozamiento tenga un carácter puramente líquido, es de suma importancia crear una película cuyo espesor sea mayor que las irregularidades en las superficies de las piezas rozantes.

Una serie de investigaciones (Tower, Dettmar y otros) mostraron que para las velocidades  $v_{\text{muñ}} = 0,5 \div 4 \text{ m/s}$  el coeficiente de rozamiento líquido puede ser expresado en la forma:

$$k_{\text{roz}} = \frac{C v_{\text{muñ}}^{0,5}}{f_{\text{muñ}} \vartheta_{\text{muñ}}} . \quad (7-2)$$

Aquí  $C$  es una constante que depende de la especie de aceite y de la magnitud de la holgura en el cojinete;  $\vartheta_{\text{muñ}}$  es la temperatura del cojinete en °C.

Si la velocidad  $v_{\text{muñ}} > 4 \text{ m/s}$ , entonces el coeficiente de rozamiento crece en función de ésta cada vez más lentamente y siendo  $v_{\text{muñ}} \geq 10 \text{ m/s}$  cesa de depender de la velocidad. En este caso

$$k_{\text{roz}} = \frac{C'}{f_{\text{muñ}} \vartheta_{\text{muñ}}} , \quad (7-3)$$

donde  $C'$  es una constante.

Partiendo de las fórmulas (7-2) y (7-3) se pueden establecer las tres leyes del rozamiento siguientes:

1) el coeficiente de rozamiento  $k_{\text{roz}}$  es inversamente proporcional a la presión específica  $f_{\text{muñ}}$  para  $\vartheta_{\text{muñ}} = \text{const}$  y  $v_{\text{muñ}} = \text{const}$ ;

2) el coeficiente de rozamiento es inversamente proporcional a la temperatura  $\vartheta_{\text{muñ}}$  siendo  $f_{\text{muñ}} = \text{const}$  y  $v_{\text{muñ}} = \text{const}$ ;

3) si  $f_{\text{muñ}} = \text{const}$  y  $\vartheta_{\text{muñ}} = \text{const}$ , el coeficiente de rozamiento depende en forma variable de la velocidad  $v_{\text{muñ}}$ ; para las velocidades de hasta  $4 \text{ m/s}$   $k_{\text{roz}} \sim v_{\text{muñ}}^{0,5}$ , siendo  $v_{\text{muñ}} \geq 10 \text{ m/s}$   $k_{\text{roz}} = \text{const}$ .

Sustituyendo los valores de  $k_{\text{roz}}$  en la fórmula (7-1) obtenemos las siguientes expresiones para las pérdidas por rozamiento en los cojinetes:

$$p_{\text{coj}} (v_{\text{muñ}} \leq 4) = \frac{C}{\vartheta_{\text{muñ}}} d_{\text{muñ}} l_{\text{muñ}} v_{\text{muñ}}^{1,5} \quad (7-4a)$$

y

$$p_{\text{coj}} (v_{\text{muñ}} \geq 10) = \frac{C'}{\vartheta_{\text{muñ}}} d_{\text{muñ}} l_{\text{muñ}} v_{\text{muñ}} . \quad (7-4b)$$

Si las pérdidas  $p_{\text{coj}}$  se expresan en vatios, el diámetro y la longitud del muñón, en centímetros y la velocidad, en m/s, entonces, en término medio,  $C=26$  y  $C'=19,6$ .

De las expresiones para las pérdidas en los cojinetes (7-4a) y (7-4b) se puede hacer una deducción esencialmente importante, de que las pérdidas  $p_{coj}$  no dependen de las presiones específicas y, por lo tanto, de la carga de la máquina, puesto que de acuerdo con la primera ley del rozamiento  $k_{roz}f_{muñ}=const$ . Esto permite determinar las pérdidas en vacío de la máquina y luego considerar que para la velocidad de rotación dada, éstas conservan el mismo valor cualquiera que sea la carga de la máquina, mientras se conserva el rozamiento líquido en el cojinete.

**B. Pérdidas en los cojinetes de contacto rodante.** A este grupo de cojinetes pertenecen los cojinetes de bolas empleados en las máquinas pequeñas, y los cojinetes de rodillos que se usan en las máquinas de potencia media. En las máquinas de potencia intermedia con frecuencia se emplean cojinetes de rodillos en la parte del accionamiento.

En comparación con los cojinetes de contacto plano, los cojinetes de contacto rodante poseen una serie de ventajas valiosas: considerablemente menor coeficiente de rozamiento (aproximadamente 10—15 veces), menores dimensiones, lo que permite disminuir la longitud axial de la máquina; requieren menor mantenimiento, etc.

Las pérdidas en los cojinetes de contacto rodante se calculan por la fórmula

$$p_{coj} = k_{roz} \frac{F}{D_{bol}} v_{muñ}. \quad (7-5)$$

Aquí  $F$  es la carga sobre el anillo-guía;  $D_{bol}$  es el diámetro de la circunferencia trazada por los centros de bolas o los ejes de los rodillos;  $v_{muñ}$  es la velocidad en la periferia del muñón.

Si  $F$  se expresa en newtones,  $D_{bol}$ , en cm y  $v_{muñ}$ , en m/s, entonces para los cojinetes de bolas  $k_{roz}=0,01 \div 0,02$ , y para los cojinetes de rodillos  $k_{roz}=0,02 \div 0,03$ .

**C. Pérdidas por rozamiento de las escobillas ( $p_{roz.e}$ ).** Supongamos que sea  $k_{roz}$  el coeficiente de rozamiento de las escobillas contra el colector o el anillo;  $f_e$  la presión específica sobre la escobilla;  $S_e$  la superficie de contacto de todas las escobillas con el colector o el anillo;  $v_c$  la velocidad en la periferia del colector o del anillo. Entonces

$$p_{roz.e} = k_{roz} f_e S_e v_c. \quad (7-6)$$

Si  $f_e$  se expresa en N/cm<sup>2</sup>,  $S_e$ , en cm<sup>2</sup> y  $v_c$ , en m/s, entonces  $p_{roz.e}$  se obtiene en vatios.

De acuerdo con los datos experimentales, para las escobillas de carbón tenemos:  $k_{roz}=0,2 \div 0,3$  para el colector y  $0,15 \div 0,20$  para los anillos de contacto;  $f_e=1,5 \div 2,5$  N/cm<sup>2</sup>, pero en construcciones especiales, por ejemplo, en los motores de tracción, ésta puede ser considerablemente mayor, hasta 5 N/cm<sup>2</sup>.

**D. Pérdidas por ventilación ( $p_v$ ).** Las máquinas eléctricas de alta utilización liberan en pequeños volúmenes de materiales activos con superficies exteriores de enfriamiento relativamente pequeñas una cantidad de energía considerable en forma de calor. En este caso

es necesaria una ventilación acelerada para aumentar el coeficiente de difusión del calor de la máquina.

En las máquinas con ventilador incorporado tenemos:

$$p_v = k_v V v^2. \quad (7-7)$$

Aquí  $V$  es la cantidad de aire de ventilación;  $v$  es la velocidad en la circunferencia exterior del ventilador.

Si  $V$  se expresa en  $\text{m}^3/\text{s}$  y  $v$ , en  $\text{m/s}$ , entonces  $k_v = 1,1$ . Dado que la cantidad de aire  $V$  es proporcional a la velocidad  $v$ , las pérdidas por ventilación son proporcionales al cubo de la velocidad  $v$  y, por consiguiente, al cubo de la velocidad de rotación  $n$  de la máquina.

En las máquinas con ventilador exterior

$$p_v = k'_v \frac{H}{\eta_v} V. \quad (7-8)$$

Aquí  $H$  es la presión; en las máquinas de baja velocidad ( $v=15 \text{ m/s}$ )  $H=30 \div 50 \text{ mm H}_2\text{O}$ ; en las máquinas de alta velocidad  $H=50 \div 100 \text{ mm H}_2\text{O}$ ;  $\eta_v$  es el rendimiento del ventilador igual a 0,5, aproximadamente para las máquinas de baja velocidad y 0,25—0,30 para las máquinas de alta velocidad (del tipo de turbogeneradores). Si  $V$  se expresa en  $\text{m}^3/\text{s}$ , entonces  $k'_v = 9,81$ .

E. Pérdidas mecánicas sumarias ( $p_{\text{mec}}$ ). Sumando todos los tipos de pérdidas por rozamiento y las pérdidas por ventilación, obtenemos:

$$p_{\text{mec}} = p_{\text{coj}} + p_{\text{roz. e}} + p_v. \quad (7-9)$$

#### 7-4. Pérdidas fundamentales en el hierro (acero)

A. **Típos de pérdidas fundamentales en el hierro.** Durante el proceso de funcionamiento el acero activo de las máquinas eléctricas se somete a una remagnetización periódica. Esta puede transcurrir por dos procedimientos. El primer procedimiento de remagnetización, llamado *variable*, es típico para los transformadores, en los cuales la inducción prácticamente se distribuye uniformemente por la sección activa del núcleo y varía con el tiempo en forma sinusoidal. Gasi las mismas condiciones tienen lugar en los dientes de los inducidos de las máquinas de corriente continua y alterna. La remagnetización por el segundo procedimiento, llamado *de rotación*, tiene lugar en el núcleo de la máquina de corriente continua, que gira en un campo de los polos principales continuo con el tiempo.

En ambos casos las pérdidas en el acero se componen de las *pérdidas de histéresis* y *las pérdidas por corrientes parásitas*. Aquí se comunicarán los conocimientos breves sobre estos tipos de pérdidas, por cuanto su naturaleza física se ilustra en el curso de "Fundamentos teóricos de la electrotecnia".

Sobre los datos referidos al acero para transformadores, véase la introducción.

B. **Pérdidas de histéresis.** ( $p_h$ ). Las pérdidas de histéresis por unidad de masa en el caso de remagnetización variable se expresan por la

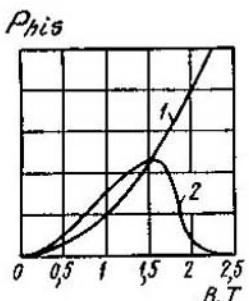


Fig. 7-1. Pérdidas de histéresis durante la remagnetización alterna (1) y rotatoria (2) del acero

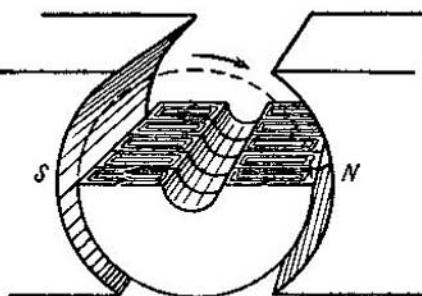


Fig. 7-2. Corrientes parásitas en las hojas de acero del inducido al girar en un campo magnético

fórmula empírica propuesta por Shteinmetz en la forma:

$$\rho_h = C_h f B^\alpha. \quad (7-10)$$

Aquí  $C_h$  es una constante que depende de la marca de acero;  $f$  es la frecuencia de remagnetización;  $B$  es el valor máximo de la inducción magnética y  $\alpha$  es el exponente para la inducción  $B$  determinado experimentalmente. Para los aceros aleados para las inducciones entre los límites de 0,8 hasta 1,6 T se toma en término medio  $\alpha=2$ .

En el caso de remagnetización de rotación en el acero tienen también lugar pérdidas de histéresis. La naturaleza de la remagnetización de rotación, por lo visto, es más complicada que la de la variable. Se puede considerar que en el caso de remagnetización de rotación las pérdidas  $\rho_h$  al principio crecen con el aumento de la inducción hasta el valor de  $B \approx 1,6$  T aproximadamente, y luego, con el ulterior aumento de la inducción, comienzan a disminuir bruscamente. En la fig. 7-1 la curva 1 expresa la dependencia  $\rho_h=f(B)$  para la remagnetización variable, y la curva 2, para la remagnetización de rotación.

Puesto que la inducción en el núcleo del inducido habitualmente es menor de 1,6 T, las pérdidas de histéresis, que surgen en las máquinas eléctricas durante la remagnetización de rotación, se calculan por la fórmula (7-10), pero en ésta se introduce un coeficiente de corrección establecido por vía experimental e igual a 1,8 en término medio.

**C. Pérdidas por corrientes parásitas.** Durante la remagnetización del acero en éste surgen fuerzas electromotrices en la dirección determinada por la regla de la palma de la mano derecha. En esta misma dirección circulan las corrientes originadas por estas fuerzas electromotrices y llamadas parásitas, de Foucault o en torbellino. En las máquinas de construcción normal estas corrientes no se utilizan. Provocando pérdidas de energía estas corrientes contribuyen al calentamiento del acero y reducen el rendimiento de la máquina. Para disminuir el efecto nocivo de estas corrientes el inducido se hace de

chapas de acero para transformadores de pequeño espesor (habitualmente de 0,5 mm) aisladas unas de otras y dispuestas en el plano perpendicular al eje de la máquina (fig. 7-2).

Al calcular las pérdidas por corrientes de Foucault suponemos lo siguiente:

1) que el espesor de la chapa de acero  $\Delta$  es insignificante en comparación con su altura y longitud;

2) que la inducción varía con el tiempo en forma sinusoidal y se distribuye uniformemente por el espesor de la chapa, con otras palabras, despreciamos el efecto de blindaje de las corrientes parásitas que surgen en la chapa;

3) que la permeabilidad magnética del acero y su resistencia específica permanecen constantes. En este caso la f. e. m. inducida en la chapa puede ser considerada proporcional a la frecuencia de remagnetización  $f$  y a la inducción  $B$ , es decir,  $e_{\text{par}} \sim fB$ ; por otro lado,  $i_{\text{par}} = -e_{\text{par}}/r$ , donde  $r = \text{const}$ .

Por consiguiente, las pérdidas por corrientes parásitas por unidad de masa se expresan en la forma:

$$p_{\text{par}} = i_{\text{par}}^2 r = C_{\text{par}} f^2 B^2, \quad (7-11)$$

donde  $C_{\text{par}}$  es una constante que depende de la marca de acero y del espesor de la chapa.

**D. Pérdidas sumarias en el acero.** Las fórmulas (7-10) y (7-11) se expresan habitualmente en la forma:

$$p_h = \sigma_h \left( \frac{f}{100} \right) B^2 \quad (7-12)$$

y

$$p_{\text{par}} = \sigma_{\text{par}} \left( \frac{f}{100} \right)^2 B^2. \quad (7-13)$$

Aquí las pérdidas  $p_h$  y  $p_{\text{par}}$  se expresan en W/kg, la inducción  $B$ , en T; los valores de los coeficientes  $\sigma_h$  y  $\sigma_{\text{par}}$  se dan en la tabla 7-1.

Tabla 7-1

| Grado de aleación del acero          | Espesor de la chapa en mm | $\sigma_h$ | $\sigma_{\text{par}}$ |
|--------------------------------------|---------------------------|------------|-----------------------|
| De baja aleación y de aleación media | 1,0                       | 4,4        | 22,4                  |
|                                      | 0,5                       | 4,4        | 5,6                   |
|                                      | 0,35                      | 4,7        | 3,2                   |
| De alta aleación                     | 0,50                      | 3,0        | 1,2                   |
|                                      | 0,35                      | 2,4        | 0,6                   |

Por consiguiente, las pérdidas sumarias en un kilogramo de masa de acero constituyen:

$$p_{ac} = p_b + p_{par} = \sigma_b \left( \frac{f}{100} \right) B^2 + \sigma_{par} \left( \frac{f}{100} \right)^2 B^2. \quad (7-14)$$

Al calcular las pérdidas sumarias en el acero habitualmente se hace uso de la magnitud de las pérdidas específicas que surgen en 1 kg de masa de acero de la marca dada para la frecuencia  $f=50$  Hz y la inducción  $B=1$  T que varía en forma sinusoidal con el tiempo.

Además de esto, en el Standard de Estado de la URSS (GOST) 802-58 vienen dados los valores de las pérdidas específicas para  $B=1,5$  y  $1,7$  T, el último valor sólo para el acero laminado en frío (véase la introducción, tabla I-4). En lo sucesivo partiremos de la magnitud de las pérdidas específicas para  $B=1$  T.

Las pérdidas sumarias en el acero de la pieza dada de la máquina para cualquier frecuencia y cualquier inducción pueden ser expresadas en la forma:

$$p_{ac} = p_{1,0,50} \left( \frac{f}{50} \right)^\beta B^2 G_{ac}. \quad (7-15)$$

Aquí  $p_{1,0,50}$  son las pérdidas para  $B=1$  T y  $f=50$  Hz;  $f$  es la frecuencia de remagnetización del acero;  $\beta$  es un exponente igual en término medio a 1,5 para los aceros de baja aleación y a 1,2—1,3 para los aceros de alta aleación;  $B$  es la inducción calculada en T en la pieza dada de la máquina;  $G_{ac}$  es la masa de esta pieza en kilogramos.

**E. Fórmulas prácticas para el cálculo de las pérdidas en el acero.** La experiencia demuestra que en las máquinas reales las pérdidas efectivas en el acero son siempre mayores que las calculadas por las fórmulas (7-12) y (7-13). Esto se explica por la influencia del tratamiento y el montaje de las chapas de acero activo: aumento de las pérdidas de histéresis a consecuencia de la formación de "endurecimiento por deformación en frío" durante el proceso de estampado y corte de las chapas; aumento de las pérdidas por corrientes parásitas como resultado de la formación de rebabas durante el montaje de los conjuntos o a causa del deterioro del aislamiento de las chapas durante el enmangado de los conjuntos bajo una presión demasiado alta, etc.

Las medidas para debilitar la influencia de estos factores tecnológicos son: limpieza de las chapas de las rebabas en máquinas herramienta especiales, recocido de las piezas cortadas en atmósfera de hidrógeno, enmangado de los conjuntos bajo una presión completamente determinada, etc.

El aumento de las pérdidas en el acero bajo la influencia de los factores de carácter tecnológico no se puede calcular. Por esta razón en las fórmulas (7-12) y (7-13) se introducen coeficientes de corrección establecidos por vía experimental. Así, por ejemplo, las pérdidas en el acero de las máquinas de corriente continua se pueden calcular por las fórmulas:

para el soporte del inducido

$$p_{ac.a} = \left[ 2\sigma_h \frac{f}{100} B_a^2 + 2,3\sigma_{par} \left( \frac{f}{100} B_a \right)^2 \right] G_{ac.a}; \quad (7-16)$$

para los dientes del inducido

$$p_{ac.d} = \left[ 1,2\sigma_h \frac{f}{100} B_{d.med}^2 + 3\sigma_{par} \left( \frac{f}{100} B_{d.med} \right)^2 \right] G_{ac.d}. \quad (7-17)$$

Aquí  $\sigma_h$  y  $\sigma_{par}$  son coeficientes según la tabla 7-1; 2 y 2,3 son coeficientes que tienen en cuenta el aumento de las pérdidas durante la remagnetización de rotación, así como a consecuencia de la distribución no uniforme de la inducción magnética por el volumen de acero que se remagnetiza; 1, 2 y 3 son coeficientes que tienen en cuenta el aumento de las pérdidas como resultado del endurecimiento por deformación en frío del material durante el estampado y a causa de la variación de la inducción con el tiempo en forma no sinusoidal;  $B_a$  y  $B_{d.med}$  son la inducción en T en el soporte del inducido y la inducción media en el diente.

Al calcular las pérdidas sumarias en el acero se puede hacer uso de las fórmulas:

$$p_{ac.a} = (2,4 \div 4) p_{1,0/50} \left( \frac{f}{50} \right)^\beta B_a^2 G_{ac.a}; \quad (7-18)$$

$$p_{ac.d} = (1,7 \div 2) p_{1,0/50} \left( \frac{f}{50} \right)^\beta B_{d.med}^2 G_{ac.d}. \quad (7-19)$$

Aquí  $(2,4 \div 4)$  y  $(1,7 \div 2)$  son coeficientes que tienen en cuenta el aumento de las pérdidas sumarias en el soporte del inducido y en los dientes;  $\beta = 1,2 \div 1,5$ .

## 7-5. Pérdidas fundamentales en el cobre

**A. Pérdidas en el cobre del inducido.** Calculemos las pérdidas en el cobre del inducido de una máquina de corriente continua. Sea  $i_a$  la corriente en una rama del arrollamiento,  $2a$ , el número de ramas paralelas del arrollamiento,  $r'_a$ , la resistencia de una rama,  $I_a = i_a 2a$  y  $r_a = r'_a / (2a)$ , la corriente en el inducido y la resistencia del devanado del inducido. Entonces

$$p_{cob.a} = i_a^2 r'_a 2a = \left( \frac{i_a}{2a} \right)^2 r'_a 2a = I_a^2 \frac{r'_a}{2a} = I_a^2 r_a. \quad (7-20)$$

Supongamos a continuación que  $\rho_{15}$  sea la resistencia específica del cobre a la temperatura  $\theta_0 = 15^\circ\text{C}$ ,  $N$ , el número de conductores en el devanado del inducido,  $l_{cond}$ , la longitud de la semiespira del devanado,  $S_{cond}$ , el área de la sección transversal del conductor,  $\theta_a$ , la temperatura del devanado del inducido durante el trabajo,  $\alpha$ , el coeficiente de temperatura del cobre, igual numéricamente al aumento de la resistencia del conductor en  $1 \Omega$  al aumentar la temperatura en  $1^\circ\text{C}$ ; para los límites de variación de la temperatura,

habituales en la construcción de máquinas eléctricas, en término medio  $\alpha=0,004$ . Entonces

$$r'_a = \rho_{15} \frac{N}{2a} \frac{l_{\text{cond}}}{S_{\text{cond}}} [1 + \alpha (\theta_a - \theta_0)].$$

Por consiguiente,

$$p_{\text{cob}, a} = \left( \frac{l_a}{2a} \right)^2 \rho_{15} \frac{Nl_{\text{cond}}}{S_{\text{cond}}} [1 + \alpha (\theta_a - \theta_0)]. \quad (7-21)$$

Si  $l_{\text{cond}}$  se expresa en cm y  $S_{\text{cond}}$ , en  $\text{mm}^2$ , entonces

$$\rho_{15} = \frac{1}{5700} \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{cm} \text{ para } \theta_0 = 15^\circ \text{C}.$$

De acuerdo con el Standard de Estado de la URSS 183-66, las pérdidas en el cobre de las máquinas eléctricas se reducen a la temperatura  $\theta_a=75^\circ \text{C}$ . Entonces

$$p_{\text{cob}, a} = \left( \frac{l_a}{2a} \right)^2 \frac{Nl_{\text{cond}}}{4600 S_{\text{cond}}}. \quad (7-22)$$

Se puede considerar con la suficiente precisión que  $l_{\text{cond}}=l+1,4\tau+(2\div 3)$ , donde  $l$  es la longitud del inducido y  $\tau$  es el paso polar expresado en cm.

A la fórmula (7-22) se le puede dar otra forma, a saber:

$$p_{\text{cob}, a} = \left( \frac{i_a}{S_{\text{cond}}} \right)^2 \frac{Nl_{\text{cond}} S_{\text{cond}}}{4600} = i_a^2 \frac{Nl_{\text{cond}} S_{\text{cond}} v_{\text{cob}}}{4600 v_{\text{cob}}}.$$

Aquí  $i_a=l_a/S_{\text{cond}}$  es la densidad de corriente en el devanado del inducido en  $\text{A/mm}^2$ ;  $v_{\text{cob}}=8,9$  es la densidad del cobre y  $Nl_{\text{cond}} S_{\text{cond}} v_{\text{cob}}=G_{\text{cob}, a}$  es la masa de cobre en el devanado del inducido.

Si se expresa  $l_{\text{cond}}$  en dm y  $S_{\text{cond}}$ , en  $\text{dm}^2$ , entonces, después de las transformaciones requeridas obtenemos:

$$p_{\text{cob}, a} = i_a^2 \frac{G_{\text{cob}, a} \cdot 10^5}{4600 \cdot 8,9} = 2,4 i_a^2 G_{\text{cob}, a}, \quad (7-23)$$

donde la masa  $G_{\text{cob}, a}$  viene expresada en kilogramos.

#### EJEMPLO NUMÉRICO

En la máquina PN-290 (véase más arriba el § 2-13) tenemos:  $I_a=103 \text{ A}$ ;  $a=1$ ;  $N=524$ ;  $l_a=140 \text{ mm}$ ;  $S_a=1,81 \cdot 6,9 \approx 12,3 \text{ mm}^2$ ;  $\tau=23,2 \text{ cm}$ .

Por consiguiente,

$$l_{\text{cond}}=l_a+1,4\tau+2=14+1,4 \cdot 23,2+2=48,4 \text{ cm};$$

$$i_a=\frac{l_a}{2S_a}=\frac{103}{2 \cdot 12,3}=4,18 \text{ A/mm}^2;$$

$G_{\text{cob}, a}=8,9 \cdot 524 \cdot 48,4 \cdot 12,3 \cdot 10^{-6}=27,7 \text{ kg}$  (según los datos tabulados  $G_{\text{cob}, a}=27,1 \text{ kg}$ );

$$p_{\text{cob}, a}=2,4 \cdot 4,18^2 \cdot 27,7=1160 \text{ W}.$$

En tantos por ciento de la potencia nominal de la máquina las pérdidas en el devanado del inducido constituyen

$$\frac{P_{\text{cobre}, a}}{P_n} = \frac{1,16}{23} \cdot 100 = 5,05\%.$$

Las pérdidas en el cobre de otros devanados se determinan por fórmulas análogas a las (7-22) y (7-23).

**B. Pérdidas de excitación ( $p_{ex}$ ).** De acuerdo con el Standard de Estado de la URSS 183—66, a las pérdidas de excitación pertenecen las pérdidas en el propio arrollamiento de excitación y las pérdidas en los reóstatos reguladores, si estos son imprescindibles para el funcionamiento de la máquina en el régimen nominal. Por eso

$$p_{ex} = U_{ex} i_{ex}, \quad (7-24)$$

donde  $U_{ex}$  es la tensión en los bornes del circuito de excitación;  $i_{ex}$  es la corriente en el circuito de excitación.

**C. Pérdidas en el contacto por escobilla ( $p_e$ ).** Si  $\Delta U_e$  es la caída de tensión de transición por un par de escobillas de distinta polaridad e  $I_a = 2ai_n$  es la corriente en el inducido, entonces las pérdidas en el contacto por escobilla se pueden determinar por la fórmula

$$p_e = \Delta U_e I_a. \quad (7-25)$$

Los valores de  $\Delta U_e$  vienen dados en la tabla 6-1. De acuerdo con el Standard de Estado de la URSS 183—66, la caída de tensión en el contacto por escobilla se considera constante, y para la escobilla de cada polaridad constituye: 1 V para las escobillas de carbón y grafíticas, y 0,3 V para las escobillas de carbón metalizado. Por lo tanto, la fórmula (7-25) se puede escribir en correspondencia con la marca de escobilla en la forma:

$$p_e = 2(0,3 \div 1,0) I_a. \quad (7-26)$$

### 7-6. Pérdidas adicionales

Las pérdidas adicionales  $p_{ad}$  surgen tanto en el acero, como en el cobre de las máquinas eléctricas. Algunas especies de pérdidas adicionales surgen ya durante la marcha en vacío, otras, sólo bajo carga.

Aquí consideraremos las máquinas de corriente continua, los datos para otros tipos de máquinas se aportan en los apartados correspondientes.

En marcha en vacío, las pérdidas adicionales surgen:

1) en los núcleos de los polos principales y auxiliares y en la culata como consecuencia de la pulsación transversal del flujo, condicionada por los dientes del inducido (véase la fig. 3-11);

2) en las zapatillas polares de los polos principales como resultado de las oscilaciones transversales del flujo magnético (véase la fig. 3-10);

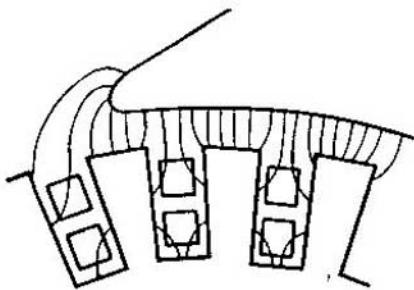


Fig. 7-3. Distribución del campo en las ranuras del inducido

grado de irregularidad de la distribución del campo; con el cambio de la carga estas pérdidas casi no varían.

Bajo carga, las pérdidas adicionales surgen:

1) en el núcleo del inducido a consecuencia de la distorsión del campo magnético fundamental por la reacción del inducido (en las máquinas sin arrollamiento compensador);

2) en las secciones comutadas al variar el flujo de dispersión, embragado con la sección comutada, en correspondencia con la variación de la corriente en la sección desde  $+i_a$  hasta  $-i_a$ . En este caso surge una distribución irregular de la densidad de corriente por la sección del conductor, y en el devanado del inducido aparecen pérdidas adicionales que alcanzan una magnitud tanto mayor, cuanto mayor es el número de conductores colocados por la altura de la ranura, y cuanto mayor es la altura del conductor  $h_{cond}$  y la frecuencia de remagnetización  $f$ . El análisis demuestra que para un devanado de dos capas, siendo  $f=50$  Hz, la altura crítica del conductor, mayor de la cual comienza un aumento brusco de las pérdidas adicionales, constituye  $h_{cond, cr}=10$  mm;

3) en el contacto por escobilla como resultado de la distribución irregular de la densidad de corriente bajo la escobilla en el caso de comutación rectilínea;

4) en las conexiones igualadoras, si la máquina va dotada de ellas.

Las pérdidas adicionales bien no pueden ser calculadas por completo, bien se calculan sólo con gran aproximación. Por eso el Standard de Estado de la URSS 183-66 tiene en cuenta las pérdidas adicionales en las máquinas de corriente continua sin arrollamiento compensador con carga nominal con un por ciento (1%) de la potencia útil, si la máquina funciona como generador, y de la potencia suministrada, si la máquina funciona como motor; para las máquinas de corriente continua compensadas se toman iguales a un 0,5%.

Al variar la carga se considera que las pérdidas adicionales varían proporcionalmente al cuadrado de la corriente.

3) en el devanado del inducido como resultado de la distribución irregular del campo magnético fundamental en la ranura (fig. 7-3). Este campo puede ser descompuesto en el campo longitudinal que crea en el devanado la f. e. m. fundamental, y en el campo transversal que crea las corrientes parásitas en los conductores del devanado del inducido.

La magnitud de las pérdidas por corrientes parásitas depende de la forma y de las dimensiones de la sección del conductor y del

### 7-7. Pérdidas sumarias en la máquina de corriente continua y rendimiento de ésta

Conociendo las pérdidas en los distintos elementos de la máquina, las pérdidas mecánicas  $p_{m,c}$ , las pérdidas en el acero  $p_{ac}$ , las pérdidas en el cobre del devanado del inducido y de los devanados conectados en paralelo con éste  $p_{cob,a}$ , las pérdidas en el circuito de excitación  $p_{ex}$ , las pérdidas en el contacto por escobilla  $p_e$ , y las pérdidas adicionales  $p_{ad}$ , podemos determinar la suma de estas pérdidas:

$$\sum p = p_{mec} + p_{ac} + p_{cob,a} + p_{ex} + p_e + p_{ad}. \quad (7-27)$$

Si  $P_1$  es la potencia suministrada a la máquina, y  $P_2$  es la potencia útil de salida de la máquina, entonces

$$P_1 = P_2 + \sum p. \quad (7-28)$$

El rendimiento de la máquina representa la relación entre la potencia útil de salida de la misma  $P_2$  y la potencia total suministrada a ésta  $P_1$ :

$$\eta = P_2 / P_1. \quad (7-29)$$

La potencia de salida de un generador de corriente continua a la red es

$$P_2 = U_{red} I_{red},$$

donde  $U_{red}$  y  $I_{red}$  son respectivamente la tensión y la corriente en la red exterior del generador. Entonces el rendimiento del generador será

$$\eta_g = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \sum p} = \frac{U_{red} I_{red}}{U_{red} I_{red} + \sum p}. \quad (7-30)$$

Puesto que  $\sum p$  habitualmente constituye una pequeña magnitud en comparación con  $P_2$ , la ecuación (7-30) se puede representar en otra forma que durante los cálculos da un resultado más exacto:

$$\eta_g = 1 - \frac{\sum p}{P_2 + \sum p}. \quad (7-31)$$

Si, como se hace con frecuencia, se expresa el rendimiento en tanto por ciento, entonces

$$\eta_g = 100 - \frac{\sum p}{P_2 + \sum p} \cdot 100\%. \quad (7-31a)$$

Para los motores de corriente continua la potencia útil es la desarrollada por ellos en el árbol. La potencia suministrada al motor desde la red  $U_{red} I_{red}$ , incluyendo la potencia necesaria para su excitación constituye  $P_1$ , por eso

$$\eta_{mot} = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \sum p}{P_1} = \frac{U_{red} I_{red} - \sum p}{U_{red} I_{red}} \quad (7-32)$$

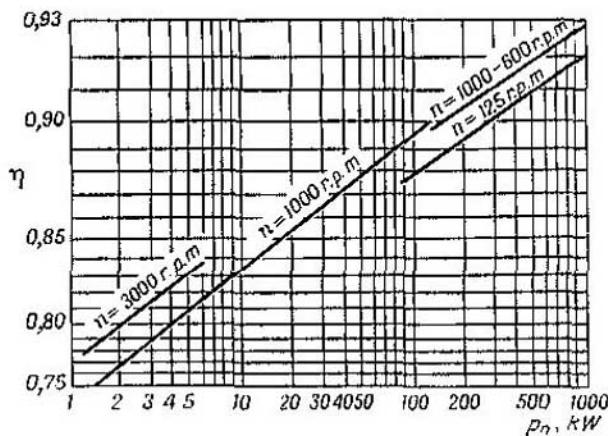


Fig. 7-4. Curvas del rendimiento de las máquinas de corriente continua

o de otra manera

$$\eta_{\text{mot}} = 1 - \frac{\sum p}{P_1}. \quad (7-33)$$

Si el rendimiento del motor se expresa en tantos por ciento, entonces

$$\eta_{\text{mot}} = 100 - \frac{\sum p}{P_1} \cdot 100\%. \quad (7-33a)$$

Con el aumento de la potencia de las máquinas de corriente continua la parte relativa de pérdidas en ellas ( $\sum p/P_1$ ), como regla, disminuye y, correspondientemente, aumenta el rendimiento. En la fig. 7-4 se dan los valores aproximados del rendimiento de las máquinas de corriente continua en función de su potencia nominal.

#### 7-8. Variación del rendimiento de las máquinas de corriente continua con la variación de la carga y rendimiento máximo

Al variar el régimen de funcionamiento de la máquina de corriente continua varía tanto la potencia suministrada a ésta  $P_1$ , como también la magnitud  $\sum p$ , y correspondientemente también el rendimiento de la máquina.

En marcha en vacío, cuando  $P_2=0$ , el rendimiento  $\eta=0$ ; con el aumento de la carga el rendimiento primero aumenta más o menos rápidamente hasta un valor máximo determinado, y luego comienza a disminuir. La magnitud de la carga a la cual el rendimiento alcanza  $\eta_{\text{max}}$  depende de la relación entre las magnitudes de las distintas componentes de las pérdidas y su variación con la variación de la carga.

Examinemos las condiciones de la obtención de  $\eta_{\max}$  para un generador de corriente continua en derivación (véase el § 8-1) que funciona con velocidad de rotación constante  $n=\text{const}$  y tensión constante  $U=\text{const}$ . En este caso las pérdidas en vacío (siendo  $I=0$ ) son constantes:

$$p_0 = p_{\text{mec}} + p_{\text{ac}} + p_{\text{roz. e}} + p_{\text{ex. o}} = \text{const}, \quad (7-34)$$

donde  $p_{\text{ex. o}}$  son las pérdidas de excitación para  $U=U_{\text{red}}=\text{const}$  y  $I=0$ . Al cargar el generador surgen complementariamente pérdidas en el circuito del inducido del generador  $p_{\text{cob. a}}=r_a I^2$  y en los contactos de las escobillas  $p_e=\Delta U_e I$ . Además, para mantener  $U=U_{\text{red}}=\text{const}$  al aumentar la corriente de carga, la corriente de excitación debe aumentar algo (véase el § 8-9, p. E), como esto se puede expresar con ayuda de la ecuación  $i_{\text{ex}}=i_{\text{ex. o}}+k_1 I$ . Así pues, las pérdidas en el circuito de excitación  $i_{\text{ex}}^2 r_{\text{ex}}$  estarán compuestas de las componentes constante  $p_{\text{ex. o}}$  y variable, la última de las cuales es proporcional a  $I$ .

En la máquina bajo carga la suma de pérdidas puede ser expresada por la ecuación

$$\Sigma p = p_0 + k_2 I + k_3 I^2 \quad (7-35)$$

y el rendimiento, por la ecuación

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Sigma p} = \frac{UI}{p_0 + (U + k_2) I + k_3 I^2}. \quad (7-36)$$

Para hallar las condiciones de obtención de  $\eta_{\max}$  tomemos la derivada de  $\eta$  con relación a la corriente  $I$  e igualémosla a cero:

$$\frac{d\eta}{dI} = \frac{[p_0 + (U + k_2) I + k_3 I^2] U - UI (U + k_2 + 2k_3 I)}{[p_0 + (U + k_2) I + k_3 I^2]^2} = 0,$$

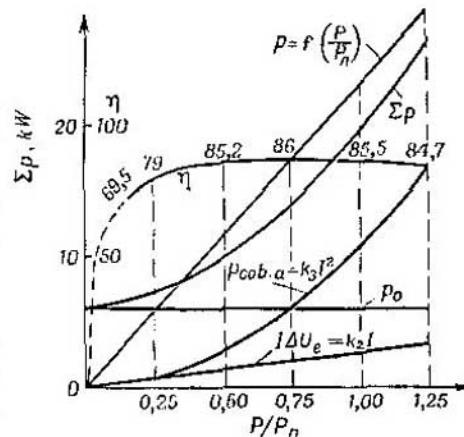
de donde obtenemos que

$$k_3 I^2 = p_0. \quad (7-37)$$

Así pues, el rendimiento alcanza su valor máximo cuando las pérdidas proporcionales al cuadrado de la corriente se hacen iguales a las pérdidas que no dependen de la corriente.

De semejante manera pueden ser halladas las condiciones de la obtención de la magnitud  $\eta_{\max}$  al variar la velocidad de rotación de la máquina.

Durante el proceso de diseño de las máquinas de corriente



Eig. 7-5. Curvas de pérdidas y rendimiento para un generador

continua las relaciones entre las pérdidas constantes y variables se eligen de tal modo que  $\eta_{\max}$  se obtenga en la zona de cargas a las cuales la máquina funciona la mayoría del tiempo.

En la fig. 7-5 se aportan las curvas de las componentes de las pérdidas y del rendimiento en función de la carga relativa  $P/P_n$  para un generador de corriente continua con  $P_n = 115 \text{ kW}$ , en el que  $\eta_{\max} = 0,86$  para  $P/P_n = 0,75$ . Como es fácil de ver, a esta carga, las pérdidas  $p_{coh} = p_0$ .

### 7-9. Determinación experimental del rendimiento de la máquina de corriente continua

La determinación experimental del rendimiento de la máquina eléctrica representa una de las tareas más responsables de su ensayo.

La determinación directa del rendimiento por la fórmula (7-29), midiendo la potencia de salida  $P_2$  y la potencia suministrada  $P_1$ , se puede realizar con la suficiente exactitud sólo en el caso en que el rendimiento de la máquina no sobrepasa del 80%, puesto que en este caso los errores de medición de las potencias  $P_1$  y  $P_2$  determinan directamente el error de la magnitud obtenida del rendimiento.

Para  $\eta > 80\%$  el cálculo del rendimiento se debe realizar por las fórmulas (7-31) y (7-33), según los datos de las mediciones de las distintas pérdidas o de su suma. En este caso el error en las mediciones de las pérdidas, siendo reducido a la potencia suministrada, disminuye considerablemente y por eso influye muy poco en el error de la magnitud resultante del rendimiento.

Si se dispone de dos máquinas iguales, el rendimiento se puede determinar por el método de trabajo retrógrado, por el que ambas máquinas se acoplan mecánica y eléctricamente (fig. 7-6). En este caso una de las máquinas funciona en el régimen de generador, la otra, en el régimen de motor. Desde fuera se suministra por vía mecánica (o eléctrica) sólo la potencia necesaria para recubrir las pérdidas de ambas máquinas, puesto que la potencia entregada por el generador retorna al motor. Conociendo la suma de las pérdidas  $\Sigma p_{gt}$  del grupo, se puede calcular el rendimiento de cada una de las máquinas tomando, por ejemplo, las pérdidas en ellas iguales entre sí, o sea,  $\Sigma p_{gt}/2$ . Entonces, para la máquina que funciona como generador,

$$\eta_g = \frac{UI}{UI + \frac{\sum p_{gt}}{2}}, \quad (7-38)$$

y para la máquina que funciona como motor,

$$\eta_{mot} = \frac{UI - \frac{\sum p_0}{2}}{UI}. \quad (7-39)$$

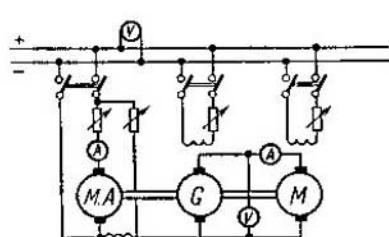


Fig. 7-6 Esquema de conexión para determinar el rendimiento por el método de trabajo retrógrado

Al emplear el método de trabajo retrógrado para la determinación del rendimiento de las máquinas de corriente continua con excitación independiente (véase el § 8-1), al generador se le da excitación elevada en comparación con el motor de tal modo que en el circuito principal de ambas máquinas circule la corriente  $I$ , y en los terminales de las máquinas acopladas eléctricamente se obtenga la tensión nominal  $U_n$  (fig. 7-6). En este caso las pérdidas mecánicas, las pérdidas en el cobre del circuito principal, las pérdidas en el acero y las pérdidas en los contactos de las escobillas se compensan por vía mecánica desde un motor auxiliar  $MA$ , que pone en rotación a todo el grupo, y las pérdidas de excitación, directamente desde la red de corriente continua que alimenta al arrollamiento de excitación de las máquinas.

## CAPÍTULO VIII

### GENERADORES DE CORRIENTE CONTINUA

#### 8-1. Observaciones preliminares

En las centrales eléctricas modernas prácticamente se genera sólo energía eléctrica de corriente alterna trifásica. Una parte significante de esta energía se usa en la misma forma de corriente alterna en la industria para los fines de alumbrado y necesidades domésticas. En los casos en que por las condiciones de producción es necesaria o preferible la corriente continua (empresas de la industria química y metalúrgica, transporte, etc.) ésta se obtiene, con más frecuencia, transformando la corriente alterna en continua con auxilio de convertidores iónicos o mecánicos. En el último caso se emplean instalaciones por el esquema motor — generador, en las que el motor de corriente alterna se acopla con el generador de corriente continua en un mismo árbol. Los generadores de corriente continua se emplean como fuentes primarias de energía principalmente en las instalaciones aisladas (como excitadores de las máquinas sincrónicas), en los camiones, aviones, para la soldadura al arco, para el alumbrado de los trenes, en los submarinos, etc.

Así pues, el campo de aplicación de los generadores de corriente continua es bastante amplio y correspondientemente son muy diversas las exigencias planteadas a éstos con respecto a la potencia, tensión, velocidades de rotación, fiabilidad de funcionamiento, plazos de servicio, etc. Aquí examinaremos sólo las propiedades fundamentales de los generadores de corriente continua, sin tocar los regímenes especiales de funcionamiento.

#### 8-2. Clasificación de los generadores de corriente continua por el método de excitación

Por el método de excitación los generadores de corriente continua se dividen en generadores con excitación independiente y generadores autoexcitadores.

Los generadores con excitación independiente se dividen en a) generadores excitados por vía electromagnética, y b) generadores con imanes permanentes.

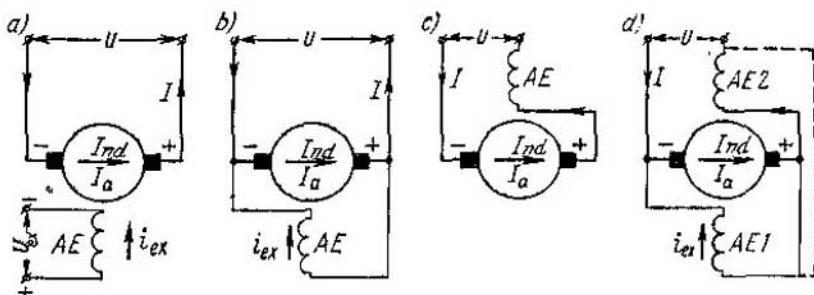


Fig. 8-1. Esquemas de principio de los generadores de corriente continua

Puesto que los últimos son de poca importancia, en lo sucesivo tendremos en cuenta solamente los primeros.

**Los generadores autoexcitadores se dividen, según el método de conexión de los arrollamientos de excitación, en a) generadores (dínamos) en derivación (en shunt), b) generadores (dínamos) en serie y c) generadores de excitación compuesta (dínamos compound).**

En la fig. 8-1, a, b, c, d vienen representados los esquemas principales de los generadores de excitación independiente, en derivación, en serie y de excitación compuesta. Aquí  $I$  significa inducido;  $AE$ , arrollamiento de excitación;  $U$  y  $U_{ex}$ , las tensiones en los bornes del generador y del circuito de excitación;  $I_a$ , la corriente en el inducido;  $I$ , la corriente entregada por el generador a la red;  $i_{ex}$ , la corriente de excitación.

En el generador de excitación independiente  $I_a = I$ , en el caso general  $U_{ex} \neq U$ . En el generador en derivación  $I_a = I + i_{ex}$  y  $U_{ex} = U$ . En el generador en serie  $i_{ex} = I$ , es decir, la excitación del generador depende de su carga. El generador de excitación compuesta tiene dos arrollamientos de excitación, el  $AE_1$  en paralelo y el  $AE_2$  en serie, cuyas fuerzas magnetizantes pueden adicionarse o substraerse. En todos los casos, en la excitación del generador se consume el 1–3% de su potencia nominal.

### 8-3. Proceso energético del generador de corriente continua

El funcionamiento de un generador de cualquier tipo y, en particular, del generador de corriente continua, se basa en el proceso de transformación de la energía mecánica suministrada a éste en energía eléctrica. Para ello el generador se articula con algún motor primario, por ejemplo, con un motor de combustión interna, que lo pone en rotación con cierta velocidad  $n$ .

Examinemos el proceso de transformación de la energía en el ejemplo de un generador de excitación independiente que se pone en rotación con velocidad constante, es decir,  $n = \text{const}$ . En el caso de excitación independiente, si el excitador no se encuentra en un mismo

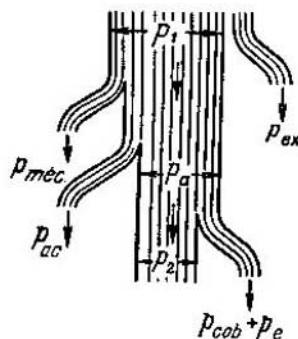


Fig. 8-2. Esquema energético de un generador de corriente continua de excitación independiente

b) La potencia útil  $P = UI_a$ , entregada por el generador a la red, es menor que la potencia  $P_a$  en la magnitud de las pérdidas en el cobre del circuito del inducido de la máquina  $p_{\text{cob}} = I_a^2 R_{a, \text{cob}}$  y las pérdidas en el contacto por escobilla  $p_e = \Delta U_e I_a$ , donde  $R_{a, \text{cob}}$  es la resistencia de los arrollamientos conectados en serie, que componen el circuito del inducido, y  $\Delta U_e$  es la caída transitoria de tensión por un par de escobillas. Las pérdidas adicionales que surgen durante el funcionamiento de la máquina no se calculan separadamente, sino que una parte se incluye en las pérdidas en el acero  $p_{\text{ac}}$ , y otra parte, en las pérdidas en el cobre  $p_{\text{cob}}$ .

Así pues,

$$UI_a = P_2 = P_a - (p_{\text{cob}} + p_e) = E_a I_a - (I_a^2 R_{a, \text{cob}} + \Delta U_e I_a). \quad (8-2)$$

La potencia electromagnética  $P_a = E_a I_a$  es el eslabón fundamental que enlaza la potencia mecánica  $P_1$  suministrada al generador con la potencia eléctrica  $P_2 = UI_a$  entregada por el generador a la red.

#### 8-4. Ecuación de la f. e. m. del generador para $n = \text{const}$

Simplificando ambas partes de la igualdad (8-2) en  $I_a$ , obtenemos la ecuación de la f. e. m. del generador en la forma

$$U = E_a - (I_a R_{a, \text{cob}} + \Delta U_e) \quad (8-3a)$$

o bien

$$E_a = U + (I_a R_{a, \text{cob}} + \Delta U_e). \quad (8-3b)$$

Con el fin de simplificar, la suma  $I_a R_{a, \text{cob}} + \Delta U_e$  frecuentemente se representa en la forma

$$I_a \left( R_{a, \text{cob}} + \frac{\Delta U_e}{I_a} \right) = I_a R_a.$$

En este caso

$$E_a = U + I_a R_a. \quad (8-4)$$

De esta igualdad se ve que para  $n=\text{const}$  la f. e. m.  $E_a$  tiene dos componentes: una ( $U$ ) se lleva a los terminales del generador y actúa sobre el circuito exterior conectado al generador, y la otra ( $I_a R_a$ ) vence la resistencia del generador y habitualmente se llama *caída de tensión en el inducido del generador*.

### 8-5. Momento electromagnético del generador

Supongamos que el motor primario crea en el árbol del generador el momento  $M_1$ , que pone en rotación al generador en sentido contrario a las agujas del reloj con cierta velocidad constante  $n$  (fig. 8-3). Si el generador está excitado, entonces en el conductor  $a$  del devanado del inducido, que se encuentra bajo el polo norte, se induce f. e. m. dirigida hacia nosotros; la corriente  $i_a$  circula por el conductor  $a$  en la misma dirección.

Entre el campo magnético y el conductor con corriente  $i_a$ , colocado en este campo, surge una fuerza de interacción electromagnética  $f_x$ . Consideraremos que la inducción  $B_x$  tiene un mismo valor por la longitud del conductor  $l'$  situado en el plano perpendicular a la dirección de las líneas del campo magnético. En este caso

$$f_x = B_x l' i_a.$$

Puesto que las líneas de campo están dirigidas por la normal a la superficie del inducido, entonces la fuerza  $f_x$  crea en el árbol del generador el momento

$$M_x = f_x \frac{D_a}{2} = B_x l' i_a \frac{D_a}{2}.$$

Para determinar la dirección de este momento, es suficiente hacer coincidir el campo magnético fundamental con el campo creado por la corriente en el conductor  $i_a$  (fig. 8-4, a). El campo resultante se

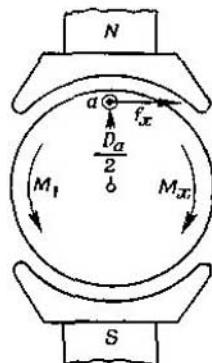


Fig. 8-3. Momento electromagnético del generador

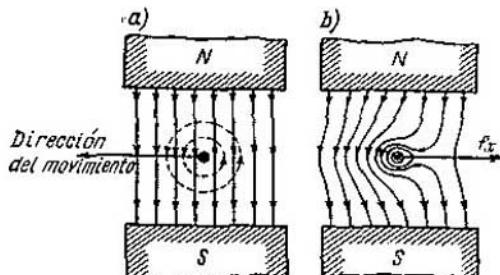


Fig. 8-4. Cuadro de campos superpuestos

muestra en la fig. 8-4, b. Vemos que la fuerza  $f_x$  está dirigida en sentido opuesto a la dirección de rotación del inducido y, por consiguiente, el momento electromagnético del conductor  $M_x$  actúa en sentido contrario respecto del momento del motor primario  $M_1$ , es decir, es frenante respecto a este último. Esta deducción tiene carácter general, o sea, es válida para cualesquiera condiciones de funcionamiento de la máquina como generador.

En una máquina real bajo cada polo se encuentran  $N/2p$  conductores, por eso el momento electromagnético del generador, creado por todos los conductores en la máquina con un número de polos  $2p$ , será

$$M_a = 2p \sum_{l=1}^{N/2p} M_x = 2pl'i_a \frac{D_a}{2} \sum_{l=1}^{N/2p} B_x.$$

Siendo suficientemente grande el número de conductores, la magnitud de la suma  $\sum_{l=1}^{N/2p} B_x$  es igual al valor medio de la inducción  $B_{\text{med}}$  multiplicado por el número de conductores que se encuentran bajo un paso polar, es decir,

$$\sum_{l=1}^{N/2p} B_x = B_{\text{med}} \frac{N}{2p}.$$

Tomando en consideración que

$$B_{\text{med}} = \frac{\Phi}{\pi D_a l'} = \frac{\Phi}{\frac{\pi D_a}{2p} l'} = 2p \frac{\Phi}{\pi D_a l'} \quad y \quad i_a = \frac{I_a}{2a},$$

obtenemos para el momento electromagnético la expresión

$$M_a = 2pl'i_a \frac{D_a}{2} N \frac{\Phi}{\pi D_a l'} = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} NI_a \Phi. \quad (8-5)$$

Esta expresión se puede representar en la forma

$$M_a = \frac{1}{\pi} \left( N \frac{I_a}{2a} \right) (p\Phi), \quad (8-6)$$

es decir,

el momento electromagnético del generador es proporcional al flujo de todos los  $p$  pares de polos de la máquina ( $p\Phi$ ) y a la corriente de todo el devanado del inducido ( $NI_a/2a$ ).

En una máquina ejecutada  $p$ ,  $N$  y  $a$  vienen dadas. En este caso la fórmula para el momento se puede escribir en la siguiente forma simplificada:

$$M_a = C_{\text{cob}} I_a \Phi, \quad (8-7)$$

donde

$$C_{\text{cob}} = \frac{p}{2\pi} \frac{N}{a}.$$

La expresión para el momento electromagnético puede ser obtenida de la expresión para la potencia electromagnética  $P_a = E_a I_a$ , donde

$$E_a = \frac{p}{a} n N \Phi.$$

De acuerdo con la regla general

$$M_a = \frac{P_a}{\omega},$$

donde  $\omega = 2\pi n$  es la velocidad angular de rotación. Por consiguiente,

$$M_a = \frac{P_a}{\omega} = \frac{E_a I_a}{2\pi n} = \frac{\frac{p}{a} n N \Phi I_a}{2\pi n} = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} N I_a \Phi.$$

En unidades del sistema SI el flujo se expresa en Wb, el momento, en Nm. Si el flujo  $\Phi$  se expresa en Mx y el momento  $M_a$ , en kgm, entonces en la parte derecha de la fórmula (8-5) se introduce el coeficiente de conversión  $10^{-8}/9,81$ .

#### EJEMPLO NUMÉRICO

Calculemos el momento  $M_a$  y la potencia  $P_a$  un generador en derivación del tipo PN-290, cuyos datos se aportaron en el § 2-13. En este caso:  $P_n = 23$  kW;  $U_n = 230$  V;  $n_p = 970$  r. p. m.;  $p = 2$ ;  $a = 1$ ;  $N = 524$ ;  $\Phi = 1,47 \cdot 10^6$  Mx =  $1,47 \cdot 10^{-2}$  Wb;  $I_n = 100$  A;  $I_a = 103$  A. Por consiguiente [véase la fórmula (8-6)],

$$M_a = \frac{1}{2\pi} \left( N \frac{I_a}{a} \right) (p\Phi) = \frac{1}{2\pi} (524 \cdot 103) (2 \cdot 1,47 \cdot 10^{-2}) = 251 \text{ Nm},$$

o bien

$$\frac{1}{2\pi} (524 \cdot 103) (2 \cdot 1,47 \cdot 10^6) \cdot \frac{10^{-8}}{9,81} = 25,6 \text{ kgf} \cdot \text{m};$$

$$P_a = M_a \omega = 25,6 \cdot 2\pi \cdot 16,15 = 25900 \text{ W} = 25,9 \text{ kW}.$$

Dado que, de acuerdo con los datos para la misma máquina, la caída de tensión en el circuito de su inducido, incluyendo también la caída de tensión en el contacto de las escobillas, constituye  $I_a R_a = 19$  V, entonces  $p_{cob} + p_e = 19 \cdot 103 = 1,96$  kW. Además, de la misma potencia  $P_a$  en la excitación se consume  $U_{ex} i_{ex} = 3 \cdot 230 = 0,69$  kW, por cuanto el generador funciona en régimen de autoexcitación. Por lo tanto,  $P_2 = 25,9 - (1,96 + 0,69) = 23,25$  kW, que es muy próxima a la potencia nominal del generador 23 kW.

#### 8-6. Ecuación de los momentos del generador

Además del momento electromagnético frenante  $M_a$ , en el árbol del generador existe el momento frenante de marcha en vacío  $M_0$  que corresponde a la potencia  $p_0$  que hay que suministrar al generador durante la marcha en vacío para cubrir las pérdidas en vacío  $p_{mec} + p_{ac}$ .

De acuerdo con la regla general

$$M_0 = \frac{p_0}{\omega} = \frac{p_0}{2\pi n}. \quad (8-8)$$

Siendo  $n=\text{const}$  el momento de rotación del motor primario  $M_1$  y el momento de freno (frenante) del generador  $M_g=M_a+M_b$  deben encontrarse en equilibrio mutuo, es decir, deben ser de igual magnitud y estar dirigidos en sentidos opuestos.

Por consiguiente, para  $n=\text{const}$  tenemos:

$$M_1 = -M_g = -(M_a + M_b). \quad (8-9)$$

Habitualmente por  $M_a$  y  $M_b$  se entienden las componentes del momento  $M_1$  del motor primario, cada una de las cuales equilibra el momento correspondiente del generador. En este caso

$$M_1 = M_a + M_b. \quad (8-10)$$

La ecuación de los momentos para el caso en que  $n \neq \text{const}$ , se examina a continuación al estudiar el funcionamiento de la máquina como motor.

### 8-7. Características fundamentales de los generadores de corriente continua

Las propiedades de los generadores se analizan con ayuda de las características que establecen la dependencia entre las magnitudes principales que determinan el funcionamiento del generador. Tales magnitudes son: a) la tensión en los terminales del generador  $U$ ; b) la corriente de excitación  $i_{ex}$ ; c) la corriente en el inducido  $I_a$ ; d) la velocidad de rotación  $n$ .

Puesto que los generadores funcionan por lo general con velocidad de rotación constante, el grupo fundamental de características se obtiene para  $n=\text{const}$ . De las demás tres magnitudes, la que mayor importancia tiene es la tensión  $U$ , por cuanto determina las cualidades del generador respecto de la red para la cual éste funciona. Por esta razón, las características principales son:

1. *La característica en carga*  $U=f(i_{ex})$  para  $I=\text{const}$ . En el caso particular cuando  $I=0$ , la característica en carga pasa a ser *la característica en vacío*, que tiene gran importancia para la valorización del generador y el trazado de sus características restantes.

2. *La característica exterior*  $U=f(I)$  siendo constante la resistencia del circuito de excitación  $R_{ex}=\text{const}$ .

3. *La característica de regulación*  $i_{ex}=f(I)$  para  $U=\text{const}$ . En el caso particular cuando  $U=0$ , la característica de regulación pasa a ser *la característica en cortocircuito*  $I_k=f(i_{ex})$ .

Junto con las principales características citadas existen algunas más, en particular las características a velocidad de rotación variable, pero éstas son de importancia auxiliar.

Examinaremos las características de los generadores en dependencia del método de excitación, como factor principal que determina las cualidades del generador.

### 8-8. Características de un generador de excitación independiente

La excitación independiente se emplea bastante ampliamente: en los generadores de baja tensión (4—24 V), en los generadores de alta tensión (más de 600 V), en las máquinas de gran potencia, cuando se requiere una amplia regulación de la tensión, etc.

**A: Característica en vacío:**  $U_0 = f(i_{ex})$  para  $I=0$  y  $n=\text{const}$ . El esquema para el trazado de esta curva característica se representa en la fig. 8-5. Las denotaciones son las mismas que en la fig. 8-1; el reóstato  $r_{ex}$  debe ser elegido de tal modo que la corriente  $i_{ex}$  pueda ser regulada en amplios límites;  $In$  es el interruptor que en este caso desconecta la corriente del inducido.

Durante el trazado de las curvas características las escobillas deben estar colocadas en la línea neutra geométrica tanto en las máquinas con polos auxiliares como en las máquinas sin ellos.

Puesto que en la máquina siempre hay flujo magnético residual, entonces siendo  $i_{ex}=0$  en los terminales del generador se obtiene una tensión  $U'_{00}=OA$  (fig. 8-6). Habitualmente  $U'_{00}=(2 \div 3)\%$  de la tensión nominal  $U_n$ .

Al variar la corriente  $i_{ex}$  desde  $i_{ex}=0$  hasta su valor máximo  $+i_{ex,m}=Oc$  la tensión  $U_0$  crece según la curva 1 hasta el valor  $+U_{0,m}=Cc$ . Habitualmente  $U_{0,m}=(1,1 \div 1,25)U_n$ .

En marcha en vacío el inducido del generador de excitación independiente está conectado sólo al voltímetro, que posee una resistencia relativamente grande; por eso se puede considerar que

$$U_0 = E_0 = C_e n \Phi = C'_e \Phi.$$

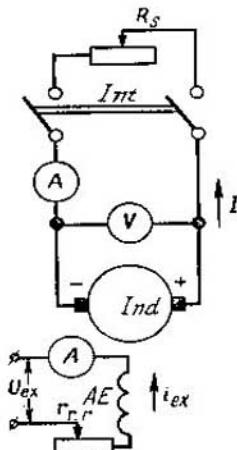


Fig. 8-5. Esquema para el trazado de las curvas características de un generador de excitación independiente

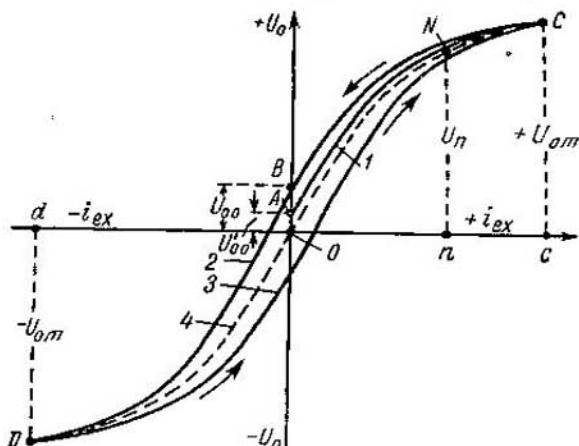


Fig. 8-6. Curva característica de marcha en vacío de un generador de excitación independiente

Así pues, la relación  $U_0=f(i_{ex})$  repite en cierta escala la relación  $\Phi=f(i_{ex})$ , es decir, representa la curva característica de imantación de la máquina.

Cambiemos ahora la corriente  $i_{ex}$  desde el valor  $+i_{ex,m}=0c$  hasta el valor  $i_{ex}=0$ , y luego, cambiando la corriente en el circuito de excitación por la de sentido contrario, continuaremos variando la corriente  $i_{ex}$  desde  $i_{ex}=0$  hasta  $-i_{ex,m}=0d$ . La curva 2 obtenida de este modo pasa en el primer cuadrante por encima de la curva 1 a causa del crecimiento de la magnitud del flujo magnético residual.

Si repetimos ahora la operación de variación de la corriente de excitación al inverso desde  $-i_{ex,m}=0d$  hasta  $+i_{ex,m}=0c$ , obtendremos la curva 3, que junto con la curva 2 forma el bucle de histéresis que determina las propiedades del acero de los polos y la culata. Las curvas 2 y 3 se llaman partes descendente y ascendente de la característica en vacío. Trazando entre ellas la línea media 4 obtendremos la así llamada característica prevista en vacío. Se debe tener en cuenta que la variación de la corriente se puede realizar sólo en un sentido, puesto que de lo contrario pasaremos a otras curvas de imantación que no corresponden al ciclo dado.

La parte inicial de la curva característica en vacío representa prácticamente una línea recta. Esto se explica porque para corrientes de excitación de pequeña intensidad casi toda la f. m. se consume en la transmisión del flujo magnético a través del entrehierro, es decir, un medio con permeabilidad magnética constante. Pero a medida que aumenta la corriente  $i_{ex}$  y correspondientemente el flujo  $\Phi$  el acero de la máquina comienza a saturarse y al principio obtenemos la parte de la característica en vacío de saturación media, o el así llamado codo de la curva, y luego su parte fuertemente saturada. El punto  $N$ , que corresponde a la tensión nominal  $U_n$ , habitualmente se encuentra en el codo de la curva, puesto que durante el funcionamiento de la máquina en la parte rectilínea de la curva la tensión del generador es inestable, y al funcionar en la parte saturada de la curva la posibilidad de regulación de la tensión es limitada.

La característica en vacío permite juzgar sobre la saturación del circuito magnético del generador en el régimen nominal de funcionamiento (sobre el grado de saturación véase el § 2-12).

De lo expuesto a continuación se verá que uno u otro grado de saturación ejerce gran influencia en las características de funcionamiento de la máquina.

**B. Características en carga:**  $U=f(i_{ex})$  siendo  $I=\text{const}$  y  $n=\text{const}$ . Aquí y en lo sucesivo consideraremos que las escobillas ocupan en el colector una posición normal de trabajo. En este caso, al cargar el generador con una corriente  $I$  la tensión en los terminales del generador disminuye como resultado de: a) la caída de tensión  $IR_{a,\text{cob}} + \Delta U_e = IR_a$  y b) la reacción del inducido. Por esta razón, la característica en carga pasa por debajo de la característica en vacío, y tanto más bajo, cuanto mayor es la corriente  $I$ .

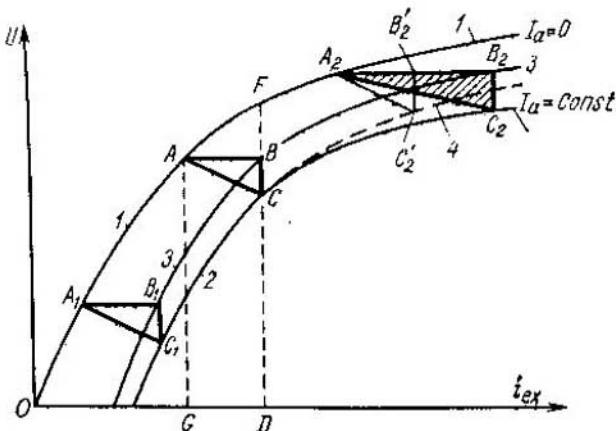


Fig. 8-7. Característica en carga de excitación independiente

En la fig. 8-7 las curvas 1 y 2 representan respectivamente las características en vacío y en carga. Si añadimos a los valores de la tensión de la característica en carga la caída de tensión  $IR_a$ , obtendremos la *característica en carga interior*  $U + IR_a = E_a = f(i_{ex})$  para  $I = \text{const}$  y  $n = \text{const}$  (la curva 3).

La característica en carga, trazada junto con la característica en vacío, permite construir el así llamado *triángulo característico* del generador de corriente continua. Este triángulo, por un lado, da la posibilidad de valorizar la influencia de la caída de tensión y la reacción del inducido en la tensión del generador y, por otro lado, puede ser utilizado para trazar las características exterior y de regulación del generador.

La construcción del triángulo característico se efectúa de la manera siguiente.

Trazemos por un punto  $D$ , tomado arbitrariamente sobre el eje de abscisas, una recta paralela al eje de ordenadas hasta su intersección con las curvas 2, 3 y 1 en los puntos  $C$ ,  $B$  y  $F$ . De acuerdo con la construcción, el segmento  $CB = IR_a$ . En marcha en vacío tendríamos para la misma corriente de excitación  $i_{ex} = OD$  la tensión  $U_0 = DF$ , por eso la caída total de tensión en los terminales del generador  $CF$ , siendo su carga  $I$ , es mayor que la caída de tensión  $CB = IR_a$  en la magnitud del segmento  $BF$ , lo que ya es provocado por la reacción del inducido. Por otro lado, en marcha en vacío la f. e. m.  $E_a = DB$  se obtiene para la corriente de excitación  $i_{ex} = OG$ , menor que  $OD$  en la magnitud del segmento  $DG = OD - OG$ . De aquí se desprende que la magnitud de la f. m. de la reacción del inducido, expresada en la escala de la corriente de excitación, es igual a  $DG$ . Para construir el triángulo característico  $ABC$  es suficiente trazar por el punto  $B$  la recta  $BA = DG$  paralelamente al eje de abscisas.

Para  $I=\text{const}$ , el lado  $BC=IR_{a\text{ esp}}+\Delta U_e$  permanece constante por su magnitud independientemente de la corriente de excitación  $i_{ex}$ . Pero el segundo lado  $AB$ , que corresponde a la f. m. de la reacción del inducido, permanece invariable sólo en el caso cuando se puede despreciar la influencia de la saturación en la magnitud de la reacción del inducido. En el cap. IV vimos que si la máquina no está saturada, la reacción transversal del inducido prácticamente no influye en el funcionamiento de la máquina (véase la fig. 4-7, a, la curva 3); por eso el lado  $AB$  del triángulo  $ABC$  (si se desprecia la pequeña magnitud de la f. m. de la reacción de conmutación del inducido) se determina en esencia sólo por la reacción longitudinal del inducido. Pero, a medida que aumenta la saturación, la influencia de la reacción transversal del inducido comienza a reflejarse cada vez más fuertemente, y en correspondencia con esto aumenta cada vez más el lado  $AB$ . El segmento  $B'_2B_2$  que representa la diferencia entre el segmento  $A_2B_2$ , correspondiente al circuito magnético saturado, y el segmento  $A_2B'_2=A_1B_1$ , que corresponde al circuito magnético no saturado, caracteriza, pues, la f. m. de la reacción transversal del inducido, que ejerce efecto desmagnetizante. Si la máquina permaneciera no saturada también para grandes valores de la corriente  $i_{ex}$ , entonces obtendríamos la característica en carga desplazando el triángulo  $ABC$  paralelamente a sí mismo de tal modo que el vértice  $A$  se encuentre siempre en la característica en vacío (línea de trazos 4 en la fig. 8-7).

Habitualmente las características en carga se trazan para dos valores de la corriente de carga, por ejemplo, para  $I=I_n/2$  y  $I=I_n$ . Así como al trazar la característica en vacío, la corriente de excitación  $i_{ex}$  se debe variar sólo en un sentido.

**C. Característica exterior:**  $U=f(I)$  para  $R_{ex}=\text{const}$  y  $n=\text{const}$ . La característica exterior se traza por el esquema de la fig. 8-5 con el interruptor  $In$  conectado. La tensión  $U_{ex}$  en los bornes del circuito de excitación se supone constante; por consiguiente,  $i_{ex}=U_{ex}/R_{ex}=\text{const}$ .

De acuerdo con el Standard de Estado de la URSS 183—66, se llama **variación nominal de la tensión de un generador eléctrico** la variación de la tensión en los terminales del generador (al funcionar éste independientemente de otros generadores) al variar la carga desde la nominal hasta la nula y al conservar la velocidad nominal de rotación, para las máquinas de excitación independiente, además, conservando la corriente nominal de excitación, y para las máquinas autoexcitadoras, teniendo el arrollamiento de excitación la temperatura prevista de trabajo y siendo invariable la resistencia del circuito del arrollamiento de excitación.

La variación de la tensión se expresa en tantos por ciento de la tensión nominal  $U_n$ .

Convengamos en expresar la tensión  $U$  y la corriente de carga  $I$  en partes de los valores nominales de estas magnitudes, considerando que  $U_n=1$  y  $I_n=1$ .

Para trazar la característica exterior ponemos el generador en rotación con velocidad nominal y establecemos una corriente de excitación  $i_{ex,n}$  tal, que para  $I = I_n = 1$  tengamos  $U = U_n = 1$  (fig. 8-8). Luego descargamos gradualmente incluso hasta la marcha en vacío. La tensión del generador crece según la curva 1, ya que a medida que disminuye la carga disminuye la caída de tensión en el inducido  $IR_a$  y la reacción del inducido. En marcha en vacío  $U_0 = OA$ . Por consiguiente,

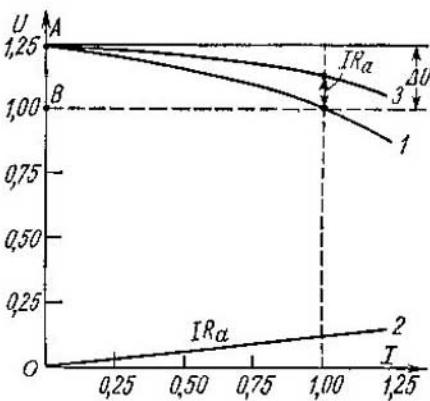


Fig. 8-8. Característica exterior de un generador de excitación independiente

$$\Delta U = \frac{OA - OB}{OB} \cdot 100 = \frac{U_0 - U_n}{U_n} \cdot 100\%. \quad (8-11)$$

Puesto que se puede considerar que  $R_a = \text{const}$ , entonces la relación  $IR_a = f(I)$  se expresa en la fig. 8-8 por medio de la recta 2. La curva 3, que representa la relación  $U + IR_a = E_a = f(I)$ , se llama *característica interior* del generador.

La característica exterior del generador de excitación independiente se puede trazar valiéndose de la característica en vacío y del triángulo característico, si se supone que los lados de este triángulo varían proporcionalmente a la corriente  $I$ . De la construcción de los triángulos característicos en la fig. 8-7 se desprende que sus vértices  $A, A_1, A_2, \dots$  se encuentran en la característica en vacío, mientras que los lados  $BC, B_1C_1, B_2C_2$  se trazan paralelamente al eje de ordenadas. De aquí se deriva el método de trazado de la característica exterior del generador de excitación independiente.

Supongamos que en la fig. 8-9 la curva  $OA_nA_0$  representa la característica en vacío del generador. Aceptemos, como anteriormente, que  $U_n = 1$  y  $I_n = 1$ . El triángulo característico  $A_nB_nC_n$  para la corriente  $I_n = 1$ , lo construimos en el diagrama de tal modo que el vértice  $A_n$  se encuentre en la característica en vacío y los catetos  $A_nB_n$  y  $B_nC_n$  sean paralelos, el primero, al eje de abscisas, y el segundo al eje de ordenadas. Con esto se determina la posición del punto  $C_n$ , que corresponde a la tensión  $U_n = 1$ . Prolongando el lado  $B_nC_n$  del triángulo hasta su intersección con el eje de abscisas en el punto  $C_k$ , hallamos la corriente nominal de excitación del generador  $i_{ex,n} = OC_k$ , que corresponde al régimen nominal de su funcionamiento. Prolongando el mismo lado  $B_nC_n$  hasta su intersección con la característica en vacío en el punto  $A_0$ , hallamos la tensión en marcha en vacío del generador  $U_0 = C_kA_0$ , que corresponde a la corriente de excitación  $i_{ex} = \text{const}$ . El punto  $C_n$  lo llevamos al punto  $D_n$  a la izquierda del

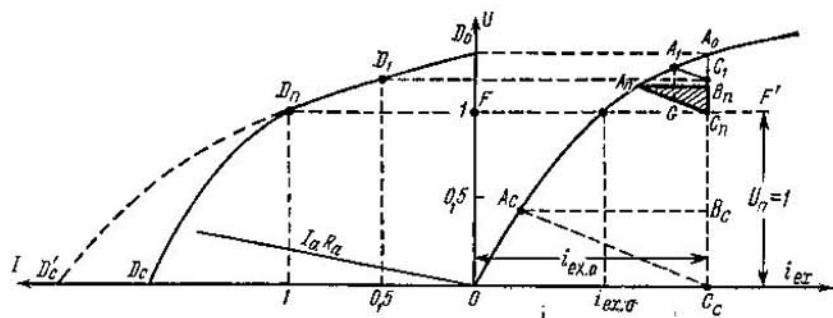


Fig. 8-9. Trazado de la característica exterior de un generador de excitación independiente

eje de ordenadas correspondientemente a la corriente  $I_n=1$ , y el punto  $A_0$ , al punto  $D_0$  en el eje de ordenadas.

Para obtener los puntos intermedios de la característica exterior, por ejemplo, el punto para la corriente  $I=I_n/2$ , hay que repetir la construcción disminuyendo cada uno de los lados del triángulo  $A_nB_nC_n$  dos veces. Pero en vez de esto se puede dividir la hipotenusa  $A_nC_n$  por la mitad en el punto  $G$  y trasladar el segmento  $C_nG$  a lo largo de la recta  $C_nA_n$  a la posición del segmento  $C_1A_1=A_nC_n/2$ . Despues de esto llevamos el punto  $C_1$  al punto  $D_1$  correspondienteamente a la corriente  $I=I_n/2$  y con ayuda de los puntos  $D_0$ ,  $D_1$  y  $D_n$  trazamos la característica exterior.

Esta construcción puede ser utilizada sólo en límites determinados de la tensión  $I$ , mientras se puede todavía considerar que los lados del triángulo característico  $ABC$  (véase la fig. 8-7) varían proporcionalmente a la corriente  $I$ . Al aumentar considerablemente la corriente, los lados del triángulo  $ABC$  comienzan a crecer más rápidamente que la corriente  $I$ , sobre lo cual se puede ver más detalladamente a continuación en el p. E.

**D. Característica de regulación:**  $i_{ex}=f(I)$  para  $U=\text{const}$  y  $n=\text{const}$ .

Puesto que para  $i_{ex}=\text{const}$ , la tensión  $U$  en los terminales del generador disminuye con el aumento de la corriente  $I$  y viceversa (véase la fig. 8-8), entonces para mantener constante la magnitud de la tensión  $U$  es necesario aumentar la corriente de excitación al aumentar la carga y disminuirla al disminuir esta última. En el primer caso actuamos por la parte ascendente de la curva de imantación (véase la fig. 8-6), en el segundo caso, por la parte descendente. En correspondencia con esto la curva de regulación tiene la forma mostrada en la fig. 8-10. La curva media, trazada con linea de trazos entre las partes ascendente y descendente, se cuenta como *característica práctica de regulación*.

La característica de regulación, así como la exterior, se puede trazar con ayuda de la característica en vacío y del triángulo carac-

terístico. Para ello trazamos en la fig. 8-11 la línea  $DC$  paralelamente al eje de abscisas a la distancia  $OD = U_n = 1$  de este último. Construyendo el triángulo característico  $A_n B_n C_n$  para cualquier corriente, por

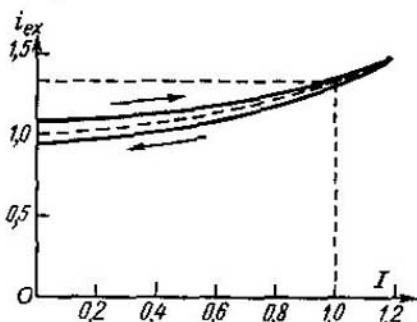


Fig. 8-10. Característica de regulación de un generador de excitación independiente

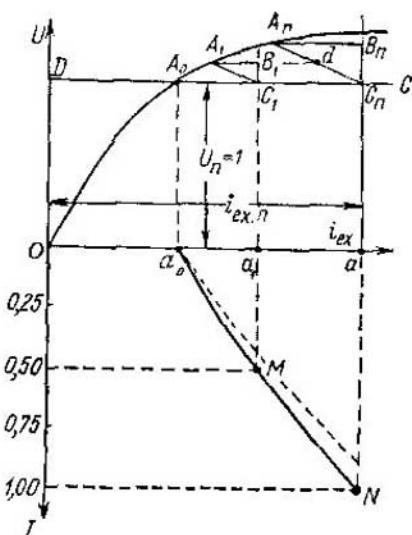


Fig. 8-11. Trazado de la característica de regulación de un generador de excitación independiente

ejemplo, para la nominal  $I_n$ , debemos colocar este triángulo de tal manera que el vértice  $A_n$  se encuentre sobre la característica en vacío, y el vértice  $C_n$ , sobre la recta  $DC$ ; con esto se determina la corriente de excitación  $i_{ex,n} = Oa$  necesaria para crear la tensión  $U_n$ . Llevando el punto  $a$  por abajo del eje de abscisas correspondientemente a la corriente  $I_n$ , obtenemos el punto  $N$  de la característica de regulación para la carga nominal.

De la misma manera se construyen también los demás puntos de la característica de regulación, por ejemplo, el punto  $M$  para la corriente  $I = I_n/2$ , con la condición de que todos los lados del triángulo característico varian proporcionalmente a la corriente  $I$ . Para la marcha en vacío tenemos que  $i_{ex,0} = Oa_0$  y trazamos la característica de regulación valiéndonos de los puntos  $H$ ,  $M$  y  $a_0$ .

En las condiciones reales de funcionamiento de la máquina, la reacción del inducido crece más rápidamente que la corriente  $I$ , y para mantener la tensión  $U = \text{const}$  es necesaria una corriente  $i_{ex}$  mayor. Por esta razón, la característica real de regulación pasa un poco más arriba que la trazada, como se muestra con líneas de trazo en la fig. 8-11.

**E. Característica en cortocircuito:**  $I_k = f(i_{ex})$  siendo  $U = 0$  y  $n = \text{const}$ . Para trazar esta característica, ponemos el generador en rotación con velocidad nominal y conectamos su circuito del inducido sólo con un amperímetro. En este caso se puede despreciar la resistencia del circuito exterior del generador y considerar que  $U = 0$ .

Entonces de la ecuación para la f. e. m. del generador [véase la fórmula (8-3b)] tenemos:

$$E_a = I_a R_{a,\text{coh}} + \Delta U_e = I_k R_a, \quad (8-12)$$

es decir, durante el cortocircuito del generador su f. e. m.  $E_a$  es igual sólo a la caída de tensión en el circuito del inducido y en el contacto de las escobillas.

Para  $I_k \approx I_n$  la f. e. m.  $E_a$  habitualmente es mayor que la tensión nominal en unos tantos por ciento. En estas condiciones se puede considerar que el circuito magnético del generador está no saturado y que la característica en vacío en este sector representa una línea recta (la recta 1 en la fig. 8-12, a). Si se pudiera despreciar la variación de la resistencia del contacto de las escobillas y considerar que  $R_a = \text{const}$ , entonces la característica en cortocircuito también sería una línea recta. En realidad ésta diverge algo de la recta, pero para  $I_h \leq (1,1 \div 1,2) I_n$  en la mayoría de los casos esta divergencia puede ser despreciada.

Puesto que en la máquina existe flujo magnético residual, para  $i_{ex}=0$  en el circuito del inducido aparece corriente de cortocircuito  $I_{k,0}=Oa$  correspondientemente a la f. e. m.  $E_a=Ob$ . A continuación excitamos el generador de tal modo que el sentido del campo de excitación coincida con el sentido del campo de magnetismo remanente. Habitualmente llevamos la corriente de cortocircuito hasta el valor  $I_h = (1 \div 1,25) I_n$  y valiéndonos de los datos obtenidos trazamos la característica en cortocircuito (la recta 2 en la fig. 8-12, a).

La parte inicial de la característica en vacío y la característica en cortocircuito dan la posibilidad de construir el triángulo característico para cualquier corriente, por ejemplo, la nominal  $I_n$ . Para ello prolongamos las rectas 1 y 2 hasta su intersección con el eje de abscisas en el punto  $O'$ , que tomamos como nuevo origen del sistema de coordenadas. Trazamos por el eje de ordenadas, en la escala para la corriente  $I_h$ , el segmento  $OH=I_n$  y determinamos por la característica en cortocircuito el segmento  $O'C=i_{ex,h}$  que representa la f. m. total de cortocircuito para  $I_h=I_n$ , expresada en la escala de la corriente de excitación  $i_{ex}$ . Esta f. m. debe ser suficiente para: a) compensar la reacción del inducido y b) crear la f. e. m.  $E_a=I_n R_a$ . Considerando que  $R_a$  es conocida, trazamos sobre el eje de ordenadas el segmento  $OG=-E_a=I_n R_a$  y determinamos, valiéndonos de la característica en vacío, la corriente de excitación  $i_{ex,e}=-O'D$  necesaria para crear la f. e. m.  $E_a$ ; entonces el

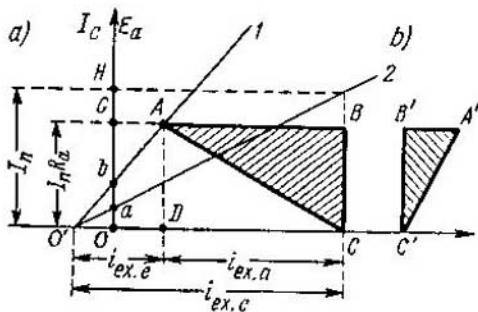


Fig. 8-12. Trazado del triángulo de características

segmento  $DC = O'C - O'D = i_{ex,k} - i_{ex,e} = i_{ex,a}$  representa la f. m. de excitación que compensa la reacción del inducido siendo la corriente  $I_h = I_n$ . El triángulo  $ABC$  con los lados  $BC = I_n R_a$  y  $AB = i_{ex,a}$  es el triángulo característico del generador para la corriente prefijada de cortocircuito.

Como en cortocircuito el circuito magnético del generador no está saturado, se puede considerar que la reacción transversal del inducido no provoca efecto desmagnetizante y durante la conmutación rectilínea, cuando no existe la reacción de conmutación del inducido, el cateto  $AB$  corresponde sólo a la f. m. de la reacción longitudinal del inducido que surge en el generador al desviar las escobillas de la línea neutra geométrica en el sentido de rotación del inducido (véase el § 4-4). Cuando las escobillas están colocadas en la línea neutra geométrica, no existe reacción longitudinal del inducido y, por consiguiente, el cateto  $AB \approx 0$ . Si las escobillas se han desviado de la línea neutra geométrica en sentido opuesto al de rotación del inducido del generador, entonces la reacción longitudinal del inducido ejerce ya efecto magnetizante y el cateto  $B'A'$  se sitúa a la derecha del cateto  $B'C' = BC$  (fig. 8-12, b).

Cabe señalar que si al trazar la característica en cortocircuito la corriente  $I_h > I_n$ , entonces en los generadores de corriente continua de gran potencia con conmutación acelerada se observa con frecuencia el fenómeno de autoexcitación de la máquina que se explica por el efecto magnetizante de la reacción de conmutación del inducido; esto puede conducir a un aumento considerable de la corriente  $I_h$  y a un fuerte chisporroteo en el colector. Para evitar este fenómeno se recurre generalmente a la instalación de un pequeño arrollamiento provisional de excitación en serie que actúa en sentido opuesto respecto de la f. m. fundamental del generador.

Cuando  $I_h > I_n$ , los lados del triángulo característico  $ABC$  comienzan a crecer no proporcionalmente a la corriente  $I_h$ , sino más rápidamente. El lado  $AB$  crece como resultado: a) de la saturación considerable de la zona de los dientes bajo la arista posterior del polo, a causa de lo cual aumenta bruscamente el efecto desmagnetizante de la f. m. de la reacción transversal del inducido, y b) de la reacción de conmutación del inducido, cuya acción se explica por el hecho de que en el caso de corrientes de gran intensidad  $I_h$  los polos auxiliares se saturan y la conmutación adquiere carácter decelerado; en este caso la reacción de conmutación del inducido ejerce efecto desmagnetizante respecto del campo fundamental (véase el § 5-12), es decir, actúa en el mismo sentido que la reacción transversal del inducido.

El lado  $BC = I_n R_{a,cob} + \Delta U_e$  del triángulo característico comienza a crecer más rápidamente que la corriente  $I_h$ , como resultado de que al desbaratarse la conmutación y surgir chisporroteo en el colector el crecimiento de la caída de tensión  $\Delta U_e$  en el contacto por escobilla puede adelantar al crecimiento de la corriente  $I_h$ .

De lo dicho se desprende que la corriente real de cortocircuito

$I_k$ , representada en la fig. 8-9 con el segmento  $OD_k$ , debe ser menor que la corriente  $I_k$  expresada en la misma figura por el segmento  $OD'_k$ , trazado suponiendo que los lados del triángulo característico varían proporcionalmente a la corriente  $I_k$ .

### 8-9. Características del generador de excitación en derivación

El generador de excitación en derivación es un tipo de generador de corriente continua bastante difundido, ya que no exige una fuente especial de corriente para la excitación y en los límites de carga normal da una tensión estable.

**A. Condiciones de autoexcitación.** El generador de excitación en derivación funciona por el esquema de la fig. 8-13 con autoexcitación y para su excitación no necesita fuente ajena de corriente continua. Para la excitación del generador es necesario que en él exista un pequeño (2-3% del nominal) flujo de imantación remanente  $\Phi_{rem}$ . Si, cerrando el circuito de excitación, comunicamos rotación al generador con una velocidad, por ejemplo, nominal, entonces en sus terminales aparecerá una pequeña tensión  $U_{rem}$  igual aproximadamente a un 2-3% de la  $U_n$ , y por el circuito de excitación circulará una corriente de pequeña intensidad que creará el flujo adicional de imantación  $\Phi_e$ . En dependencia del sentido de la corriente en el arrollamiento de excitación, el flujo  $\Phi_e$  puede ser dirigido bien en sentido opuesto respecto del flujo  $\Phi_{rem}$ , bien en un mismo sentido con éste. El generador puede autoexcitarse sólo cuando los dos flujos están dirigidos en un mismo sentido, con otras palabras, *el proceso de autoexcitación del generador puede transcurrir solamente en una dirección*, determinada por la dirección del flujo  $\Phi_{rem}$ .

Si ambos flujos tienen una misma dirección el flujo resultante de excitación aumenta, esto conduce al aumento de la f. e. m. inducida en el inducido y, a su vez, provoca el aumento ulterior de la corriente y el flujo de excitación, etc.

Aclaremos el límite hasta el cual transcurre el proceso de autoexcitación. Consideraremos que el generador funciona a marcha en vacío, es decir,  $I=0$ .

En el caso de autoexcitación la ecuación para la f. e. m. en el circuito de excitación puede ser escrita de la manera siguiente:

$$u_0 = i_{ex}R_{ex} + \frac{d(L_{ex}i_{ex})}{dt} \quad (8-13a)$$

o bien

$$u_0 - i_{ex}R_{ex} = \frac{d(L_{ex}i_{ex})}{dt}. \quad (8-13b)$$

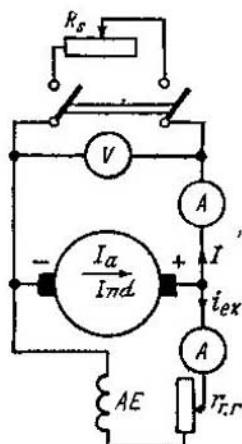


Fig. 8-13. Esquema de un generador en derivación

Aquí  $u_0$  es la tensión alterna en los terminales del generador y, por consiguiente, en los bornes del circuito de excitación;  $R_{ex}$  es la resistencia de este circuito y  $L_{ex}$  es su inductancia.

Si  $R_{ex} = \text{const}$ , entonces la caída de tensión  $i_{ex}R_{ex}$  varía directamente proporcional a la corriente  $i_{ex}$ . Gráficamente se expresa por la recta 1 en la fig. 8-14, que forma un ángulo  $\alpha$  con el eje de abscisas, además

$$\operatorname{tg} \alpha \sim i_{ex}R_{ex}/i_{ex} = R_{ex}. \quad (8-14)$$

Por lo tanto, a cada valor de  $R_{ex}$  le corresponde una recta particular que parte del origen de coordenadas bajo un ángulo determinado por la fórmula (8-14).

En la misma fig. 8-14, la curva 2 representa la característica en vacío. Los segmentos de las ordenadas entre las curvas 2 y 1 dan la diferencia

$$u_0 - i_{ex}R_{ex} = \frac{d(L_{ex}i_{ex})}{dt}$$

y sirven de medida de la intensidad del proceso de autoexcitación que transcurre. Obviamente, este proceso finalizará cuando la diferencia  $u_0 - i_{ex}R_{ex}$  se haga igual a cero, con otras palabras, cuando se crucen las características 1 y 2. Así pues, el valor estacionario de la corriente  $i_{ex}$  queda determinado por el punto de intersección A de las características 1 y 2.

Si aumentamos la resistencia  $R_{ex}$ , o sea, el ángulo  $\alpha$ , entonces el punto A se deslizará por la característica en vacío en dirección hacia el punto O. Para cierta resistencia  $R_{ex,cr}$ , llamada *resistencia crítica*, la recta 1 será tangente a la parte inicial de la característica en vacío (la recta 3 en la fig. 8-14). En estas condiciones el generador prácticamente no se excita.

Puesto que para las escalas dadas de la tensión  $U_0$  y la corriente  $i_{ex}$ , la pendiente de la curva característica en vacío depende de la velocidad de rotación del inducido, es evidente, que a cada velocidad le corresponde su resistencia crítica  $R_{ex,cr}$ . Así, por ejemplo, para la característica en vacío 4, que corresponde a una alta velocidad de rotación, la resistencia crítica se determina por la recta 5 y  $R'_{ex,cr} > R_{ex,cr}$ .

**B. Característica en vacío:**  $U_0 = f(i_{ex})$  siendo  $I=0$  y  $n=\text{const}$ . Dado que el generador de excitación en derivación se autoexcita sólo en una dirección, entonces también la característica en vacío de este generador puede ser trazada sólo en una dirección (fig. 8-15). Entre las características en vacío de los generadores de excitación independiente y en derivación no existe diferencia alguna esencial, puesto

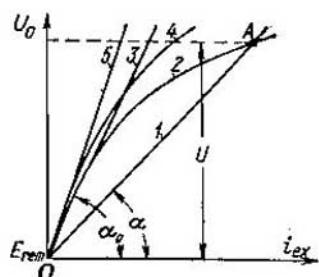


Fig. 8-14. Condiciones de autoexcitación de un generador en derivación

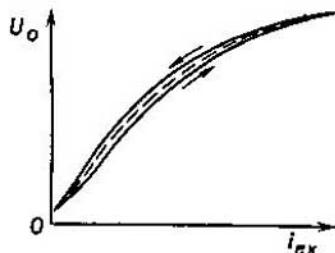


Fig. 8-15. Característica de marcha en vacío de un generador en derivación

$I_a$  en la magnitud de la corriente de excitación en el segundo caso en comparación con el primero no puede ejercer una influencia algo notable en la tensión del generador.

**D. Característica exterior:**  $U=f(I)$  siendo  $R_{ex}=\text{const}$  y  $n=\text{const}$ . La característica exterior del generador de excitación en derivación, así como la del generador de excitación independiente, debe revelar la influencia de la variación de la carga en la tensión del generador sin regulación alguna de la corriente de excitación con ayuda del reóstato regulador, es decir, siendo  $r_{ex}+r_{r.r.}=R_{ex}=\text{const}$ . Por esta razón, en el caso de excitación independiente  $i_{ex}=U_{ex}/R_{ex}=\text{const}$ , y para la excitación en derivación  $i_{ex}=U_{ex}/R_{ex}=U/R_{ex}\sim U$ . Al variar, por ejemplo, al aumentar la carga, la tensión en los terminales del generador de excitación independiente disminuye bajo la acción de dos factores: la reacción del inducido y la caída de tensión en el circuito del inducido  $IR_a$ . En el generador de excitación en derivación a estos dos factores se agrega un tercero: la disminución de la corriente de excitación  $i_{ex}$  proporcionalmente a la tensión  $U$ , lo que provoca una caída de tensión adicional en comparación con el generador de excitación independiente (las curvas 1 y 2 en la fig. 8-16, a).

Debido a ese mismo tercer factor se explica la diferencia entre las características exteriores de los generadores de excitación inde-

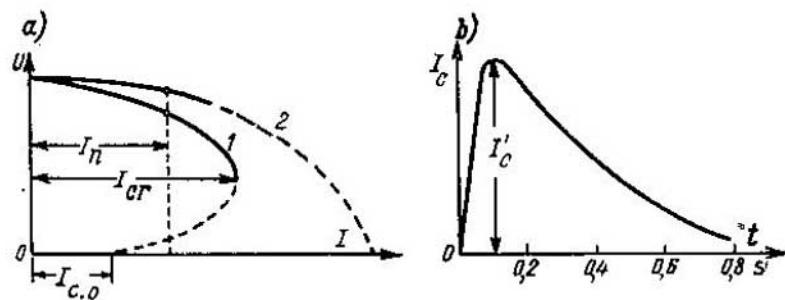


Fig. 8-16. Característica exterior de un generador en derivación (a) y curva de variación de la corriente de cortocircuito instantáneo (b)

pendiente y en derivación. Si disminuimos gradualmente la resistencia del circuito exterior (red)  $R_{\text{red}}$ , entonces en el caso de excitación independiente la corriente  $I$  crecerá continuamente y alcanzará su valor máximo cuando  $R_{\text{red}}=0$ , es decir, en el régimen de cortocircuito del generador. En el caso de excitación en derivación la corriente  $I$  aumentará sólo hasta un valor crítico determinado  $I_{\text{cr}}$ , que habitualmente no sobrepasa de la corriente nominal más de 2–2,5 veces, y luego comenzará a disminuir (la parte rayada de la curva  $I$  en la fig. 8-16, a). Esto se explica del modo siguiente. Al disminuir la resistencia  $R_{\text{red}}$  la corriente  $I$  pretende crecer, pero los tres factores indicados más arriba, que provocan la caída de tensión en los terminales del generador, actúan en sentido opuesto. Mientras la máquina está saturada bastante fuerte y, por lo tanto, su sistema magnético es lo suficiente estable, predomina la acción del primer factor y la corriente crece. Pero luego la máquina pasa a un estado cada vez menos saturado (parte rectilínea de la característica en vacío), y adquieren un valor predominante los factores que provocan caída de tensión. La corriente  $I_k$ , una vez alcanzado el valor  $I_{\text{cr}}$ , disminuye y en cortocircuito alcanza el valor  $I_{k,0}$ , que se determina sólo por el flujo de imantación remanente, ya que en este régimen  $U=0$  y  $i_{\text{ex}}=0$ .

La característica exterior en la fig. 8-16, a se obtiene al variar lentamente las corrientes y la tensión. Pero en las condiciones de servicio es posible el así llamado *cortocircuito espontáneo*. Dado que la máquina posee un margen determinado de energía electromagnética, la disminución de su flujo magnético y la f. e. m. correspondiente a éste sucede con retardo en tiempo. Por esta razón, la corriente de cortocircuito espontáneo llega a alcanzar en el curso de 0,1–0,2 s un valor 8–12 veces mayor que el valor nominal de la corriente, después de lo cual disminuye bastante rápido (fig. 8-16, b). Con tal brusca variación de la corriente, en el árbol del generador surge un momento de freno considerable, y en el colector aparece un fuerte chisporroteo que se puede transformar en fuego circular. Así pues, el cortocircuito espontáneo de los generadores de excitación en derivación, particularmente de gran potencia, es peligroso, por lo cual deben ser protegidos con auxilio de interruptores rápidos. Sobre el cortocircuito espontáneo de los generadores de corriente continua véase el Tomo II cap. XV.

El trazado de la característica exterior del generador de excitación en derivación se efectúa del mismo modo que para el generador de excitación independiente, pero con la condición de que en el generador de excitación en derivación la corriente  $i_{\text{ex}}$  varía proporcionalmente a la tensión  $U$ ; en correspondencia con esto la relación  $i_{\text{ex}}=f(U)$  en la fig. 8-17 se representa con la recta  $OA_n$  trazada desde el eje de coordenadas bajo un ángulo  $\alpha$  al eje de abscisas, siendo  $\tan \alpha \sim \sim R_{\text{ex}}$ . [véase la fórmula (8-14)]. El triángulo característico  $A_nB_nC_n$  está situado entre la característica en vacío y la recta  $OA_n$ .\*

A la izquierda del eje de ordenadas en la fig. 8-17 se ha trazado la característica exterior por puntos para  $I=0$ ,  $I=I_n/2$  y  $I=I_n$ .

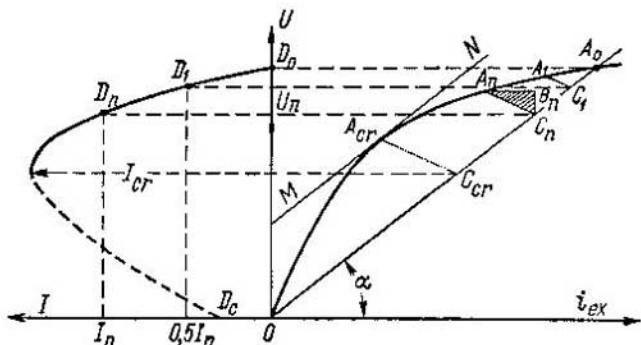


Fig. 8-17. Trazado de la característica exterior de un generador en derivación

suponiendo que los lados del triángulo característico varían proporcionalmente a la corriente  $I$ . Para obtener la corriente crítica  $I_{cr}$  hay que trazar la tangente  $MN$  a la característica en vacío, paralelamente a la recta  $OA_0$  y trazar por el punto de tangencia  $A_{cr}$  la recta  $A_{cr}C_{cr}$  paralelamente a la hipotenusa  $A_nC_n$  del triángulo característico para la corriente  $I = I_n$ . Entonces

$$I_{cr} = I_n \frac{A_{cr}C_{cr}}{A_nC_n}.$$

Pero si la corriente  $I_{cr}$  es considerablemente mayor que la corriente nominal, entonces surgen fenómenos sobre los cuales hablamos más arriba en el § 8-8, p. E y que pretenden limitar la corriente  $I_{cr}$ .

La variación nominal de la tensión se determina como más arriba en el § 8-8, p. C. y se calcula por la fórmula (8-11).

**E. Característica de regulación:**  $i_{ex} = f(I)$  para  $U = \text{const}$  y  $n = \text{const}$ . Si trazamos para cualquier generador la característica de regulación primero para el caso de excitación independiente y luego para el caso de excitación en derivación, con las mismas condiciones, entre ambas curvas no habrá diferencia alguna, lo que se deduce directamente de la construcción en la fig. 8-11.

**F. Característica en cortocircuito:**  $I_k = f(i_{ex})$  para  $U = 0$  y  $n = \text{const}$ . En el caso de autoexcitación la característica en cortocircuito no puede ser trazada, puesto que en este caso la tensión  $U$  y, por consiguiente, la corriente de excitación  $i_{ex}$  son iguales a cero.

### 8-10. Generador de excitación en serie

En el generador de excitación en serie  $I_{ex} = I_a = I$  (fig. 8-18). Por consiguiente, la característica en vacío del generador, sus características en carga, así como la característica en cortocircuito pueden ser trazadas sólo por el esquema de excitación independiente (véase

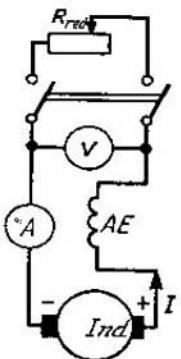


Fig. 8-18. Esquema de un generador en serie

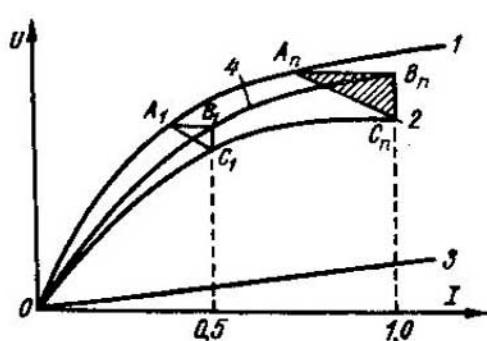


Fig. 8-19. Trazado de la característica exterior de un generador en serie

la fig. 8-5). Estas características tienen la forma habitual para los generadores de excitación independiente (véase el § 8-8). Haciendo uso de las características en vacío y en cortocircuito se puede trazar el triángulo característico por el método expuesto en el § 8-8, p. E., y utilizarlo para las siguientes construcciones.

Como en el generador de excitación en serie, que funciona a velocidad constante de rotación, quedan sólo dos magnitudes alternas, a saber, la tensión  $U$  y la corriente  $I$ , entonces este generador tiene de hecho sólo una característica, la característica exterior  $U=f(I)$  para  $n=\text{const}$ .

En la fig. 8-19 la curva 1 representa la característica en vacío, la curva 2, la característica exterior del generador de excitación en serie, la curva 3, la caída de tensión  $IR_a=f(I)$  y la curva 4, la característica interior del generador  $E_a=U+IR_a=f(I)$ . La diferencia entre las curvas 1 y 4 se explica por la reacción del inducido. Para la corriente nominal  $I_n=1$  el triángulo  $A_nB_nC_n$  es el triángulo característico del generador. Desplazándolo paralelamente a sí mismo, de tal modo que el punto  $A$  permanezca todo el tiempo sobre la característica en vacío, y variando los lados del triángulo proporcionalmente a la corriente  $I$ , se puede trazar la característica exterior del generador de excitación en serie.

Dado que la tensión  $U$  del generador de excitación en serie varía bruscamente al variar la carga, en la práctica corriente estos generadores no se usan.

### 8-11. Generador de excitación compuesta

Puesto que el generador de excitación compuesta tiene arrollamientos de excitación en derivación y en serie, reúne en sí las características de los generadores de ambos tipos. El esquema del generador de excitación compuesta puede ser ejecutado con shunt corto, como

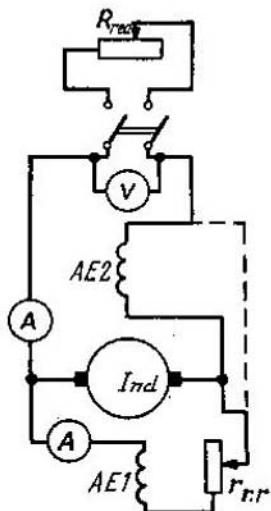


Fig. 8-20. Esquema de un generador de excitación compuesta (generador compound)

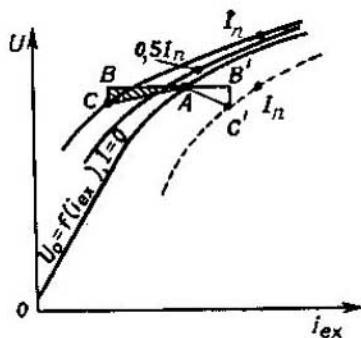


Fig. 8-21. Trazado de la característica en carga de un generador de excitación compuesta

se muestra con línea continua en la fig. 8-20, o con shunt largo, como se muestra en el mismo esquema con línea de trazos. Entre ambos esquemas prácticamente no existe diferencia alguna, ya que la resistencia del arrollamiento en serie y correspondientemente la caída de tensión en sus bornes son bastante pequeñas.

Habitualmente los arrollamientos de excitación se conectan en un mismo sentido, es decir, de tal modo que sus f. m. se adicionan. La conexión en sentidos opuestos de estos arrollamientos se emplea en esquemas especiales, por ejemplo, en algunos tipos de generadores para soldadura. En el caso de conexión de los arrollamientos de excitación en un mismo sentido el papel principal lo desempeña el arrollamiento en derivación, mientras que el arrollamiento en serie tiene la finalidad de compensar la f. m. de la reacción del inducido y la caída de tensión en el circuito del inducido a una carga determinada. De este modo se logra la regulación automática de la tensión del generador en límites determinados de la corriente de carga.

Conociendo las características de los generadores de excitación en derivación y en serie, es fácil explicar las características del generador de excitación compuesta. Así, por ejemplo, la característica en vacío del generador de excitación compuesta  $U_0 = f(i_{ex})$  para  $I=0$  y  $n=\text{const}$  no se diferencia en nada de la correspondiente característica del generador de excitación en derivación, ya que en este caso la corriente del arrollamiento de excitación en serie es igual a cero.

Las características en carga del generador de excitación compuesta  $U=f(i_{ex})$  siendo  $I=\text{const}$  y  $n=\text{const}$  tienen la misma forma que

las respectivas características del generador de excitación en derivación, pero siendo el arrollamiento en serie lo suficientemente fuerte estas características pueden estar situadas por encima de las características en vacío (fig. 8-21). Un carácter semejante de la característica en carga del generador de excitación compuesta se ve de su trazado valiéndose de la característica en vacío y del triángulo característico  $ABC$ . Puesto que el arrollamiento en serie produce imantación proporcional a la corriente del inducido, el cateto  $AB$  corresponde a la suma algebraica de la f. m. del arrollamiento en serie y la f. m. de la reacción del inducido ( $F_{AB} = F_{a.s} \pm F_{r.a}$ ) en la escala de la corriente de excitación. Si la f. m. de la reacción del inducido  $F_{r.a}$  tiene carácter desmagnetizante (segmento  $AB'$  en la fig. 8-21), pero la f. m. del arrollamiento en serie  $F_{a.s}$  (segmento  $BB'$ ) es mayor que  $F_{r.a}$ , entonces el cateto  $AB$  del triángulo característico se sitúa a la derecha del cateto  $BC = I_n R_a$  (véase la fig. 8-12, b). Si desplazamos el triángulo  $ABC$  paralelamente a sí mismo de tal modo que su vértice  $A$  se deslice por la característica en vacío, entonces el vértice  $C$  deberá describir la característica en carga de la misma manera que para el generador de excitación independiente.

Variando los lados del triángulo  $ABC$  proporcionalmente a la corriente  $I$ , podemos trazar una serie de características en carga, por ejemplo, para  $I=I_n$  y  $0,51 I_n$ .

Haciendo uso de la característica en vacío y del triángulo característico se puede trazar también la característica exterior del generador de excitación compuesta  $U=f(I)$  para  $r_{ex}+r_{r.r}=R_{ex}=\text{const}$  y  $n=\text{const}$ . El trazado de esta característica en principio no se diferencia en nada del trazado de la característica exterior del generador de excitación en derivación en la fig. 8-17.

Sea, por ejemplo,  $I=0,5 I_n$ . A partir del origen del sistema de coordenadas trazamos la recta  $OA$ , que expresa la relación  $i_{ex}=U/R_{ex} \sim U$  para el valor dado de  $r_{ex}+r_{r.r}=R_{ex}$  (fig. 8-22). El triángulo carac-

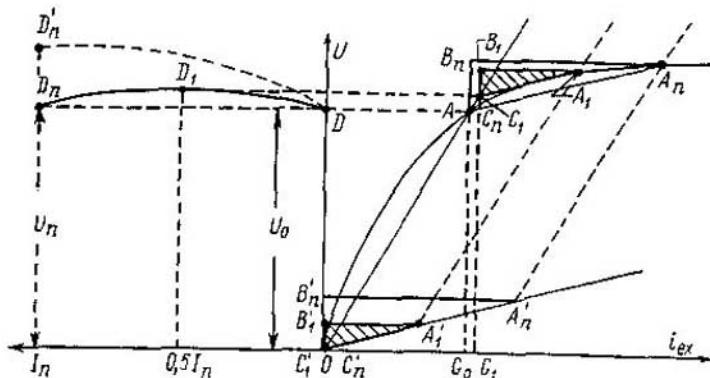


Fig. 8-22. Trazado de la característica exterior de un generador de excitación compuesta

terístico  $A'_1B'_1C'_1$ , que corresponde a la corriente  $I=0,5 I_n$ , lo situamos en el origen del sistema de coordenadas y lo desplazamos paralelamente a sí mismo a lo largo de la recta  $OA$  hasta que ocupe la posición del triángulo  $A_1B_1C_1$  con el vértice  $A_1$  sobre la característica en vacío y el vértice  $C_1$  sobre la recta  $OA$  (áreas rayadas en la fig. 8-22). Entonces, la ordenada  $G_1C_1$  determina la tensión en los terminales del generador para la corriente de carga  $I=0,5 I_n$ . De la misma manera realizamos la construcción para la corriente  $I=I_n$  (triángulos  $A'_nB'_nC'_n$  y  $A_nB_nC_n$ ).

El arrollamiento en serie se puede calcular de tal modo que el punto  $C_n$  del triángulo  $A_nB_nC_n$  coincida con el punto  $A$ , o sea, que la tensión para la carga nominal  $I_n$  sea igual a la tensión en marcha en vacío  $U_0$ . Llevando los puntos  $A$ ,  $C_1$  y  $C_n$  (el último coincide con el punto  $A$ ) a los puntos  $D$ ,  $D_1$  y  $D_n$  correspondientemente a las corrientes  $I=0$ ,  $0,5 I_n$ ,  $I_n$ , ... a la izquierda del eje de ordenadas y uniendo los puntos  $D$ ,  $D_1$ ,  $D_n$ , ... con una curva suave, obtenemos la característica exterior buscada del generador de excitación compuesta.

Para tener la posibilidad de mantener una tensión constante en los terminales de los receptores de energía eléctrica hay que compensar la caída de tensión en la línea eléctrica. En este caso se amplifica el arrollamiento de excitación en serie de tal modo que la característica exterior tenga la forma de la curva  $DD'_n$  representada con líneas de trazos en la fig. 8-22.

Cuando los arrollamientos de excitación se conectan en oposición el trazado de la característica exterior del generador de excitación compuesta se realiza del mismo modo que para el generador de excitación en derivación.

Los generadores con arrollamientos de excitación conectados en un mismo sentido se emplean en los casos en que hay que mantener automáticamente la tensión en los terminales del generador, particularmente al variar bruscamente el régimen de corriente de carga. La conexión en oposición de los arrollamientos de excitación se emplea en algunos tipos de generadores para soldadura donde, al contrario, se exige un descenso brusco de la característica exterior.

Habitualmente los generadores de excitación compuesta están débilmente saturados, puesto que sólo en este caso el flujo, creado por el arrollamiento de excitación en serie, es casi proporcional a la corriente en este arrollamiento.

En estas condiciones el arrollamiento de excitación en serie es el más eficaz.

## CAPÍTULO IX

### FUNCIONAMIENTO CONJUNTO DE LOS GENERADORES DE CORRIENTE CONTINUA

#### 9-1. Razonamientos generales

En las centrales y subestaciones de conversión de corriente continua habitualmente se instalan varios grupos de corriente continua con el fin de disponer de la reserva necesaria y, en el caso de gráfico variable de carga, asegurar el funcionamiento de los grupos en las condiciones más favorables para los mismos.

En el caso de funcionamiento conjunto de los generadores son posibles dos métodos de conexión (acoplamiento) de los mismos:

1) *en serie*, cuando se conectan entre sí los puntos de potenciales de distinto signo, por ejemplo, el "más" de un generador con el "menos" de otro;

2) *en paralelo* (en derivación), cuando se conectan entre sí los puntos de potenciales de un mismo signo.

Aquí examinaremos sólo el funcionamiento en paralelo de los generadores, puesto que la conexión en serie se emplea raramente, principalmente en las instalaciones de elevada tensión, por ejemplo, en las subestaciones de tracción de los ferrocarriles eléctricos con convertidores electromecánicos de energía.

#### 9-2. Funcionamiento paralelo de los generadores de excitación en derivación

A. **Acoplamiento para el funcionamiento paralelo.** Supongamos que uno de los generadores de la fig. 9-1, por ejemplo el I ya funciona bajo cierta carga, creando en las barras una tensión  $U$ .

Para conectar a las mismas barras el generador II, hay que observar dos condiciones, a saber:

1) los terminales "más" y "menos" del generador que se conecta se deben acoplar con las bornas del mismo signo de las barras colectoras;

2) la f. e. m. del generador que se conecta debe ser prácticamente igual a la tensión  $U$ .

Para cumplir estas condiciones se procede de la siguiente manera. El generador II se pone en rotación con la velocidad requerida y, sin excitarlo, se cierra uno de sus interruptores, por ejemplo, el izquierdo. Si conectamos al interruptor derecho, que permanece des-

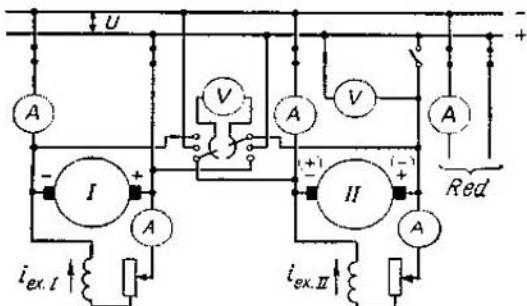


Fig. 9-1. Esquema del funcionamiento paralelo de generadores en derivación

conectado, un voltímetro, este medirá la tensión  $U$  (despreciamos la influencia de la imantación remanente del generador  $II$ ).

Comencemos ahora a excitar el generador  $II$ . Si su polaridad no coincide con la polaridad de las barras, entonces ambos generadores están acoplados en serie (los signos "más" y "menos" para este caso vienen dados en el circuito entre paréntesis) y el voltímetro indicará la suma  $U + E_{aII}$ . En este caso, claro está, no se pueden conectar los generadores a las barras, puesto que esto correspondería al cortocircuito de ambas máquinas.

Por el contrario, si la polaridad del generador que se acopla coincide con la polaridad de las barras, entonces el voltímetro comenzará a disminuir sus indicaciones, indicando la diferencia  $U - E_{aII}$ . Cuando esta diferencia se haga igual a cero, se podrá cerrar el interruptor derecho y con ello conectar el generador  $II$  a las barras.

Si la f. e. m.  $E_{aII}$  del generador  $II$  es exactamente igual a la tensión de la red  $U$ , entonces en virtud de la ecuación fundamental de la f. e. m. del generador [véase la fórmula (8-4)] se desprende que la corriente del generador  $II$  será

$$I_{II} = \frac{E_{aII} - U}{R_{aII}} = 0.$$

Para cargar el generador  $II$  hay que aumentar la potencia mecánica suministrada a éste por el motor primario. Esto puede lograrse bien actuando directamente sobre el regulador de velocidad del motor primario del generador y con ello aumentando su velocidad de rotación, bien aumentando la corriente de excitación  $i_{exII}$  del generador  $II$ . En el último caso el proceso transcurre de la manera siguiente: al aumentar la corriente  $i_{exII}$  aumenta correspondientemente la f. e. m.  $E_{aII}$ , y en el generador  $II$  surge la corriente  $I_{II}$ ; en esta posición del regulador del motor primario la velocidad de rotación del grupo comienza a disminuir, pero entonces entra en acción el regulador y restablece la velocidad de rotación anterior para la potencia aumentada del grupo  $II$ .

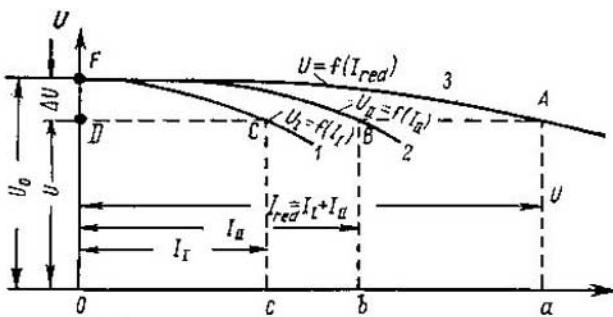


Fig. 9-2. Distribución de la carga entre los generadores en derivación

**B. Funcionamiento paralelo de los generadores en el régimen de característica exterior.** Consideraremos, para mayor sencillez, que las potencias de los generadores  $I$  y  $II$  son iguales, es decir, que  $P_I = P_{II}$ , y que sus motores primarios poseen iguales velocidades de rotación  $n = \text{const.}$

Supongamos que en la fig. 9-2 las curvas 1 y 2 representan las características exteriores de los generadores  $I$  y  $II$ , que funcionan independientemente uno de otro con una misma tensión en marcha en vacío  $U_0$ , y la curva 3 representa la característica exterior sumaria  $U = f(I_{\text{red}}) = f(I_I + I_{II})$ , donde  $I_{\text{red}} = I_I + I_{II}$  es la corriente entregada por los generadores a la red. Si los generadores funcionan en paralelo, entonces al aumentar la carga la tensión en ambos generadores deberá disminuir en una misma magnitud igual a  $\Delta U = U_0 - U = OF - OD = OC - OA$ . Para determinar las corrientes  $I_I$  y  $I_{II}$  de cada generador es suficiente trazar desde el punto  $A$  una recta paralelamente al eje de abscisas hasta su intersección con las curvas 1 y 2 en los puntos  $B$  y  $C$ ; entonces  $I_I = DC = Oc$  e  $I_{II} = DB = Ob$ . Vemos que las corrientes  $I_I$  e  $I_{II}$  no son iguales entre sí, siendo  $I_{II} \geq I_I$ .

Esta deducción tiene carácter general, es decir, el generador con característica exterior más suave (en derivación) y, por consiguiente, con menor caída de tensión bajo carga asume sobre sí mayor corriente de carga que el generador con una característica exterior más abrupta.

Así pues, para una distribución uniforme de la carga entre los generadores de igual potencia, que funcionan sin regulación de la tensión, es necesario que las características exteriores de estos generadores sean iguales. Si los generadores tienen distinta potencia, entonces para distribuir en ellos las corrientes, al variar la carga, proporcionalmente a sus potencias nominales, es necesario que coincidan sus características exteriores relativas  $U = f(I/I_n)$ .

**C. Distribución y permutación de la carga.** De la ecuación fundamental para la f.e.m. del generador de corriente continua tenemos:

$$E_{al} - I_I R_{al} = E_{aH} - I_{II} R_{aH} = U.$$

Si  $R_{\text{red}}$  es la resistencia del circuito exterior, entonces

$$U = (I_I + I_{II}) R_{\text{red}}.$$

Resolviendo estas ecuaciones respecto de las corrientes  $I_I$  y  $I_{II}$ , obtenemos:

$$I_I = \frac{E_{aI} (R_{\text{red}} + R_{aII}) - E_{aII} R_{\text{red}}}{R_{\text{red}} (R_{aI} + R_{aII}) + R_{aI} R_{aII}}; \quad (9-1)$$

$$I_{II} = \frac{E_{aII} (R_{\text{red}} + R_{aI}) - E_{aI} R_{\text{red}}}{R_{\text{red}} (R_{aI} + R_{aII}) + R_{aI} R_{aII}}. \quad (9-2)$$

Por consiguiente,

$$U = \frac{R_{\text{red}} (E_{aI} R_{aII} + E_{aII} R_{aI})}{R_{\text{red}} (R_{aI} + R_{aII}) + R_{aI} R_{aII}}. \quad (9-3)$$

De las fórmulas (9-1), (9-2) y (9-3) se desprende que para las resistencias dadas  $R_{aI}$ ,  $R_{aII}$  y  $R_{\text{red}}$  la distribución de las corrientes de carga entre los generadores depende de las fuerzas electromotrices  $E_{aI}$  y  $E_{aII}$ , es decir, de las velocidades de rotación  $n_I$  y  $n_{II}$  y de los flujos resultantes  $\Phi_I$  y  $\Phi_{II}$  ( $E = C_e n \Phi$ ) de los generadores.

De estas fórmulas se ve que si variamos sólo la excitación de un generador cualquiera, entonces variarán las corrientes  $I_I$  y  $I_{II}$  y también la tensión  $U$ . Si queremos redistribuir la carga entre los generadores siendo  $U = \text{const}$ , para ello hay que variar simultáneamente las velocidades de rotación o la excitación de ambos generadores en dirección contraria de tal modo que la suma  $E_{aI} R_{aII} + E_{aII} R_{aI}$  en el numerador de la fórmula (9-3) no varíe.

Sí nos proponemos desconectar uno de los generadores, siendo  $U = \text{const}$ , por ejemplo, el generador  $I_I$ , debemos disminuir su excitación y aumentar simultáneamente la excitación del generador  $I_{II}$  hasta que la corriente  $I_I$  se haga igual a cero. Con la disminución ulterior de la excitación del generador  $I_I$ , la diferencia  $E_{aI} - U$  se hace negativa y la corriente

$$I_I = \frac{E_{aI} - U}{R_{aI}}$$

cambia su sentido respecto de la f.e.m.  $E_{aI}$ . Físicamente esto significa que la máquina  $I_I$  comienza a funcionar en el régimen de electromotor.

En este caso, en un mismo árbol están acoplados dos motores: el motor primario y un electromotor (llamado en lo sucesivo simplemente motor), lo que puede ocasionar la avería del grupo. Por esta razón, en los circuitos de los generadores se preveen dispositivos automáticos de corriente mínima que desconectan el generador en cuanto su corriente se hace menor que un valor determinado o varía de signo.

### 9-3. Funcionamiento paralelo de los generadores de excitación compuesta

En la fig. 9-3 se muestra el circuito (esquema) principal de los generadores de excitación compuesta que funcionan en paralelo. La particularidad distintiva de este esquema reside en que los puntos  $I$

y 2, en los que los arrollamientos en serie van conectados a los terminales del mismo signo del inducido, están acoplados entre sí por medio de un hilo de compensación.

La necesidad de este hilo se explica de la manera siguiente. Supongamos que la velocidad de rotación de uno de los generadores, por ejemplo, la del generador I, aumentó en cierta magnitud insignificante, en correspondencia con lo cual aumentó la f.e.m.  $E_{al}$  de este generador. Consideraremos que el arrollamiento de excitación en derivación del generador I crea el flujo  $\Phi_1$ , y el arrollamiento de excitación en serie, el flujo  $\Phi_2$ , siendo  $\Phi_2 = C_2 I_I$ . En este caso

$$I_I = \frac{E_{al} - U}{R_{al}} = \frac{C_e n (\Phi_1 + \Phi_2) - U}{R_{al}} = \frac{C_e n (\Phi_1 + C_2 I_I) - U}{R_{al}},$$

de donde

$$I_I = \frac{C_e n \Phi_1 - U}{R_{al} - C_e C_2 n}.$$

Puesto que el denominador en esta fórmula es pequeño, con el aumento de  $C_e n \Phi_1$ , a causa de la influencia de motivos aleatorios, la corriente  $I_I$  aumenta en un porcentaje considerable, en correspondencia con lo cual aumenta también el flujo  $\Phi_2$  creado por el arrollamiento en serie. Como resultado de esto aumenta aún más la f.e.m.  $E_{al}$  y provocará el aumento ulterior de la corriente  $I_I$ , la cual, a su vez, provocará el aumento ulterior de  $E_{al}$ , etc. Como resultado esto conducirá a tal aumento de la corriente  $I_I$ , que el generador I no sólo asumirá sobre sí toda la carga de la red, sino que obligará al segundo generador a pasar del régimen de funcionamiento como generador al régimen de funcionamiento como motor con los arrollamientos en derivación y en serie conectados en oposición. El fuerte salto de la carga en el primer generador puede conducir a la disminución de la velocidad del motor primario acoplado con él, como resultado de lo cual toda la carga pasará al segundo generador y el primero pasará al régimen de motor. Entonces el motor primario del primer generador aumentará de nuevo su velocidad y asumirá nuevamente sobre sí toda la carga, etc. De este modo, puede surgir el *proceso oscilatorio* de transferencia periódica de la corriente de carga de un generador a otro y, por consiguiente, se hace imposible el funcionamiento estable de los generadores.

Si existe conductor compensador, los arrollamientos de excitación en serie de los generadores resultan conectados en paralelo (fig. 9-3). Por lo tanto, sus corrientes se encuentran en una misma relación, determinada por las resistencias de estos arrollamientos. Si por cual-

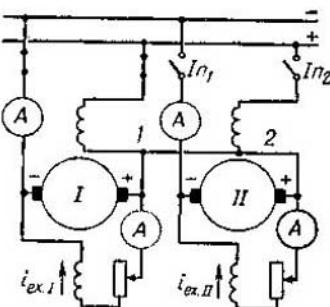


Fig. 9-3. Esquema de principio del trabajo paralelo de un generador de excitación compuesta

quier causa aumenta la corriente en el arrollamiento en serie de uno de los generadores, entonces aumentará en la misma magnitud en el arrollamiento en serie del otro generador. En correspondencia con esto aumentarán simultáneamente las fuerzas electromotrices y las corrientes de carga de ambos generadores, y el proceso oscilatorio, del que se habló más arriba, ahora no tendrá lugar. En estas condiciones, el funcionamiento paralelo de los generadores de excitación compuesta se hace estable y, en principio, sucede de la misma manera que el funcionamiento de los generadores de excitación en derivación.

Representa ciertas particularidades la conexión de los generadores de excitación compuesta para el funcionamiento paralelo. Se puede realizar por dos procedimientos distintos.

El primer procedimiento de conexión consiste en lo siguiente. Una vez asegurados de la polaridad correcta del generador que se acopla, por ejemplo, del generador II, regulamos su tensión hasta la magnitud de la tensión en las barras y luego cerramos a la vez los interruptores  $In_1$  e  $In_2$ . En este caso, la corriente  $I_I$  en el arrollamiento en serie del generador I se bifurca luego de conectar los generadores a las barras entre los arrollamientos en serie de ambos generadores: parte de esta corriente, por ejemplo, 0,5  $I_I$ , se deriva al arrollamiento en serie del generador II, y en el arrollamiento en serie del generador I la corriente disminuye hasta el valor 0,5  $I_I$ . Como resultado de esto, disminuyen la f.e.m. y la corriente de carga del generador I, mientras que la f.e.m. y la corriente del generador II aumentan correspondientemente. Puesto que, en este caso,  $E_{aI} + E_{aII} \approx \text{const}$ , la tensión en la red, en el momento de conexión del generador II, no variará, pero las cargas se redistribuirán tanto con mayor rapidez y tanto en mayor grado, cuanto más bruscamente y cuanto con mayor fuerza se perciba el golpe mecánico en el árbol de los motores primarios. Este procedimiento de conexión se emplea en las centrales en las que predomina la carga de alumbrado.

El segundo procedimiento de conexión consiste en que se cierra previamente, antes de conectar el generador II a las barras, el interruptor  $In_2$  y la tensión del generador que se acopla se regula de tal modo que sea igual a la tensión en las barras  $U$ . Si después de esto cerramos el interruptor  $In_1$ , entonces el generador conectado no asume sobre sí carga y, por lo tanto, no habrá golpe mecánico. La insuficiencia de este procedimiento de conexión reside en que inmediatamente después de cerrar el interruptor  $In_2$  la tensión en las barras desciende más o menos considerablemente, puesto que la corriente en el arrollamiento en serie del generador en funcionamiento disminuye.

## CAPÍTULO X

### MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA

#### 10-1. Principio de reciprocidad de las máquinas eléctricas

Supongamos que la máquina funciona en régimen de generador a la red (barras) con una tensión constante  $U = \text{const}$  y desarrolla un momento eléctrico  $M_g$  (fig. 10-1, a). Sabemos (véase el § 8-6) que este momento es decelerador con respecto del momento de rotación  $M_1$  del motor primario que pone al generador en rotación. En este caso

$$I_a = \frac{E_a - U}{R_a}$$

[véase la fórmula (8-4)].

Disminuyamos la f.e.m.  $E_a$  del generador disminuyendo su velocidad de rotación o su flujo magnético  $\Phi$ . Al disminuir suficientemente la f.e.m.  $E_a$  ésta puede resultar menor que la tensión en la red  $U$ . En este caso, la corriente del inducido  $I_a$  cambia de signo, es decir, circulará en sentido contrario al inicial (fig. 10-1, b), pero, por cuanto  $U = \text{const}$ , el sentido de la corriente  $i_{ex}$  en el arrollamiento de excitación y, por lo tanto, la polaridad de los polos principales no varían. En correspondencia con esto varía el signo del momento electromagnético  $M_a$ , o sea, si antes la máquina funcionaba como generador y, desarrollando un momento decelerador (frenante), transformaba la potencia mecánica suministrada a ella en eléctrica, ahora funciona como motor eléctrico y desarrolla el momento de rotación  $M_a$ , venciendo el momento de resistencia en el árbol  $M_{res}$  y transformando la potencia eléctrica suministrada a ella en mecánica; pero sigue girando en la misma dirección que antes y conserva la misma polaridad de los polos. Desconectando el motor primario obtenemos el esquema normal de un motor de excitación en derivación (fig. 10-1, b).

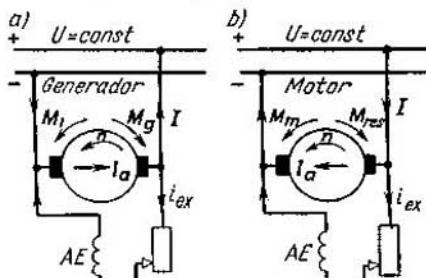


Fig. 10-1. Paso de una máquina de excitación en derivación del régimen de funcionamiento como generador al régimen de funcionamiento como motor

Si se cambian en la fórmula (8-4) los signos de  $U$  y  $E_a$  y se considera que el signo de la corriente  $I_a$  en el régimen de motor es positivo, entonces la ecuación para la corriente toma la forma

$$I_a = \frac{U - E_a}{R_a}.$$

En este caso  $E_a$  puede ser considerada como fuerza contraelectromotriz (f.c.e.m.) respecto de la tensión de la red  $U$ .

El principio de reciprocidad de la máquina eléctrica, formulado por E. J. Lenz en el año 1833 y mostrado más arriba en el ejemplo de la máquina de excitación en derivación, se extiende tanto a las máquinas de corriente continua de otros tipos, como a las máquinas de corriente alterna.

### 10-2. Clasificación de los motores de corriente continua

Lo mismo que los generadores, los motores de corriente continua se clasifican por el método de conexión del arrollamiento de excitación con relación al inducido. En correspondencia con esto existen motores: a) de excitación en derivación, b) de excitación en serie y c) de excitación compuesta.

Todos estos tipos de motores se emplean ampliamente y en correspondencia con las diversas exigencias planteadas a ellos por los distintos tipos de accionamientos, tienen características bastante diferentes. Pero el funcionamiento de todos los tipos de motores se basa en un mismo proceso energético caracterizado por las ecuaciones de la f.e.m. y los momentos.

### 10-3. Proceso energético y esquema energético de los motores de corriente continua

Examinaremos este proceso en el ejemplo del motor de excitación en derivación con auxilio del esquema energético (fig. 10-2), considerando que el motor funciona en régimen permanente, es decir, siendo  $n = \text{const}$ . Si  $P_1$  es la potencia eléctrica total suministrada al motor desde la red,  $U$  es la tensión en los terminales del motor,  $I_a$  es la corriente en el inducido y  $i_{ex}$  es la corriente de excitación, entonces

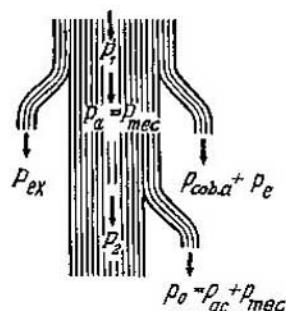


Fig. 10-2. Esquema energético de un motor en derivación

$$P_1 = U(I_a + i_{ex}). \quad (10-1)$$

Parte de esta potencia se consume en cubrir las pérdidas en el circuito de excitación  $P_{ex} = U i_{ex}$  y las pérdidas en el circuito del inducido  $P_{mec} = I_a^2 R_{a,mec} + \Delta U_e I_a = I_a^2 R_a$ . La parte restante de la potencia se transforma en potencia electromagnética

$P_a = E_a I_a$ , que, a su vez, se transforma en la potencia mecánica total  $P_{\text{mec}}$ . Por consiguiente,

$$P_a = P_{\text{mec}} = E_a I_a = U (I_a + i_{\text{ex}}) - U_{\text{ex}} i_{\text{ex}} - (p_{\text{cub. } a} + p_e) = \\ = UI_a - I_a^2 R_a. \quad (10-2)$$

La potencia mecánica útil  $P_2$ , entregada por el motor, es menor que la potencia  $P_a$  en la magnitud de la potencia  $P_0$  necesaria para cubrir las pérdidas en el acero del inducido  $p_{ac}$  y las pérdidas mecánicas  $p_{\text{mec}}$ , es decir,

$$P_2 = P_a - p_0 = P_{\text{mec}} - (p_{ac} + p_{\text{mec}}). \quad (10-3)$$

Del mismo modo sucede el proceso energético en los motores de otros tipos.

#### 10-4. Ecuación de las f. e. m. del motor

Supongamos que a los terminales  $A - B$  del motor de la fig. 10-3 se ha aplicado la tensión  $U = \text{const}$ . Con la polaridad de los polos y el sentido de la corriente  $I_a$  en el inducido dados en la fig. 10-3 (el arrollamiento del inducido se muestra por un solo conductor), en el árbol del motor se crea el momento electromagnético de rotación  $M_a$  dirigido en sentido contrario al de las agujas del reloj. Consideraremos que bajo la acción de este momento el motor se puso en rotación en dirección del momento  $M_a$  con cierta velocidad constante  $n$ . Aplicando la regla de la palma de la mano derecha hallamos que en el conductor (devanado) del inducido se induce la f.e.m.  $e_a$  dirigida en oposición respecto de la corriente del inducido y, por lo tanto, respecto de la tensión aplicada  $U$ . Esta deducción tiene carácter general, es decir, se puede sacar para cualesquiera condiciones de funcionamiento de la máquina en el régimen de motor. Sobre la base de esto la f.e.m.  $e_a$  inducida en el devanado del inducido del motor durante su rotación se llama fuerza contraelectromotriz (f.c.e.m.).

En el caso general, cuando el motor funciona en régimen transitorio, la corriente  $i_a$  en el inducido, la f.c.e.m.  $e_a$  y la velocidad de rotación pueden variar. En estas condiciones en el circuito del inducido surge la f.e.m. de autoinducción

$$-L_a \frac{di_a}{dt},$$

donde  $L_a$  es la inductancia del circuito del inducido. Teniendo en cuenta la dirección de la f.c.e.m.  $e_a$  respecto de la tensión  $U$ , de acuerdo con la segunda ley de Kirchhoff, tenemos:

$$U + (-e_a) - L_a \frac{di_a}{dt} = i_a R_a$$

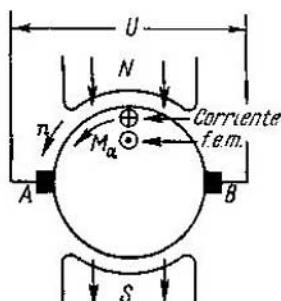


Fig. 10-3. Momento  $M_a$  y f.e.m.  $E_a$  del motor

o bien

$$U = e_a + L_a \frac{di_a}{dt} + i_a R_a. \quad (10-4)$$

La tensión  $U$  puede ser considerada como la acción de la red respecto del motor. En el segundo miembro de la ecuación (10-4) figuran tres componentes de esta tensión, cada una de las cuales se encuentra en equilibrio mutuo con la correspondiente reacción del motor respecto de la red, a saber: las componentes  $e_a$  y

$$L_a \frac{di_a}{dt}$$

están equilibradas respectivamente por la f.c.e.m. ( $-e_a$ ) y la fuerza electromotriz de autoinducción

$$\left( -L_a \frac{di_a}{dt} \right),$$

y la componente  $i_a R_a$ , llamada habitualmente caída de tensión, está equilibrada por cierta "f.e.m." convencional ( $-i_a R_a$ ), que surge como resultado de la reacción que encuentra la corriente  $i_a$  al circular por la resistencia  $R_a$ . Desde este punto de vista, la ecuación (10-4) se puede considerar como *la ecuación de equilibrio de las f.e.m. en cualquier régimen de funcionamiento del motor.*

En el caso particular cuando el régimen de funcionamiento del motor es permanente y, por consiguiente,  $i_a = \text{const}$  y  $n = \text{const}$ , la f.e.m. de autoinducción desaparece y la ecuación (10-4) toma la forma:

$$U = E_a + I_a R_a, \quad (10-5)$$

donde  $E_a$  e  $I_a$  son la f.e.m. y la corriente correspondientes al régimen permanente de funcionamiento.

### 10-5. Ecuación de los momentos del motor

En el caso general en el árbol del motor actúan los siguientes momentos: a) el momento electromagnético de rotación  $M_a$ ; b) el momento estático de resistencia  $M_{\text{res}}$ , creado por las fuerzas estáticas del grupo electrificado y reducido a la velocidad angular del motor, y c) el momento dinámico  $M_J$ , que surge al variar la velocidad del motor (grupo) y condicionado por el momento de inercia  $J$  de todas las masas giratorias relacionadas con el inducido del motor.

El momento electromagnético del motor, así como el momento electromagnético del generador, se crea como resultado de la interacción del campo fundamental y la corriente en el devanado del inducido y por eso no se diferencia en nada, a excepción del signo, del momento del generador. De acuerdo con las fórmulas deducidas más arriba (8-6)

y (8-7) tenemos:

$$M_a = \frac{1}{\pi} \left( N \frac{I_a}{2_a} \right) (p\Phi) = C_{\text{cob}} I_a \Phi. \quad (10-6)$$

En lo sucesivo, con el fin de simplificar, omitiremos el subíndice  $a$  añadido al símbolo  $M_a$ .

El momento estático de resistencia se determina por las cualidades de la máquina en funcionamiento y depende del carácter del proceso de elaboración. En toda una serie de casos el momento estático permanece durante el funcionamiento prácticamente constante, como, por ejemplo, al elevar una carga con una grúa. En otros casos varía en dependencia, por ejemplo, de la velocidad (ventiladores, grupos de hélice), de la longitud del camino (por ejemplo, al elevar la jaula de mina a gran altura), etc.

Existen los momentos estáticos: a) *reactivos* y b) *potenciales* o *activos*.

A los momentos reactivos pertenecen los momentos estáticos que surgen como resultado del rozamiento, corte, por ejemplo, de metal o madera, de la tracción y torcedura de los cuerpos inelásticos, por ejemplo, hilos y fibras. *Estos momentos siempre están dirigidos en sentido opuesto al momento de rotación del motor, es decir, siempre obstaculizan el movimiento del grupo electrificado y, por lo tanto, son deceleradores.* A estos momentos pertenece el momento  $M_0$  creado en el propio motor por todos los tipos de rozamiento y de pérdidas en el acero del inducido. Puesto que en el motor que funciona en vacío existe sólo este momento, a éste se le llama *momento de marcha en vacío del motor*.

A los momentos activos pertenecen que surgen a causa de la presencia de masa, compresión, tracción y torcedura de los cuerpos elásticos. En contradicción con los reactivos, *los momentos estáticos activos conservan su signo al variar el sentido de rotación del inducido*, o sea, para un sentido de rotación del inducido ellos pueden actuar en oposición respecto del momento de rotación del motor  $M$  y, por consiguiente, son deceleradores, y para el otro sentido de rotación, actúan en un mismo sentido que el momento  $M$  y, por lo tanto, pueden ser considerados como motrices. Así, por ejemplo, el momento creado por la carga de un mecanismo elevador conserva su signo tanto al elevar la carga, como al descenderla, pero en el primer caso obstaculiza el movimiento de la carga, mientras que en el segundo caso contribuye a dicho movimiento.

A continuación examinamos el caso cuando el momento estático es decelerante respecto del momento de rotación del motor; los casos cuando el momento estático es motriz se examinan suplementariamente.

Independientemente del carácter del momento estático, éste se puede representar como la suma de dos momentos: el momento de marcha en vacío  $M_0$  que, como se dijo más arriba, se crea por el rozamiento y las pérdidas en el acero del propio motor, y el momento  $M_1$  creado por todos los elementos exteriores del grupo con relación al

motor. Así pues,

$$M_{\text{est}} = M_0 + M_2. \quad (10-7)$$

Al momento  $M_2$  lo llamaremos *momento decelerador útil*, por cuanto corresponde a la potencia  $P_2$  desarrollada útilmente por el motor en el árbol.

El momento dinámico del motor se expresa en el caso general en la forma

$$M_J = \frac{d(J\omega)}{dt}.$$

Pero en la electromecánica el caso principal es cuando  $J=\text{const}$ . Con esta condición

$$M_J = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (10-7a)$$

En dependencia de si aumenta o disminuye la velocidad  $\omega=2\pi n$ , el momento dinámico puede ser positivo o negativo, es decir, puede crear en el árbol del motor un momento de resistencia positivo o negativo.

La dependencia entre el momento de rotación del motor  $M$  y el conjunto de momentos de resistencia en su árbol  $M_{\text{res}} + M_J$  se desprende de la condición de su equilibrio mutuo, con otras palabras, *cualquiera que sea el régimen de funcionamiento, los momentos  $M$  y  $M_{\text{res}} + M_J$  deben ser de igual magnitud, pero de distinto signo*, o sea,

$$M = C_{\text{cob}} I_a \Phi = -(M_{\text{res}} + M_J). \quad (10-8)$$

Habitualmente se tienen en cuenta no los momentos de resistencia, sino las componentes del momento de rotación, cada una de las cuales se encuentra en equilibrio con el correspondiente momento de resistencia. Entonces

$$M = C_{\text{cob}} I_a \Phi = M_{\text{res}} + M_J. \quad (10-9)$$

De la ecuación de los momentos del motor se deduce directamente que si por cualquier causa el momento  $M$  es mayor que el momento  $M_{\text{res}}$ , entonces en el árbol del motor surge momento dinámico positivo y la velocidad del motor comienza a aumentar. Siendo  $M < M_{\text{res}}$  la velocidad del motor disminuye.

En régimen permanente de funcionamiento  $n=\text{const}$ . En este caso particular, tenemos:

$$M = C_{\text{cob}} I_a \Phi = M_{\text{res}} = M_0 + M_2. \quad (10-10)$$

La ecuación de los momentos (10-9) junto con la ecuación de las f.e.m. (10-5) tiene gran importancia al analizar los procesos que tienen lugar en las máquinas eléctricas.

#### 10-6. Características de los motores

Las cualidades de todos los motores en general, y en particular de los motores de corriente continua se determinan por el conjunto de sus características siguientes: a) de arranque, b) de funcionamiento y mecánicas, c) de frenado, d) de regulación.

Las características de arranque representan la operación de arranque desde el instante de puesta en marcha del motor hasta el paso al régimen permanente de funcionamiento. Entre ellas se encuentran: a) la corriente de arranque  $I_{arr}$  que habitualmente se determina por la relación  $I_{arr}/I_n$ ; b) el momento de arranque  $M_{arr}$ , determinado por la relación  $M_{arr}/M_n$ ; c) el tiempo de arranque  $t_{arr}$ ; d) la rentabilidad de la operación, determinada por la cantidad de energía consumida en el arranque; e) el coste y la fiabilidad de los aparatos (equipo) de arranque.

Por características de funcionamiento se entienden las relaciones  $n$ ,  $M$  y  $\eta = f(P_s)$  ó  $f(I_a)$  siendo  $U = U_n = \text{const}$  y las resistencias fijas (no regulables) en el circuito del inducido y de excitación.

Para el accionamiento eléctrico de los mecanismos industriales tienen gran importancia las *características mecánicas*, que representan la relación  $n = f(M)$  con las mismas condiciones anteriores de constancia de tensión y resistencias en los circuitos del inducido y de excitación. A éstas se deben incluir las características de frenado.

Las características de regulación determinan las cualidades del motor al regular su velocidad de rotación. A éstas pertenecen: a) los límites de regulación, determinados por la relación  $n_{\max}/n_{\min}$ ; b) la rentabilidad de la regulación desde el punto de vista de los gastos iniciales en el equipo y en su servicio; c) el carácter de regulación, suave o en cascada (por etapas); d) la sencillez del equipo de regulación y de las operaciones de regulación de la velocidad.

Como conoceremos de lo que sigue, los motores de corriente continua poseen características de regulación muy diversas y flexibles, y precisamente por esto son insustituibles en las instalaciones con velocidad ampliamente regulable.

#### 10-7. *Métodos de puesta en marcha de los motores de corriente continua*

Se practican los siguientes métodos de puesta en marcha de los motores:

- 1) conexión directa del motor a la red (arranque no reostático);
- 2) puesta en marcha del motor por medio de un reóstato conectado al circuito del inducido (arranque reostático);
- 3) puesta en marcha del motor con auxilio de un grupo de arranque especial.

En lo sucesivo se examinan sólo las características de arranque fundamentales, principalmente en dependencia del método de excitación del motor.

#### 10-8. *Arranque no reostático del motor*

En comparación con otros métodos, el arranque no reostático del motor tiene la ventaja de que son más simples el equipo y la operación de arranque. No obstante, en este caso hay que tener en cuenta el salto considerable de la corriente en la primera etapa de la operación de

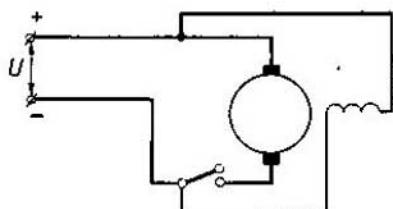


Fig. 10-4. Esquema de un motor con arranque no reostático

del motor surge un gran momento dinámico respecto al cual se debe calcular el mecanismo de transmisión a la máquina operadora, de lo contrario este último puede averiarse.

Examinaremos el caso más simple de arranque no reostático del motor de excitación en derivación conectado a la red sin carga ( $M_2=0$ , véase la fig. 10-4). Además, para simplificar el análisis aceptamos las siguientes suposiciones: a) la tensión de la red  $U=\text{const}$ ; b) el motor está previamente excitado; c) la reacción del inducido no varía el flujo magnético  $\Phi$  del motor, dicho de otra manera, la puesta en marcha del motor tiene lugar siendo  $\Phi=\text{const}$ ; d) podemos despreciar el momento de marcha en vacío  $M_0$  debido a las pérdidas en el motor, en correspondencia con lo cual  $M_{\text{red}}=0$ . Si  $\omega$  es la velocidad angular de rotación del inducido, entonces  $e_a=k_1\omega\Phi$ , y las ecuaciones de f.e.m. y de los momentos [véase las fórmulas (10-4) y (10-8)] se pueden escribir en la forma

$$U = L_a \frac{di_a}{dt} + i_a R_a + k_1 \omega \Phi \quad (10-11)$$

y

$$M = k_1 i_a \Phi \approx M_J = J \frac{d\omega}{dt}. \quad (10-12)$$

De la última ecuación obtenemos:

$$\omega = \int k_1 \frac{i_a \Phi}{J} dt = k_1 \frac{\Phi}{J} \int i_a dt. \quad (10-13)$$

Sustituyendo este valor de  $\omega$  en la ecuación de las fuerzas electromotrices, hallamos:

$$U = L_a \frac{di_a}{dt} + i_a R_a + \frac{k_1^2 \Phi^2}{J} \int i_a dt = L_a \frac{di_a}{dt} + i_a R_a + \frac{1}{C_a} \int i_a dt. \quad (10-14)$$

La ecuación (10-14) corresponde a la ecuación de conexión del circuito con los parámetros  $R_a$ ,  $L_a$  y  $C_a$  a una tensión  $U$  constante, siendo en este caso

$$C_a = \frac{J}{k_1^2 \Phi^2}, \quad (10-15)$$

arranque. En este caso: a) en el colector puede surgir un chisporroteo más o menos fuerte, y en el caso límite incluso fuego circular; b) se complica el funcionamiento de los instrumentos protectores y de medición; c) la red que alimenta al motor debe ser correspondientemente calculada, puesto que de lo contrario en ésta tiene lugar una caída de tensión considerable; d) en el árbol

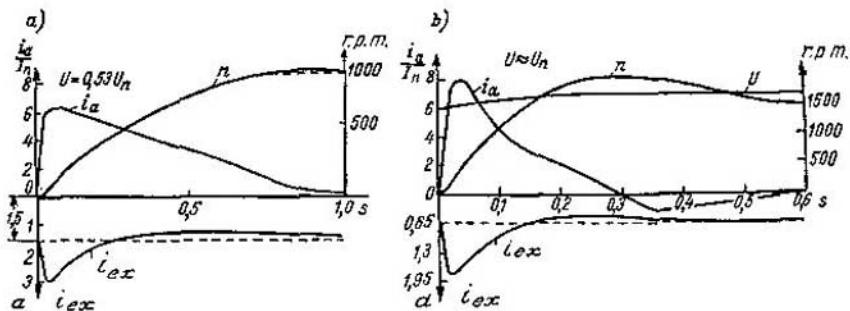


Fig. 10-5. Oscilogramas del arranque no reostático de un motor de corriente continua:  
a — para régimen aperiódico; b — para régimen oscilatorio

la "capacidad" equivalente del inducido, en cuyos bornes actúa la f.e.m.  $e_a$ .

Diferenciando la ecuación (10-14) con relación al tiempo, tenemos:

$$L_a \frac{d^2 i_a}{dt^2} + R_a \frac{di_a}{dt} + \frac{1}{C_a} i_a = 0. \quad (10-16)$$

La ecuación característica tiene la forma:

$$L_a \alpha^2 + R_a \alpha + \frac{1}{C_a} = 0. \quad (10-17)$$

Sus raíces son

$$\alpha_1, 2 = -\delta \pm \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2},$$

donde

$$\delta = \frac{R_a}{2L_a} = \frac{1}{2T_a} \quad \text{y} \quad \omega_0^2 = \frac{1}{L_a C_a}.$$

En el caso cuando  $\delta > \omega_0$ , las raíces de la ecuación característica son reales, y correspondientemente se obtiene un régimen aperiódico de variación de las magnitudes  $i_a$ ,  $e_a$  y  $n$ . Lo mismo se obtiene en el caso límite, cuando  $\delta = \omega_0$ . Si  $\delta < \omega_0$  las raíces de la ecuación característica son complejas, y el régimen de variación de las magnitudes  $i_a$ ,  $e_a$  y  $n$  tiene carácter oscilatorio.

En la fig. 10-5, a se representa el oscilograma del arranque no reostático del motor de corriente continua PN-85 de la fábrica "Electrosita" para  $U = 0,53 U_n$  con los parámetros siguientes:  $R_a = 0,17 \Omega$ ,  $L_a = 0,0071 \text{ H}$ ,  $n = 850 \text{ r.p.m.}$ , con un momento giratorio  $GD^2 = 60 \text{ N} \cdot \text{m}^2$ , donde  $G$  es la fuerza de gravedad de todas las piezas giratorias, en N;  $D$  es el diámetro de inercia del inducido, en m.

En la fig. 10-5, b se muestra un oscilograma análogo para el motor PN-45 siendo  $U \approx U_n$  con los siguientes datos:  $R_a = 0,69 \Omega$ ,  $L_a = 0,0131 \text{ H}$ ,  $GD^2 = 4,05 \text{ N} \cdot \text{m}^2$ ,  $n = 1650 \text{ r.p.m.}$  Vemos que en el primer caso la puesta en marcha tiene carácter aperiódico, y en el segundo, oscilatorio.

En la actualidad se considera posible realizar el arranque no reostático de los motores de 6 kW de potencia con saltos de la corriente que superan 6—8 veces la nominal. Si el motor se conecta en vacío (sin carga), entonces el tiempo de arranque hasta alcanzar la velocidad nominal  $t_{arr} = 0,1 \div 0,3$  s; por eso el calentamiento del devanado del inducido no es muy significante, solamente del orden de unos cuantos grados. La ampliación del límite de puesta en marcha sin ayuda del reóstato es posible empleando un disyuntor ultrarrápido que desconecta el circuito del inducido al alcanzar la corriente cierto valor límite, previsto de antemano, y luego lo conecta de nuevo al disminuir la corriente. De este modo, del proceso de arranque del motor se realiza aplicando a los bornes del inducido uno o varios impulsos.

#### 10-9. Método de arranque reostático. Reóstatos de arranque

Para disminuir el salto de corriente durante la puesta en marcha del motor, en el circuito del inducido del mismo se inserta un reóstato de arranque. En dependencia de la designación y las condiciones de trabajo, los reóstatos de arranque se fabrican de diferentes materiales y tienen distinta forma constructiva. Para la puesta en marcha de los motores de corriente continua se emplean prácticamente sólo reóstatos metálicos: de refrigeración por aire y por aceite, de dos y tres bornas, de arranque sencillo y compuesto, de mando a mano y automático o semiautomático, etc.

Examinemos la operación de arranque reostático en el ejemplo de un motor de excitación en derivación, en cuyo circuito de inducido se ha intercalado el reóstato de arranque  $RA$  compuesto de cuatro secciones (fig. 10-6). El reóstato tiene seis contactos, de los cuales el primero es de vacío, cuatro son intermedios (auxiliares) y el último es de trabajo. Antes de la puesta en marcha el interruptor  $In$  debe estar abierto y la manecilla del reóstato colocada en el contacto de vacío.

Para poner en marcha el motor cerramos el interruptor  $In$  y pasamos la manecilla al primer contacto; el motor se excita y en el circuito del inducido tiene lugar el primer salto de la corriente que determina el límite superior de la corriente de arranque  $I_{arr\ 1}$ .

Puesto que en el primer instante de arranque la f.e.m. del motor  $E_a = C_e n \Phi = 0$ , entonces

$$I_{arr\ 1} = \frac{U}{R_a + \sum R_{arr}},$$

donde  $\sum R_{arr}$  es la suma de las resistencias de todas las secciones del reóstato.

Consideraremos que la reacción del inducido no influye en el flujo magnético del motor, es decir, que la puesta en marcha tiene lugar siendo  $\Phi = \text{const.}$

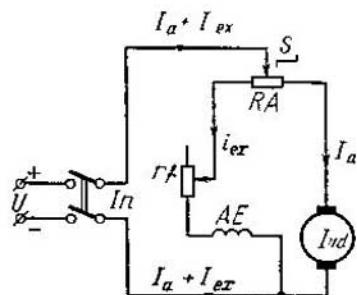


Fig. 10-6. Esquema de conexión del reóstato de arranque en el circuito de un motor en derivación

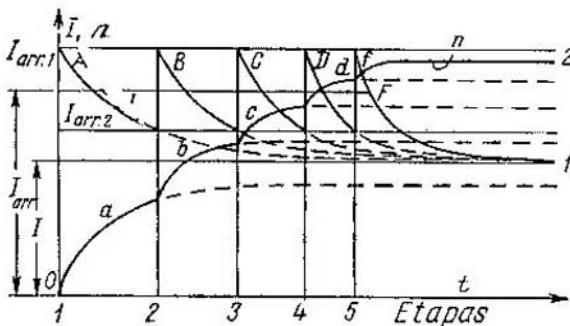


Fig. 10-7. Arranque reostático de un motor

Puesto que, además, la resistencia del reóstato de arranque es relativamente grande, la inductancia del circuito del inducido tiene una importancia secundaria; por eso en la ecuación de las f.e.m. [véase la fórmula (10-11)] despreciaremos el término  $L_a \frac{di_a}{dt}$ . A la corriente  $I_{arr_1}$  le corresponde el momento de arranque inicial  $M_{arr_1} = -C_{cob} I_{arr_1} \Phi$ . Si este momento es mayor que el momento estático  $M_{est}$ , entonces el motor comienza a girar con cierta aceleración y desarrolla f.c.e.m. proporcional a la velocidad de rotación  $n$  (la curva  $a$  en la fig. 10-7). En correspondencia con esto disminuirá según la curva  $A$  en la misma figura la corriente de arranque y el momento de arranque proporcional a esta última.

Cuando la corriente de arranque disminuye hasta el valor  $I_{arr_2}$  pasamos la manecilla del reóstato al segundo contacto, quitando con ello la resistencia  $R_1$  de la primera sección. Con la elección adecuada de esta última la corriente de arranque aumenta hasta el valor  $I_{arr_2}$ , después de lo cual la velocidad del motor comienza a aumentar según la curva  $b$ , y la corriente y el momento, a disminuir según la curva  $B$ . En lo sucesivo el proceso marcha en el mismo orden (curvas  $a - b - c - d - f$  y  $A - B - C - D - F$  en la fig. 10-7) hasta que quitemos todo el reóstato, luego de lo cual el motor funcionará en régimen permanente con la corriente  $I$  y la velocidad de rotación  $n$ .

Si dejamos durante largo tiempo la manecilla del reóstato de arranque en un contacto intermedio cualquiera, entonces, siendo  $M_{est} = \text{const}$ , los procesos de variación de la velocidad y corriente se determinarán por las líneas de trazos, que son las prolongaciones de las correspondientes líneas continuas.

No obstante, se debe tener en cuenta que los reóstatos de arranque no están destinados para el funcionamiento duradero en el circuito del inducido. Para la regulación de la velocidad de rotación del motor, en el circuito del inducido se intercalan reóstatos reguladores especiales.

Puesto que, a demás condiciones iguales, el momento de arranque es proporcional al flujo  $\Phi$ , entonces, para facilitar la operación de puesta

en marcha, ésta habitualmente se realiza con el reóstato regulador quitado del circuito de excitación ( $r_{rr} = 0$ ) y, por consiguiente, con el mayor valor posible de la corriente de excitación y correspondientemente del flujo  $\Phi$ . Por los mismos razonamientos es necesario componer el esquema del circuito de excitación de tal modo que la corriente en él no dependa de la corriente en el circuito del inducido, en particular, de las manipulaciones con el reóstato de arranque.

Los límites superior e inferior de la corriente de arranque se eligen: el superior, de las condiciones de limitación de la corriente de arranque y de commutación fiable; el inferior, de las condiciones de creación en el árbol del motor del momento dinámico necesario. Habitualmente  $I_{arr1} = (1,75 \div 1,5) I_n$  e  $I_{arr2} = (1,3 \div 1,1) I_n$ . Por corriente de arranque se entiende su valor medio  $I_{arr} = (1,5 \div 1,3) I_n$ . El número de secciones (grados) del reóstato en la actualidad se limita considerablemente, generalmente a 1—2 escalones. En este caso se obtiene un reóstato de arranque ligero, pero la operación de puesta en marcha adquiere un carácter bruscamente escalonado.

Al desconectar el motor de la red es necesario que no se interrumpa el circuito de excitación, puesto que la reserva de energía electromagnética que posee el arrollamiento de excitación puede conducir a la formación de arco y provocar un brusco aumento de la tensión en el circuito interrumpido. Para evitar esto, en el esquema de la fig. 10-6 está previsto que al desconectar el interruptor  $In$  el circuito de excitación queda cerrado por el reóstato de arranque y el inducido del motor.

La puesta en marcha de los motores de excitación en serie y combinada se realiza prácticamente de la misma manera que los motores de excitación en derivación, pero tiene ciertas particularidades que se examinan a continuación en los §§ 10-15 y 10-18.

#### *10-10. Puesta en marcha de los motores con auxilio de un grupo de arranque especial*

En las instalaciones de gran potencia el reóstato de arranque (RA) resulta demasiado voluminoso y provoca considerables pérdidas de energía, sobre todo en el caso de arranques frecuentes. Por esta razón, en una serie de instalaciones se recurre a los métodos de arranque no reostáticos mediante la variación de la tensión aplicada al motor durante su puesta en marcha. A estos métodos pertenecen la puesta en marcha con auxilio de una máquina elevadora de tensión y la puesta en marcha por el esquema generador — motor. A estos métodos debe incluirse también la puesta en marcha de los motores alimentados desde una batería de acumuladores, por medio de la división de su tensión en unas cuantas partes, así como la puesta en marcha acoplando en serie dos o varios motores como, por ejemplo, en las instalaciones de tracción. Se aplica sobre todo ampliamente el sistema generador — motor. Este método se examina a continuación, ya que está destinado no sólo para la puesta en marcha del motor, sino también para la regulación de la velocidad de rotación del mismo.

## 10-11. Características de funcionamiento de los motores

**A. Características de funcionamiento de los motores de excitación en derivación:**  $n, M, \eta = f(I_a)$  siendo  $U = U_n = \text{const}$  y  $i_{ex} = \text{const}$ . El esquema del motor viene dado en la fig. 10-8. Aquí:  $F$  son los fusibles o automata,  $R_r$  es el reóstato regulador en el circuito del inducido,  $r_r$  es el reóstato de regulación en el circuito de excitación.

Al trazar las características de funcionamiento, el reóstato se ha quitado (posición 1 en la fig. 10-8). En este caso la tensión de la red  $U$  se aplica directamente a los terminales del motor. Consideraremos que  $U = U_n$ .

El reóstato  $r_r$  en el circuito de excitación debe estar regulado de tal manera que el motor desarrolle la potencia nominal  $P_n$  para los valores nominales de la tensión  $U_n$ , la corriente  $I_n$  y la velocidad de rotación  $n_n$ . En esta posición el reóstato  $r_r$  debe permanecer todo el tiempo sin variación, de modo que sea  $i_{ex} = \text{const}$ .

Las características de funcionamiento del motor de excitación en derivación se muestran en la fig. 10-9. Convengamos en expresar la corriente  $I_a$  en fracciones de la corriente nominal  $I_n$ , tomando  $I_n = 1$ . Para explicar las características de funcionamiento hagamos uso de las ecuaciones de las fuerzas electromotrices y de los momentos en el régimen permanente de funcionamiento [véanse las fórmulas (10-5) y (10-10)].

*Característica de velocidad (exterior):*  $n = f(I_a)$  siendo  $U = U_n = \text{const}$  y  $i_{ex} = \text{const}$ . En virtud de la ecuación de las fuerzas electromotrices, tenemos:

$$U = E_a + I_a R_a = C_e n \Phi + I_a R_a,$$

de donde

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e \Phi}. \quad (10-18)$$

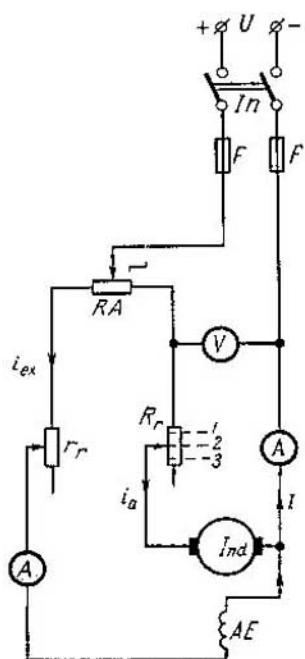


Fig. 10-8. Esquema de un motor en derivación

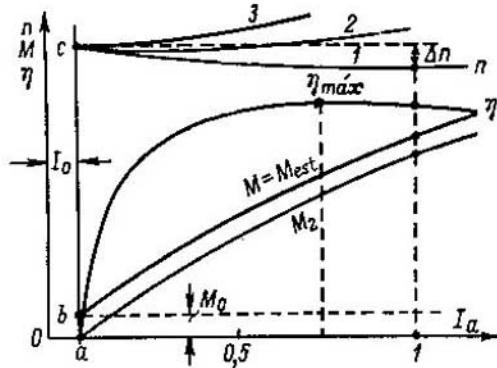


Fig. 10-9. Características de funcionamiento de un motor en derivación

Puesto que según la condición  $U=U_n=\text{const}$  y  $i_{ex}=\text{const}$  en la velocidad de rotación del motor de excitación en derivación influyen insignificantemente sólo dos factores, a saber: la caída de tensión  $I_a R_a$  y la reacción del inducido. Al aumentar la corriente de carga  $I_a$  aumenta la caída de tensión, en correspondencia con lo cual disminuye la velocidad del motor. Por el contrario, cuando las escobillas están situadas en la línea neutra, la reacción del inducido desmagnetiza el motor y, por consiguiente, tiende a aumentar su velocidad. Así pues, los factores indicados actúan en oposición respecto de la velocidad de rotación del motor, y la forma de la característica de velocidad se determina por la acción resultante de estos dos factores.

En la fig. 10-9, las curvas 1, 2 y 3 representan las características de velocidad del motor de excitación en derivación en tres casos: a) cuando predomina la caída de tensión  $I_a R_a$  (curva 1); b) cuando los factores indicados más arriba están prácticamente equilibrados (curva 2) y c) en el caso en que predomina la acción de la reacción del inducido (curva 3). En todos los casos se debe tener en cuenta que con el aumento de la carga, el efecto desmagnetizante de la reacción del inducido aumenta no proporcionalmente a la corriente  $I_a$ , sino en mayor grado. Por esta razón, todas las características de velocidad tienen convexidad hacia el lado del eje de abscisas, a pesar de que esta convexidad es habitualmente insignificante.

La forma corriente de la característica de velocidad del motor de excitación en derivación es la llamada *característica decreciente de velocidad* (curva 1 en la fig. 10-9). De acuerdo con el Standard de Estado de la URSS 183—66,

se llama variación nominal de la velocidad de rotación del motor de excitación en derivación  $\Delta n_n$ , siendo nominal la tensión en sus terminales, su variación al pasar de la carga nominal a la marcha en vacío, expresada en tantos por ciento de la velocidad nominal  $n_n$ .

Si  $n_0$  es la velocidad de rotación en marcha en vacío, entonces

$$\Delta n_n = \frac{n_0 - n_n}{n_n} \cdot 100\%. \quad (10-19)$$

Habitualmente  $\Delta n_n = 2 \div 8\%$ , tomándose la cifra menor para los motores de mayor potencia.

La forma de la característica de velocidad está relacionada con el problema de la estabilidad de funcionamiento del motor de excitación en derivación en dependencia de las cualidades del grupo electrificado. Véase más detalladamente sobre esto en el § 10-12.

La débil dependencia de la velocidad de rotación del motor de excitación en derivación de la carga es una de las cualidades más características de este motor. Tal característica de velocidad se suele llamar *característica de derivación (de shunt)*.

*Característica de momento:*  $M=f(I_a)$  siendo  $U=U_n=\text{const}$  y  $i_{ex}=\text{const}$ . En virtud de la ecuación de los momentos, en el régimen permanente de funcionamiento, tenemos:

$$M = C_{cob} I_a \Phi = M_0 + M_2 = M_{est}.$$

En marcha en vacío  $M = M_0 = C_{\text{cob}} I_a \Phi = ab$  (fig. 10-9). Si el flujo de excitación  $\Phi$  permaneciera constante correspondientemente a  $i_{\text{ex}} = \text{const}$ , entonces la característica de momento  $M = f(I_a)$  representaría una recta que partiría del punto  $b$ . En realidad, al aumentar la corriente  $I_a$ , el flujo  $\Phi$  disminuye algo como resultado del efecto desmagnetizante de la reacción transversal del inducido. Por esta razón, la característica de momento crece algo más lentamente que la corriente  $I_a$ . La característica del momento útil  $M_2 = f(I_a)$  deberá pasar por debajo de la característica del momento  $M = f(I_a)$  en la magnitud del momento de marcha en vacío  $M_0$ . Puesto que al trazar las características de funcionamiento del motor de excitación en derivación la velocidad de rotación y el flujo de éste varian insignificantemente, se puede considerar que

$$M_0 = \frac{p_0}{2\pi n_0} = \frac{p_{\text{mec}} + p_{\text{ac}}}{2\pi n_0} \approx \text{const}$$

y que, por consiguiente, la característica del momento útil  $M_2$ , parte del punto  $a$  en el eje de abscisas ( $M_2 = 0$ ) paralelamente a la característica de momento  $M = f(I_a)$ .

*Rendimiento del motor:*  $\eta = f(I_a)$  siendo  $U = U_n = \text{const}$  y  $i_{\text{ex}} = \text{const}$ . De acuerdo con la fórmula (7-33), tenemos:

$$\begin{aligned} \eta &= \left(1 - \frac{\sum p}{P_1}\right) \cdot 100 = \left(1 - \frac{\sum p}{U(I_a + i_{\text{ex}})}\right) \cdot 100 = \\ &= \left(1 - \frac{p_0 + p_{\text{ex}} + I_a^2 R_{a, \text{cob}} + \Delta U_e I_a + p_{\text{ad}}}{U(I_a + i_{\text{ex}})}\right) \cdot 100\%. \end{aligned} \quad (10-20)$$

Les recordamos que en esta fórmula:  $p_0$  son las pérdidas en vacío, es decir, las pérdidas mecánicas y en el acero;  $p_{\text{ex}} = U_{\text{ex}} i_{\text{ex}}$  son las pérdidas en el circuito de excitación;  $I_a^2 R_{a, \text{cob}}$  son las pérdidas en los arrollamientos que componen el circuito del inducido;  $\Delta U_e I_a$  son las pérdidas en el contacto por escobilla;  $p_{\text{ad}}$  son las pérdidas adicionales que, de acuerdo con lo dicho en el § 7-6, constituyen 1 — 0,5% de la potencia suministrada al motor para el valor nominal de la corriente  $I_a$ .

Puesto que en las condiciones consideradas  $n \approx \text{const}$ ,  $i_{\text{ex}} = \text{const}$ ,  $\Phi \approx \text{const}$ , se puede contar que  $p_0 + p_{\text{ex}} = \text{const}$ ; la resistencia  $R_{a, \text{cob}}$  se reduce a la temperatura 75°C; por consiguiente,  $I_a^2 R_{a, \text{cob}} \sim I_a^2$ ; las pérdidas adicionales  $p_{\text{ad}}$  también varían proporcionalmente a  $I_a^2$ ; para las escobillas de carbón  $\Delta U_e \approx 2$  V; por consiguiente,  $\Delta U_e I_a \sim I_a$ .

Despreciando la corriente  $i_{\text{ex}}$  en el denominador de la fórmula (10-20), tomamos la primera derivada  $d\eta/dI_a$  y la hacemos igual a cero (véase el § 7-8); entonces la condición de máximo para el rendimiento del motor de excitación en derivación se escribe en la forma:

$$p_0 + p_{\text{ex}} = I_a^2 R_{a, \text{cob}}[75^\circ\text{C}], \quad (10-21)$$

es decir, el rendimiento del motor alcanza su valor máximo  $\eta_m$  a tal carga, cuando las pérdidas permanentes son iguales a las pérdidas variables que dependen del cuadrado de la corriente  $I_a$ .

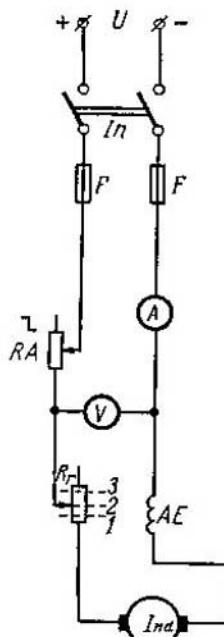


Fig. 10-10. Esquema de un motor en serie

para la velocidad de rotación que para el motor de excitación en derivación, a saber:

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e \Phi} . \quad (10-22)$$

Durante el funcionamiento del motor de excitación en serie el significado principal lo tiene la variación del flujo fundamental del motor, mientras que la caída de tensión  $I_a R_a$  y la reacción del inducido son factores de segundo orden, tendiendo la caída de tensión a disminuir la velocidad de rotación, y la reacción del inducido, a aumentarla (estando las escobillas situadas normalmente).

A cargas pequeñas y medias, el circuito magnético del motor se puede considerar no saturado; en este caso  $\Phi \sim I_a$  y, por lo tanto,

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e I_a} = \frac{U}{C_e I_a} - \frac{R_a}{C_e} , \quad (10-23)$$

es decir, la característica de velocidad del motor de excitación en serie no saturado tiene carácter hiperbólico (línea de trazos en la fig. 10-11; la corriente  $I_a = 1$ ). A medida que aumenta la corriente el motor se satura más fuertemente, y la velocidad del motor comienza a variar en menor grado en comparación con su variación por la dependencia hiperbólica

Distribuyendo correspondientemente las pérdidas, podemos obtener el rendimiento máximo para la carga dada. En la fig. 10-9 el valor de  $\eta_m$  se obtiene para  $P_2 = 0,75 P_n$ . La curva de rendimiento tiene una forma típica: crece rápidamente en los límites de  $I_a = I_o$  hasta  $I_a = 0,25 I_n$ ; para  $I_a = 0,5 I_n$  alcanza un valor próximo al máximo, y luego, en los límites de variación de la corriente de  $I_a = 0,5 I_n$  hasta  $I_a = I_n$ , permanece casi constante. Habitualmente en los motores de pequeña potencia  $\eta = 75 \div 85\%$ , en los motores de potencia media y de gran potencia  $\eta = 85 \div 94\%$ .

**B. Características de funcionamiento de los motores de excitación en serie:**  $n, M$  y  $\eta = f(I_a)$  siendo  $U = U_n = \text{const}$ . El esquema del motor viene representado en la fig. 10-10. Las denominaciones son las mismas que en la fig. 10-8.

*Característica de velocidad:*  $n = f(I_a)$  para  $U = U_n = \text{const}$ . Puesto que la corriente de excitación del motor de excitación en serie es igual a la corriente del inducido  $I_a$  y varía al mismo tiempo que ésta, el flujo magnético  $\Phi$  de este motor, en contradicción con el flujo del motor de excitación en derivación, depende de la carga, lo que constituye su particularidad característica.

De la ecuación de equilibrio de las fuerzas electromotrices (10-5) tenemos la misma fórmula

para la velocidad de rotación que para el motor de excitación en derivación, a saber:

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e \Phi} . \quad (10-22)$$

Durante el funcionamiento del motor de excitación en serie el significado principal lo tiene la variación del flujo fundamental del motor, mientras que la caída de tensión  $I_a R_a$  y la reacción del inducido son factores de segundo orden, tendiendo la caída de tensión a disminuir la velocidad de rotación, y la reacción del inducido, a aumentarla (estando las escobillas situadas normalmente).

A cargas pequeñas y medias, el circuito magnético del motor se puede considerar no saturado; en este caso  $\Phi \sim I_a$  y, por lo tanto,

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e I_a} = \frac{U}{C_e I_a} - \frac{R_a}{C_e} , \quad (10-23)$$

es decir, la característica de velocidad del motor de excitación en serie no saturado tiene carácter hiperbólico (línea de trazos en la fig. 10-11; la corriente  $I_a = 1$ ). A medida que aumenta la corriente el motor se satura más fuertemente, y la velocidad del motor comienza a variar en menor grado en comparación con su variación por la dependencia hiperbólica

(línea curva plena en la fig. 10-11). Se debe prestar particular atención en que al disminuir considerablemente la carga el motor desarrolla cada vez mayor velocidad o, como se dice, comienza a embalararse. En marcha en vacío  $\Phi \approx 0$  y, como se ve de la fórmula (10-23), la velocidad del motor adquiere valores, indudablemente, peligrosos por sus consecuencias mecánicas (rotura de los bandajes, deterioro del devanado de inducido, etc.). Por esta razón, el motor de excitación en serie se debe poner en tales condiciones de funcionamiento, en las cuales sea imposible la puesta en marcha sin carga y la marcha en vacío durante su funcionamiento.

De acuerdo con el Standard de Estado de la URSS 183—66, los motores de excitación en serie deben aguantar, sin consecuencias dañinas, el aumento de la velocidad de rotación en un 20% por encima de la máxima indicada en el tablero fabril, pero no más de un 50% por encima de la nominal.

Dado que la velocidad de rotación del motor de excitación en serie varía en amplios límites, entonces, de acuerdo con el mismo Standard por variación nominal de la velocidad de este motor se ha convenido entender la variación de la velocidad de rotación al pasar de la carga nominal a un cuarto de la carga nominal siendo  $U=U_n=\text{const}$ . La variación de la velocidad de rotación se expresa en tantos por ciento de la velocidad nominal. Así pues, para el motor de excitación en serie tenemos:

$$\Delta n = \frac{n_{[1/4 P_n]} - n_n}{n_n} \cdot 100\%. \quad (10-24)$$

La dependencia ostensiblemente expresada de la velocidad de rotación del motor de excitación en serie de la carga es su propiedad característica. Tal característica de velocidad se suele llamar *característica de serie*.

*Característica de momento*  $M=f(I_a)$  siendo  $U=U_n=\text{const}$ . Puesto que  $M=C_{\text{cub}} I_a \Phi$ , cuando el acero está débilmente saturado  $\Phi \sim I_a$  y  $M \sim I_a^2$ , es decir, en estas condiciones la característica de momento del motor de excitación en serie representa una parábola. A medida que aumenta la corriente  $I_a$  el motor se satura y la curva de momento crece cada vez más lentamente en comparación con la parábola (fig. 10-11).

La propiedad del motor de excitación en serie de desarrollar un momento mayor que proporcional a la corriente, tiene gran importancia sobre todo en condiciones pesadas de arranque y durante las sobrecargas. En este caso la potencia del motor crece en menor grado que su momento, puesto que con el aumento de este último disminuye la

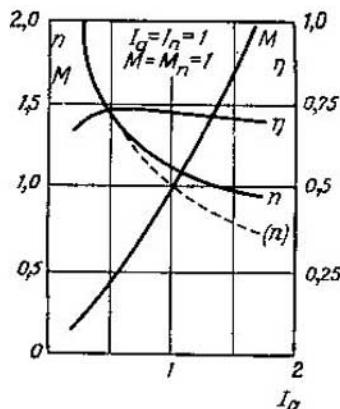


Fig. 10-11. Características de funcionamiento de un motor en serie

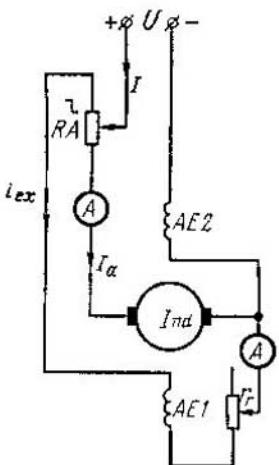


Fig. 10-12. Esquema simplificado de un motor de excitación compuesta

te, a saber: que este se obtiene con carga, cuando  $p_0 = I_a^2 R_{a, \text{cota}} [17^{\circ}\text{C}]$ .

**C. Características de fucionamiento de los motores de excitación compuesta.** El esquema del motor viene dado en la fig. 10-12. El devanado de excitación en serie puede ser conectado con relación al devanado de excitación en paralelo tanto en adaptación, como en oposición.

Al conectar los devanados de excitación en adaptación sus fuerzas magnetizantes se adicionan, como resultado de lo cual el flujo  $\Phi_1$ , creado por el devanado de excitación en paralelo, aumenta en la magnitud  $\Phi_2$ . Por eso la expresión (10-18) para la velocidad de rotación del motor adquiere la forma:

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e (\Phi_1 + \Phi_2)} . \quad (10-25)$$

Al aumentar la corriente del inducido  $I_a$ , el flujo resultante del motor comienza a aumentar, pero en menor grado que en el motor de excitación en serie. Por esta razón, según sea la relación de los flujos  $\Phi_1$  y  $\Phi_2$ , las características de velocidad del motor de excitación compuesta pueden tener la forma de las curvas 2 ó 3 de la fig. 10-13, que ocupan una posición intermedia entre las características de velocidad 1 y 4 de los motores de excitación en paralelo y en serie. Ocupan también una misma posición intermedia las características de momento (las curvas 2' y 3' en la fig. 10-13).

Para una característica de velocidad bruscamente decreciente (curva 3 en la fig. 10-13) el devanado de excitación en paralelo limita el

velocidad del motor. En el motor de excitación en paralelo (en derivación), en el que  $n \approx \text{const}$ , la potencia y el momento aumentan casi proporcionalmente.

**Rendimiento del motor.** Con la variación de la carga del motor de excitación en serie varían todas las clases de pérdidas en éste. Pero, como muestra el cálculo, la suma de las pérdidas mecánicas y las pérdidas en el acero varían poco en función de la carga. Esto se explica principalmente por el hecho de que con el aumento de la corriente  $I_a$  aumentan las inducciones, mientras que la velocidad de rotación disminuye. Por esta razón, podemos, así como en el motor de excitación en paralelo, dividir las pérdidas que tienen lugar en el motor de excitación en serie, en pérdidas constantes y variables (véase el § 10-11, p. A). Correspondientemente, respecto del valor máximo del rendimiento, podemos sacar la misma conclusión que anteriormente,

aumento excesivo de la velocidad durante la caída de la carga, puesto que en este caso queda el flujo  $\Phi_1$ , que determina la velocidad de rotación en vacío  $n_0$ .

En los motores de excitación en paralelo sin devanado compensador de gran efectividad, a causa del efecto desmagnetizante de la f.m. de la reacción transversal del inducido, con el aumento de la carga puede aumentar la velocidad de rotación, así como se muestra en la fig. 10-9 (curva 3). En condiciones determinadas (véase el § 10-12) esto puede conducir al funcionamiento inestable del motor. Para obtener una característica de velocidad decreciente (curva 1 en la fig. 10-9) estos motores van dotados con frecuencia de un devanado de excitación estabilizador insertado en adaptación con el devanado principal. La f.m. del devanado en serie equilibra aproximadamente la f.m. de desmagnetización  $F_{\text{desm}}$  (véase el § 4-3, p. B).

Al conectar los devanados de excitación en oposición, tenemos:

$$n = \frac{U - I_a R_a}{C_e (\Phi_1 - \Phi_2)} . \quad (10-26)$$

Habitualmente, con el aumento de la carga la velocidad de rotación del motor de excitación en paralelo (particularmente si existe devanado compensador) disminuye algo (curva 1 en la fig. 10-9). Eligiendo el número de espiras del devanado en serie, se puede lograr en el motor de excitación compuesta casi una constancia completa de la velocidad  $n$  al variar la carga (curva 2 en la fig. 10-9).

Durante la puesta en marcha del motor de excitación compuesta con conexión de los devanados de excitación en oposición el flujo del devanado en serie puede debilitar perceptiblemente el flujo resultante del motor, complicando la operación de arranque. Para evitar esto, el devanado en serie de estos motores a veces se cierra en sí mismo durante todo el período de puesta en marcha.

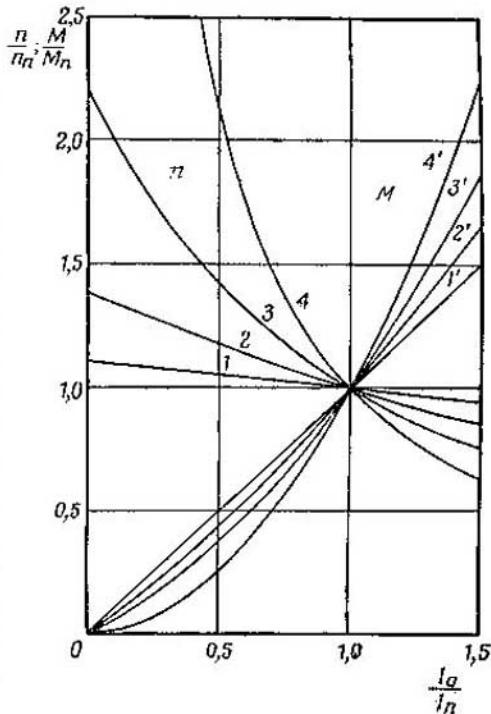


Fig. 10-13. Características de velocidades y momentos de los motores de excitación compuesta

**10-12. Características mecánicas de los motores de corriente continua:  $n=f(M)$**

**A. Observaciones generales.** Los órganos principales de un grupo electrificado son el mecanismo accionado y el electromotor que comunica al mecanismo una u otra forma de movimiento. Para el funcionamiento en concordancia de estos órganos es necesaria una interdependencia determinada entre las características mecánicas del motor y las características mecánicas del mecanismo accionado tanto en el régimen permanente de funcionamiento, como en los regímenes transitorios. La correlación entre estas características determina la estabilidad de funcionamiento del grupo.

**B. Condición de estabilidad de funcionamiento de un grupo eléctrico.** Supongamos que el momento de rotación  $M$  del motor y el momento de resistencia  $M_{\text{res}}$  creado por el mecanismo accionado en el árbol del motor vienen dados por las curvas 1 y 2 en la fig. 10-14 y se intersecan en el punto A. Para mayor comodidad, en el caso dado, trazamos las características mecánicas en forma de las relaciones  $M = f(n)$ , y no  $n = f(M)$ , como se hace ordinariamente. Si varía la velocidad de rotación  $n$ , por ejemplo, disminuye desde el valor  $n_1 = Oa$  hasta el valor  $n_2 = Ob$ , entonces en el árbol del motor surge un momento dinámico positivo  $M_d = M - M_{\text{res}} = bd - bc = cd$ , bajo la acción del cual la velocidad del motor comenzará a aumentar hasta alcanzar su valor anterior  $n_1$ . En el caso contrario, si la velocidad aumenta hasta el valor  $n_3$ , entonces, siendo  $M_{\text{res}} > M$  surge un momento dinámico negativo y la velocidad comienza a disminuir hasta alcanzar el valor  $n_1$ . Por consiguiente, para las condiciones dadas de funcionamiento del grupo eléctrico, el punto A es el punto de su funcionamiento estable. En el caso general el funcionamiento estable del grupo eléctrico se asegura con la condición de que

$$\frac{dM}{dn} < \frac{dM_{\text{res}}}{dn}. \quad (10-27)$$

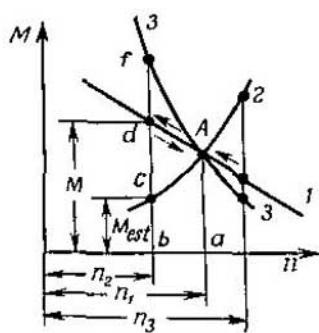


Fig. 10-14. Condiciones de estabilidad de funcionamiento de un motor

Supongamos ahora que la relación  $M_{\text{res}} = f(n)$  tiene la forma de la curva 3 en la fig. 10-14. En este caso, la disminución de la velocidad conduce al surgimiento de un momento dinámico negativo en el árbol  $M_d = df$ , bajo la acción del cual la velocidad del motor disminuirá aún más, lo que provocará el aumento ulterior del momento negativo  $M_d$ , etc. Por consiguiente, en estas condiciones, el funcionamiento del motor es inestable. En el caso general, el funcionamiento inestable del grupo eléctrico tiene lugar con la condición de que

$$\frac{dM}{dn} > \frac{dM_{\text{res}}}{dn}. \quad (10-28)$$

**C. Características mecánicas del motor de excitación en paralelo:**  $n=f(M)$  siendo  $U=U_n=\text{const}$ ,  $i_{ex}=\text{const}$ ,  $\Sigma R_a=\text{const}$ . En el caso general, al circuito del inducido del motor se puede conectar un reóstato adicional  $R_r$  (véase la fig. 10-8), entonces la ecuación de las f.e.m. del motor toma la forma:

$$U = E_a + I_a(R_a + R_r) = C_e n \Phi + I_a(R_a + R_r), \quad (10-29)$$

de donde

$$n = \frac{U - I_a(R_a + R_r)}{C_e \Phi} \quad (10-30)$$

o, puesto que de la ecuación de los momentos  $I_a = M/(C_{cob}\Phi)$ , entonces

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{M(R_a + R_r)}{C_e C_{cob} \Phi^2} = n_0 - \Delta n. \quad (10-31)$$

Aquí,  $n_0 = U/(C_e \Phi)$  es la velocidad de rotación del motor en marcha en vacío, si se desprecia una pequeña caída de tensión  $I_0 R_a$ ;  $\Delta n$  es la disminución de la velocidad correspondientemente al momento  $M$  y a la resistencia del circuito del inducido  $R_a + R_r$ .

Consideraremos que para  $i_{ex}=\text{const}$  el flujo  $\Phi=\text{const}$ . En este caso las características mecánicas del motor de excitación en paralelo representan líneas curvas cuya inclinación respecto del eje de abscisas se determina por la relación

$$\frac{\Delta n}{n_0} = \frac{I_a(R_a + R_r)}{U};$$

en la fig. 10-15 se muestran cuatro características mecánicas correspondientemente a las resistencias  $R_r=0$  (curva 1);  $2,5 R_a$  (curva 2),  $5 R_a$  (curva 3) y  $10 R_a$  (curva 4). La característica mecánica para  $R_r=0$  se llama *natural*; puesto que  $M=C_{cob} I_a \Phi$ , entonces para  $\Phi=\text{const}$  la característica mecánica representa en esencia la característica de velocidad mostrada en la fig. 10-9 sin tener en cuenta la reacción del inducido. La estabilidad de funcionamiento del motor de excitación en paralelo depende de la forma de su característica de velocidad. En la fig. 10-16, a y b se muestran las características de velocidad (mecánicas) decrecientes  $n=f(I_a)=f(M)$  siendo  $M_{res}=\text{const}$  y para  $M_{res} \sim n^2$ . En ambos casos  $dM/dn < dM_{res}/dn$ , es decir, el funcionamiento del motor es estable. Por el contrario, si la velocidad  $n$  del motor aumenta con el aumento de la corriente  $I_a$  o correspondientemente al momento  $M_a$ , entonces el funcionamiento estable del motor es posible solamente en casos especiales (fig. 10-16, d), mientras que, por ejemplo, para  $M_{res}=\text{const}$  (fig. 10-16, c) ésta es imposible; físicamente esto se explica

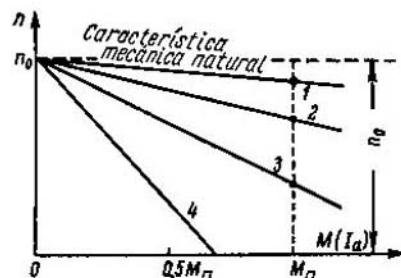


Fig. 10-15. Características mecánicas de un motor en derivación

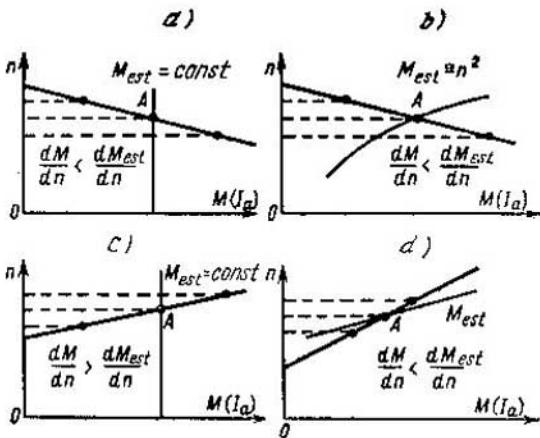


Fig. 10-16. Condiciones de estabilidad de funcionamiento de un motor en derivación para diferentes características mecánicas del motor y del mecanismo accionado

por el hecho de que si, por ejemplo, por cualquier causa aumenta la corriente  $I_a$ , entonces esto provoca el aumento de la velocidad  $n$  que, a su vez, conducirá al aumento de la corriente  $I_a$ , etc.

De lo expuesto se desprende que

**los motores de excitación en paralelo, por lo general, deben tener una característica de velocidad y mecánica decreciente,**

de tal modo que se asegure el funcionamiento estable en todos los casos. Para ello (véase el § 10-11, p. C) el motor va dotado de un devanado de excitación en serie ligero, es decir, compuesto de un número pequeño de espiras, conectado en concordancia con el devanado de excitación en paralelo y llamado *devanado estabilizador*. Así precisamente se cumplen los motores de excitación en paralelo de la serie PN de la fábrica "Electrosila", a excepción de dos dimensiones tipo PN-400 y PN-550 (véase la tabla 11-1).

**D. Características mecánicas de los motores de excitación en serie:**  $n=f(M)$  siendo  $U=U_n=\text{const}$  y  $R_t=\text{const}$ . Dado que con la variación de la carga la saturación del acero del motor de excitación en serie varía en amplios límites, su característica mecánica puede ser expresada analíticamente en forma simple solamente en el caso particular cuando la máquina no está saturada y, por consiguiente,  $\Phi \sim I_a$ . En este caso  $M=C_{\text{cob}} I_a^2$ , de donde  $I_a=C_{\text{cob}} \sqrt{M}$ , y puesto que

$$n = \frac{U - I_a (R_a + R_t)}{C_e \Phi}$$

entonces

$$n = \frac{U - I_a (R_a + R_t)}{C_e I_a} - C_e \frac{U}{\sqrt{M}} - C, \quad (10-32)$$

es decir,

la característica mecánica de un motor de excitación en serie no saturado tiene forma hiperbólica.

En la fig. 10-17 vienen representadas las características mecánicas de un motor de excitación en serie trazadas para diferentes resistencias  $R_r$ , insertadas en el circuito del inducido. La curva 1, trazada para  $R_r=0$ , se llama *característica mecánica natural*. En su parte inferior, donde el motor ya está saturado, las curvas se diferencian visiblemente de la hipérbola.

Dado que el motor de excitación en serie tiene una característica mecánica bruscamente decreciente, su funcionamiento es prácticamente siempre estable.

### 10-13. Características de frenado de los motores de corriente continua

**A. Clases de frenado.** En toda una serie de instalaciones los regímenes de frenado eléctrico de los motores tienen gran importancia. El frenado puede ser: a) con recuperación de la energía en la red o regenerativo; b) por el método de conexión en oposición y c) dinámico.

**B. Frenado regenerativo.** Para un motor de excitación en paralelo el frenado regenerativo tiene lugar cuando la máquina, que funciona en el régimen de motor, se pone en rotación por el mecanismo accionado con una velocidad mayor que la velocidad de marcha en vacío  $n_0$ . En este caso la f.e.m.  $E_a = C_e n \Phi$  se hace mayor que la tensión en la red y, por lo tanto, la corriente  $I_a = (U - E_a)/R_a$  varía de signo; correspondientemente varía el signo del momento  $M$  desarrollado por la máquina, es decir, la máquina comienza a funcionar en el régimen de generador en paralelo con la red. Las partes de las características mecánicas 1 y 2 que se refieren al régimen de frenado regenerativo son la continuación de las correspondientes características del motor y están situadas en el segundo cuadrante (fig. 10-18).

Para el motor de excitación en serie el asunto es un poco más complicado, puesto que el motor no puede pasar por sí mismo del régimen de motor al régimen de frenado regenerativo aumentando simplemente la velocidad; al aumentar esta última disminuye el flujo  $\Phi$ , y la fuerza contraelectromotriz  $E_a$  puede aproximarse a la tensión  $U$  de la red, pero no sobrepasarla. Por esta razón, el frenado regenerativo de la máquina de excitación en serie se efectúa haciéndola pasar a la excitación en paralelo y al funcionamiento correspondiente a esta excitación (véase

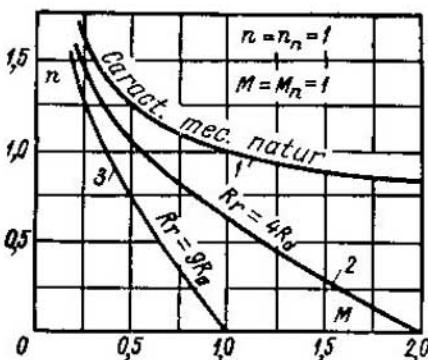


Fig. 10-17. Características mecánicas de un motor en serie

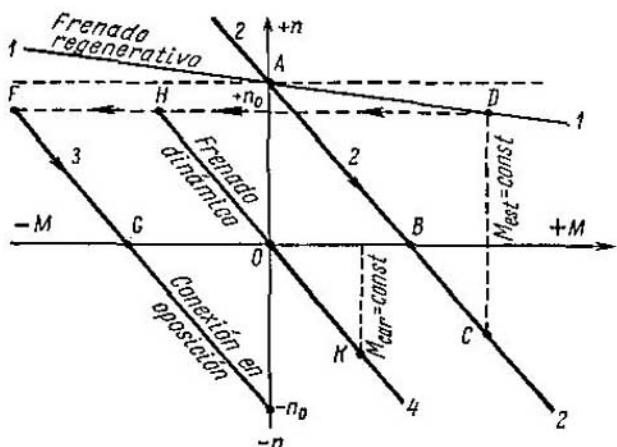


Fig. 10-18. Características mecánicas de un motor en derivación en regímenes de frenado

más arriba). El frenado regenerativo de los motores de excitación en serie se emplea ampliamente en el transporte eléctrico.

**C. Frenado por el método de conexión en oposición.** Este régimen se realiza por dos procedimientos: a) cuando el mecanismo accionado pone la máquina en rotación en sentido contrario al de acción del momento desarrollado por la máquina y b) al cambiar el sentido de rotación del motor por el opuesto cambiando el sentido de la corriente en el inducido del motor.

El primer caso tiene lugar, por ejemplo, al insertar en el circuito del inducido del motor, que eleva una carga, una resistencia  $R_r$ , lo suficientemente grande. Examinemos primeramente el proceso de frenado en un motor de excitación en paralelo, considerando que el momento  $M_{res} = \text{const}$ . Al conectar la resistencia  $R_r$ , el motor pasa de la característica mecánica natural 1 (fig. 10-18) a la característica mecánica 2 correspondiente a la resistencia  $R_r$ . Si en el instante en que se conecta la resistencia  $R_r$ , la corriente  $I_a$  se limita en tal grado que el momento del motor  $M = C_{coh} I_a \Phi$  se hace menor que el momento estático  $M_{est}$  ( $M_{res}$ ), en el árbol del motor surge un momento dinámico negativo  $M_f$  [véase la fórmula (10-9)] y la velocidad de rotación del motor comienza a decelerarse. En este caso la f.e.m.  $E_a$  disminuirá, mientras que la corriente  $I_a = (U - E_a) / \Sigma R_a$  aumentará, correspondientemente a lo cual aumentará también el momento  $M$ . Este proceso de disminución de la velocidad  $n$  paralelamente con el aumento del momento  $M_f$  transcurrirá hasta que  $M$  se haga igual a  $M_{est}$ ; en este caso  $M_f = 0$ , y cesa la ulterior variación de la velocidad. Para unos valores de  $R_r$  y  $M_{est}$  lo suficientemente grandes el motor, decelerándose, puede pararse (punto B de la característica 2 en la fig. 10-18), y luego comenzar a girar en el sentido contrario. La velocidad estacionaria de bajada

de la carga se determina por el punto *C* en el que la característica 2 se interseca con la recta  $M_{\text{est}} = \text{const}$ . En el régimen considerado al motor se suministra una potencia de la red  $P_{\text{elec}} = UI_a$  y una potencia del árbol del mecanismo  $P_{\text{mec}} = E_a I_a$ ; siendo la suma  $P_{\text{elec}} + P_{\text{mec}} = UI_a + E_a I_a = I_a^2(R_a + R_t)$ , es decir, se consume totalmente en las resistencias del circuito del inducido.

Un proceso análogo tiene lugar durante el frenado de un motor de excitación en serie. Al variar el sentido de rotación del inducido la máquina puede pasar al régimen de generador con autoexcitación. Pero, con las resistencias  $R_t$  que se insertan en el circuito del inducido para limitar la corriente, la posibilidad de autoexcitación de la máquina prácticamente se excluye.

El segundo caso de frenado por conexión en oposición tiene lugar cuando deseamos parar rápidamente, por ejemplo, el carro de grúa. Para esto cambiamos la polaridad de los bornes del inducido y, por consiguiente, el sentido de la corriente  $I_a$ . Consideraremos, como antes, que  $M_{\text{est}} = \text{const}$  y  $i_{\text{ex}} = \text{const}$ . En los primeros instantes después de la conmutación, el inducido continuará girando en el mismo sentido que antes de la conmutación, utilizando la energía cinética de las piezas en movimiento del accionamiento. En estas condiciones el signo de la f.e.m.  $E_a$  permanece invariable, mientras que el signo de la tensión  $U$  de la red cambia respecto de  $E_a$  por el contrario.

Por consiguiente,

$$I_a = \frac{-U - E_a}{R_a + R_t} = -\frac{U + E_a}{R_a + R_t},$$

donde  $R_t$  es la resistencia adicional insertada en el circuito del inducido para limitar la corriente  $I_a$ . Así pues, la corriente  $I_a$  cambia su signo por el contrario y en el árbol del motor surge un momento de frenado  $-M = C_{\text{coh}}(-I_a)\Phi$ .

En el primer instante después de la conmutación el trabajo del motor se determina por el punto *F* (fig. 10-18) que corresponde al momento  $-M$  y a la velocidad  $n$  que tenía el motor antes de la conmutación. Bajo la acción del momento de frenado  $-M$  el motor comenzará a decelerarse, y correspondientemente a esto disminuirán la f.e.m.  $E_a$ , la corriente  $I_a$  y el momento  $M$ . El motor pasa al funcionamiento por la característica 3 y para la resistencia  $R_t$  adecuadamente dada puede pararse (punto *G* de la característica 3 en la fig. 10-18), y luego comenzar a girar en el sentido del momento  $-M$ , es decir, en sentido contrario respecto al inicial. Si esto es indeseable el motor se desconecta de la red cuando  $n=0$ .

Un proceso análogo tiene también lugar durante el frenado de un motor de excitación en serie.

**D. Frenado dinámico.** Durante el frenado dinámico de un motor de excitación en paralelo el inducido del motor se desconecta de la red y se cierra a la resistencia de carga  $R_{\text{car}}$ , mientras que la corriente en el circuito de excitación permanece invariable. La máquina comienza a funcionar en el régimen de generador de excitación inde-

pendiente utilizando la reserva de energía cinética del grupo. Puesto que en este caso  $U=0$ , entonces, de acuerdo con la fórmula (10-31), la ecuación de la característica mecánica de la máquina tiene la forma:

$$n = \frac{M(R_a + R_{car})}{C_e C_{cob} \Phi^2}.$$

Esta ecuación corresponde a una recta que pasa por el origen del sistema de coordenadas, del segundo cuadrante al cuarto. El proceso de frenado sucede de la manera siguiente. Supongamos que la máquina funcionaba en el régimen de motor, determinado por el punto  $D$  de la característica  $I$  (fig. 10-18). En el primer instante después de pasar la máquina al régimen de frenado dinámico la velocidad de rotación de la máquina prácticamente no varía y correspondientemente no varía la f.e.m.  $E_a = C_e n \Phi$ . Pero la corriente  $I_a$  cambia su sentido, por cuanto en el régimen de motor  $I_a = (U - E_a)/R_a$ , y en el régimen de generador  $I_a = -E_a/(R_a + R_{car})$ . Por consiguiente, en el árbol de la máquina surge un momento de frenado  $-M$ , y el trabajo de la máquina se determina por el punto  $H$  (fig. 10-18) que corresponde a este momento y a la velocidad inicial  $n$ .

En lo sucesivo la velocidad de rotación disminuye según la característica  $4$ , puede hacerse igual a cero, y luego la máquina puede comenzar a girar en sentido contrario ( $-n$ ) bajo la acción, por ejemplo, de la carga que desciende. La velocidad estacionaria de bajada de la carga se determina por el punto  $K$  en el que la característica  $4$  se interseca con la recta del momento  $M_{car}$  creado por la carga, siendo  $M_{car} = \text{const.}$

El frenado dinámico de un motor de excitación en serie puede realizarse del mismo modo que en el motor de excitación en derivación es decir, con excitación independiente. No obstante, este régimen no es económico debido al gran consumo de energía en la excitación.

El frenado en el caso de autoexcitación de la máquina de excitación en serie tiene la insuficiencia de que a pequeñas velocidades la máquina no se excita, y al alcanzar una velocidad determinada el proceso de autoexcitación transcurre rápidamente y va acompañado del surgimiento de considerables momentos de frenado en el árbol de la máquina, cosa que puede reflejarse negativamente en el funcionamiento del grupo.

#### *10-14. Características de regulación de los motores de corriente continua*

En lo que concierne a la regulación de la velocidad de rotación los motores de corriente continua poseen una serie de ventajas sumamente valiosas, que, en toda una serie de casos, hacen que éstos sean insustituibles.

Aquí tendremos principalmente en cuenta los límites de regulación de la velocidad y la economía de la operación de regulación,

tocando otros problemas (tiempo de arranque, dispositivos de arranque, etc.) solamente de paso.

De acuerdo con la fórmula (10-29) tenemos:

$$n = \frac{U - I_a(R_a + R_r)}{C_e \Phi}. \quad (10-33)$$

De esta fórmula se desprende que la velocidad de rotación de los motores de corriente continua se puede regular:

- 1) variando la tensión de la red  $U$ ;
- 2) variando la caída de tensión en el circuito del inducido  $I_a(R_a + R_r)$ ;
- 3) variando el flujo de excitación  $\Phi$ .

Los procedimientos 2 y 3 son posibles en las instalaciones corrientes de tensión constante en la red, y el procedimiento 1, sólo en instalaciones especiales que permiten la regulación de la tensión  $U$ .

#### 10-15. Regulación de la velocidad de rotación con ayuda de un reóstato conectado en el circuito del inducido

**A. Motor de excitación en paralelo.** El esquema del motor viene dado en la fig. 10-8. El reóstato  $R_r$  en el circuito del inducido debe ser elegido de tal manera que la regulación de la velocidad se pueda realizar en los límites deseados. Consideraremos que durante la regulación la tensión en la red y la corriente de excitación permanecen constantes, o sea,  $U = \text{const}$  y  $i_{ex} = \text{const}$ . Admitamos, además, que el momento estático  $M_{est} = M_0 + M_2$  no depende de la velocidad de rotación del motor, es decir,  $M_{est} = \text{const}$ . En el régimen estacionario de funcionamiento antes de la regulación tenemos (véase la fórmula (10-5)):

$$I_{a1} = \frac{U - E_a}{R_a} = \frac{U - C_e n \Phi}{R_a}.$$

Insertemos ahora en el circuito del inducido la resistencia  $R_r$ , pasando el contacto móvil del reóstato de la posición 1 a la posición 2 ó 3. Supongamos que la inercia mecánica de las piezas giratorias del motor y del mecanismo accionado es relativamente tan grande que podemos menospreciar la variación de la velocidad de rotación  $n$  del motor en el primer instante  $\Delta t$  después de conectar el reóstato. Entonces la corriente en el circuito del inducido disminuye hasta el valor

$$I'_a = \frac{U - C_e n \Phi}{R_a + R_r} = I_{a1} \frac{R_a}{R_a + R_r}.$$

Esta disminución de la corriente del inducido provoca la disminución del momento de rotación del motor  $M = C_{cub} I_a \Phi$  proporcionalmente a la relación  $I'_a/I_{a1}$ , si se desprecia la reacción del inducido y se considera que para  $r_{ex} = \text{const}$  el flujo  $\Phi \approx \text{const}$ . Por consiguiente, en el árbol del motor surge un momento dinámico negativo  $M_f = M - M_{est}$

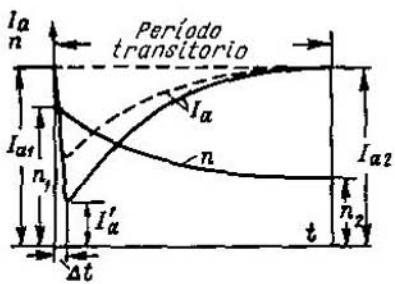


Fig. 10-19. Regulación de la velocidad de un motor en derivación con ayuda de un reóstato conectado en el circuito del inducido

$= I_{a1}$  y  $M_2 = M_1$ , véase la fig. 10-19). Puesto que en este caso  $M_j = 0$ , el motor comienza a funcionar en un régimen estacionario nuevo siendo  $n_2 < n_1$ , además,

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{U - I_{a1}(R_a + R_t)}{U - I_{a1}R_a}.$$

De lo expuesto se desprende que a) la potencia suministrada al motor desde la red  $P_1 = UI_a$  permanece invariable; b) la potencia útil del motor  $P_2 = M_2 2\pi n$  disminuye proporcionalmente a  $n$ , correspondientemente a lo cual disminuye en el mismo grado el rendimiento de la instalación  $\eta = P_2/P_1$ ; c) las condiciones de refrigeración del motor empeoran, puesto que las pérdidas en el cobre del motor quedan constantes, mientras que la cantidad de aire de ventilación del motor disminuye casi proporcionalmente a la velocidad  $n$ ; d) las condiciones de conmutación mejoran algo a consecuencia de la disminución de la f. e. m. e, (véase la fórmula (5-35)).

Si el sistema del motor posee una inercia relativamente pequeña, entonces todo el proceso transcurre en el mismo orden que anteriormente, pero el punto de amplitud de corriente  $I'_a$  después de insertar la resistencia  $R_t$  será menor (línea de trazos en la fig. 10-19), puesto que simultáneamente con la disminución de la corriente  $I_a$  tiene lugar cierta disminución de la velocidad  $n$ .

**B. Motor de excitación en serie.** El proceso de regulación de la velocidad de este motor mediante la inserción de un reóstato en el circuito del inducido se complica por el hecho de que simultáneamente con la variación de la corriente  $I_a$  varía la corriente de excitación. Para aclarar el carácter del proceso basta examinar dos casos extremos: a) cuando el sistema magnético del motor está muy saturado y, b) cuando no está saturado. En el primer caso las condiciones de regulación de la velocidad del motor de excitación en serie son las mismas que para el motor examinado más arriba de excitación en paralelo, puesto que se puede considerar que en el motor de excitación en serie saturado hasta el límite  $\Phi \approx \text{const}$ . En el segundo caso  $\Phi \sim I_a$ . Ori-

véase la fórmula (10-9)], bajo la acción del cual la velocidad del motor comienza a disminuir. Pero la disminución de la velocidad provoca la disminución proporcional de la f.c.e.m.  $E_a = C_e n \Phi = C_e n$  y correspondientemente el aumento de la corriente  $I_a$  proporcionalmente a la diferencia  $U - C_e n$ . Este proceso de disminución de  $n$  y de la f. c. e. m.  $E_a$  y paralelamente con esto el aumento de la corriente  $I_a$  tendrá lugar hasta que la corriente  $I_a$  y, por lo tanto, el momento rotatorio  $M$  alcancen sus valores iniciales ( $I_{a2} = I_{a1}$  y  $M_2 = M_1$ , véase la fig. 10-19). Puesto que en este caso  $M_j = 0$ , el motor comienza a funcionar en un régimen estacionario nuevo siendo  $n_2 < n_1$ , además,

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{U - I_{a1}(R_a + R_t)}{U - I_{a1}R_a}.$$

De lo expuesto se desprende que a) la potencia suministrada al motor desde la red  $P_1 = UI_a$  permanece invariable; b) la potencia útil del motor  $P_2 = M_2 2\pi n$  disminuye proporcionalmente a  $n$ , correspondientemente a lo cual disminuye en el mismo grado el rendimiento de la instalación  $\eta = P_2/P_1$ ; c) las condiciones de refrigeración del motor empeoran, puesto que las pérdidas en el cobre del motor quedan constantes, mientras que la cantidad de aire de ventilación del motor disminuye casi proporcionalmente a la velocidad  $n$ ; d) las condiciones de conmutación mejoran algo a consecuencia de la disminución de la f. e. m. e, (véase la fórmula (5-35)).

Si el sistema del motor posee una inercia relativamente pequeña, entonces todo el proceso transcurre en el mismo orden que anteriormente, pero el punto de amplitud de corriente  $I'_a$  después de insertar la resistencia  $R_t$  será menor (línea de trazos en la fig. 10-19), puesto que simultáneamente con la disminución de la corriente  $I_a$  tiene lugar cierta disminución de la velocidad  $n$ .

**B. Motor de excitación en serie.** El proceso de regulación de la velocidad de este motor mediante la inserción de un reóstato en el circuito del inducido se complica por el hecho de que simultáneamente con la variación de la corriente  $I_a$  varía la corriente de excitación. Para aclarar el carácter del proceso basta examinar dos casos extremos: a) cuando el sistema magnético del motor está muy saturado y, b) cuando no está saturado. En el primer caso las condiciones de regulación de la velocidad del motor de excitación en serie son las mismas que para el motor examinado más arriba de excitación en paralelo, puesto que se puede considerar que en el motor de excitación en serie saturado hasta el límite  $\Phi \approx \text{const}$ . En el segundo caso  $\Phi \sim I_a$ . Ori-

tándose como antes en un sistema con una inercia mecánica suficientemente grande se puede escribir la ecuación de las f. e. m. para el intervalo de tiempo  $\Delta t$  que sucede inmediatamente después de insertar el reóstato, en la forma

$$U = C'_e n I'_a + I'_a (R_a + R_r),$$

de donde

$$I'_a = \frac{U}{C'_e n + (R_a + R_r)}.$$

Antes de conectar el reóstato teníamos:

$$I_{a1} = \frac{U}{C'_e n + R_a}.$$

Por consiguiente,

$$I'_a = I_{a1} \frac{C'_e n + R_a}{C'_e n + (R_a + R_r)}.$$

Como  $C'_e n$  excede de  $R_a$  aproximadamente en 10 y más veces, entonces, en el motor de excitación en serie no saturado, el punto de amplitud de corriente durante la regulación de la velocidad está expresado más débilmente que en el motor saturado. En lo sucesivo el proceso de regulación transcurre como en el motor de excitación en paralelo, es decir, siendo  $M_{est} = \text{const}$ ,

$$I_{a2} I_{a1} \text{ y } \frac{n_2}{n_1} = \frac{U - I_{a1}(R_a + R_r)}{U - I_{a2} R_a}.$$

La valoración de este procedimiento de regulación de la velocidad es la misma que más arriba. Si el momento de resistencia creado por el accionamiento en el árbol del motor depende de la velocidad  $n$  (por ejemplo, para un ventilador  $M_{est} \sim n^2$ ), entonces el proceso de regulación de la velocidad marcha en lo fundamental así como en el caso cuando el momento es constante, pero en este caso la corriente  $I_{a2}$ , que se hace estacionaria después de insertar la resistencia  $R_r$ , no alcanza su valor anterior  $I_{a1}$  en conformidad con el menor momento en el árbol del motor; de modo igual la rotación disminuye en menor grado que siendo  $M_{est} = \text{const}$ , conforme a la menor caída de tensión  $I_a(R_a + R_r)$ .

#### 10-16. Regulación de la velocidad del motor variando la excitación

**A. Motor de excitación en derivación.** Consideraremos, como antes, que  $U = \text{const}$  y  $M_{est} = \text{const}$ . La resistencia en el circuito del inducido es  $R_r = 0$ .

Supongamos que insertando el reóstato  $r_t$  (véase la fig. 10-8) hemos disminuido la corriente de excitación desde el valor  $i_{ex1}$  hasta el valor  $i_{ex2}$ , y el flujo  $\Phi$ , desde el valor  $\Phi_1$  hasta el valor  $\Phi_2$ . Consideraremos, como antes, que en el primer instante después de insertar el reóstato se puede despreciar la variación de la velocidad de rotación  $n$ . Si  $I_{a1}$  y  $I'_a$  son las corrientes del inducido antes y después de insertar

el reóstato, entonces

$$I_{a1} = \frac{U - E_a}{R_a} = \frac{U - C_e n_1 \Phi_1}{R_a} \quad \text{y} \quad I'_a = \frac{U - C_e n_1 \Phi_2}{R_a},$$

de donde

$$\frac{I'_a}{I_{a1}} = \frac{U - C_e n_1 \Phi_2}{U - C_e n_1 \Phi_1}.$$

De esta fórmula se deriva que si, como habitualmente,  $E_a \approx (0,90 \div 0,96)U$ , entonces a la variación dada del flujo  $\Phi$  le corresponde una variación muchas veces mayor de la corriente del inducido  $I_a$ . Sea, por ejemplo,  $\Phi_2 = 0,8\Phi_1$  y  $E_a = 0,92U$ , entonces

$$\frac{I'_a}{I_{a1}} = \frac{1 - 0,8 \cdot 0,92}{1 - 0,92} = 3,3,$$

es decir, al disminuir el flujo  $\Phi$  sólo en un 20% la corriente  $I_a$  aumenta en el primer instante más de tres veces. Para valores relativamente grandes de  $E_a$  los puntos de amplitud de corriente  $I_a$  en el instante inicial pueden ser aún mayores.

Conforme a un aumento considerablemente mayor de la corriente  $I_a$  en comparación con la disminución del flujo  $\Phi$  el momento de rotación del motor aumenta en la relación  $C_{\text{cob}} I'_a \Phi_2 / C_{\text{cob}} I_{a1} \Phi_1$ ; puesto que, de acuerdo con la condición, el momento estático de resistencia  $M_{\text{est}} = \text{const}$ , en el árbol del motor surge un momento dinámico positivo  $M_f$ , bajo la acción del cual comienza a aumentar la velocidad del motor. Proporcionalmente a este aumento de la velocidad aumenta la fuerza contraelectromotriz del motor  $E_a$  y disminuye la corriente  $I_a$ . Tal proceso de aumento de la velocidad y simultáneamente con esto de disminución de la corriente  $I_a$  continúa hasta que el momento de rotación  $M$  se haga igual al momento de resistencia  $M_{\text{est}}$ ; en estas condiciones  $M_f = 0$ , y el motor pasa al funcionamiento en un régimen estacionario nuevo determinado por el nuevo valor de la corriente  $I_{a2}$  y el nuevo valor de la velocidad  $n_2$ . De acuerdo con las fórmulas (10-10) y (10-5) tenemos:

$$I_{a2} = \frac{M}{C_{\text{cob}} \Phi_2} \quad \text{y} \quad n = \frac{U - I_{a2} R_a}{C_e \Phi_2}.$$

Las variaciones de la corriente  $I_a$  y la velocidad  $n$  siendo  $U = \text{const}$  y  $M_{\text{est}} = \text{const}$  se muestran gráficamente en la fig. 10-20. La potencia suministrada al motor  $P_1 = U(I_a + i_{\text{ex}})$  crece prácticamente proporcionalmente a la corriente  $I_a$ , la potencia  $P_2 = M_2 \cdot 2\pi n$  crece proporcionalmente a la velocidad; con tal aumento simultáneo de las potencias suministrada y entregada, el rendimiento del motor varía poco. De este modo, este procedimiento permite regular la velocidad de rotación del motor de excitación en paralelo suave y económicamente. Junto con esto: a) las condiciones de commutación se complican perceptiblemente como resultado de la mayor velocidad del motor y del aumento de la corriente  $I_a$  y, por consiguiente, de la carga li-

neal A; b) empeoran algo las condiciones de refrigeración del inducido, puesto que las pérdidas en el cobre del devanado del inducido aumentan en mayor grado que la cantidad de aire de ventilación; c) disminuye el grado de estabilidad de funcionamiento del motor, ya que se debilita el campo fundamental y aumenta la reacción del inducido. Por esta razón, los motores de excitación en paralelo destinados para el funcionamiento en el régimen de velocidad variable, por ejemplo 1 : 2 ó 1 : 3, se deben calcular especialmente en el sentido mecánico, de commutación y térmico.

Si el campo magnético está fuertemente debilitado, particularmente si las escobillas en las máquinas con polos auxiliares están instaladas con cierto desplazamiento en el sentido contrario a la rotación del inducido, es decir, ejercen efecto desmagnetizante, pueden surgir "tambaleos", o sea, oscilaciones periódicas de la velocidad de rotación alrededor de cierto valor medio de ésta. En este caso, tiene gran importancia el efecto desmagnetizante de la reacción del inducido.

Si aumenta casualmente la velocidad de rotación  $n$  del motor que funciona con un campo debilitado con una característica  $n=f(I_a)$  del tipo 2 ó 3 en la fig. 10-9, puede comenzar a aumentar la corriente  $I_a$ , lo que provoca la disminución ulterior del flujo  $\Phi$  y, por consiguiente, el aumento de la velocidad  $n$ . El motor se acelerará espontáneamente.

En condiciones determinadas, un aumento considerable de la caída de tensión en el circuito del inducido  $I_{a\alpha}r_\alpha$  y una disminución del momento rotatorio desarrollado por el motor  $M=C_{\text{cob}}I_a\Phi < M_{\text{est}}$ , conducirán a la caída de la velocidad y a la disminución de la corriente  $I_a$ . El motor se decelerará.

Así pues, puede surgir el proceso de variación periódica espontánea de la velocidad, o sea, el "tambaleo" del motor.

El análisis matemático de este fenómeno muestra que en dependencia de los parámetros del motor son posibles los siguientes regímenes de variación de su velocidad: a) aperiódico amortiguado, b) periódico amortiguado, c) periódico estacionario con frecuencia de oscilaciones  $f=10 \div 50$  períodos por minuto y d) periódico o aperiódico acreciente.

Para evitar la variación de la velocidad, se debe calcular adecuadamente el sistema magnético de los motores en los que tales variaciones son posibles (por ejemplo, en los motores con amplia regulación de la velocidad mediante la debilitación del campo fundamental).

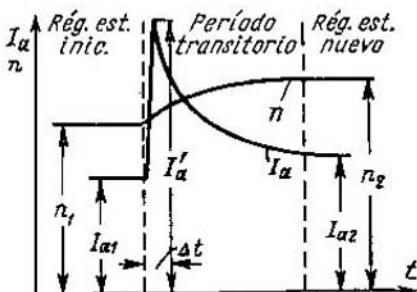


Fig. 10-20. Regulación de la velocidad de un motor en derivación con auxilio de un reóstato intercalado en el circuito de excitación

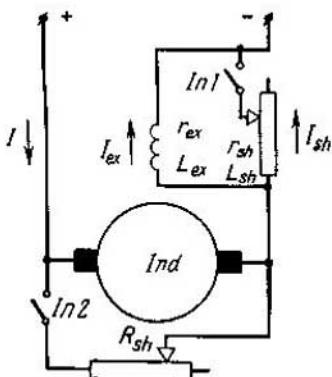


Fig. 10-21. Esquema para la regulación de la velocidad de un motor en serie

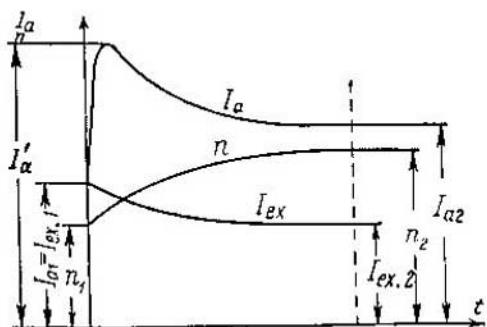


Fig. 10-22. Regulación de la velocidad de un motor en serie por medio del shuntado del arrollamiento de excitación

**B. Motor de excitación en serie.** Existen dos procedimientos fundamentales de regulación de la velocidad del motor de excitación en serie mediante la variación del flujo de excitación  $\Phi$ : a) por shuntado o seccionamiento del arrollamiento de excitación y b) por shuntado del inducido (fig. 10-21).

*Regulación de la velocidad mediante el shuntado del arrollamiento de excitación.* Supongamos que  $U = \text{const}$ ,  $M_{\text{est}} = \text{const}$  y que se conoce la corriente  $I_a$  durante el funcionamiento del motor no shuntado, es decir, con el interruptor (autématas)  $In1$  desenchufado. Al enchufar el interruptor  $In1$  el régimen de funcionamiento del motor varía bruscamente, pero puesto que el arrollamiento de excitación posee una inercia electromagnética considerable, entonces el flujo magnético total de este arrollamiento y, por lo tanto, el flujo magnético  $\Phi_1$ , creado por este arrollamiento, y la corriente de excitación tienden a permanecer invariables. Por eso, en el primer instante después del shuntado la corriente en el devanado del inducido aumenta en la magnitud de la corriente en el shunt  $I_{sh1}$  y constituye  $I_{a1} = I_{ex1} + I_{sh1} = I_{a1} + I_{sh1}$ . Por consiguiente,  $M' = C_{\text{cob}}\Phi_1(I_{a1} + I_{sh1}) = C_{\text{cob}}\Phi_1 I_1 > M_{\text{est}}$ , y en el árbol del motor surge un momento dinámico positivo  $M_j = M' - M_{\text{est}}$ , bajo la acción del cual el motor comienza a desarrollar una alta velocidad.

Si se desprecia la pequeña caída de tensión en el circuito del inducido, entonces la ecuación de las f. e. m. se escribirá en la forma  $U = C_e n \Phi$ ; de aquí se ve que al aumentar  $n$  disminuirá el flujo  $\Phi$  y, por consiguiente, disminuirá la corriente  $I_{ex}$ ; esto llevará tras de sí la disminución de la corriente en el shunt  $I_{sh}$  (ley de circuitos derivados) y la corriente en el inducido  $I_a = I_{ex} + I_{sh}$  (fig. 10-22). Este proceso de la variación simultánea de la velocidad  $n$  y las corrientes  $I_{ex}$  y  $I_a$  continúa hasta que la corriente en el inducido y el flujo de excitación alcanzan tales valores nuevos  $I_{a2}$  y  $\Phi_2$ , para los cuales

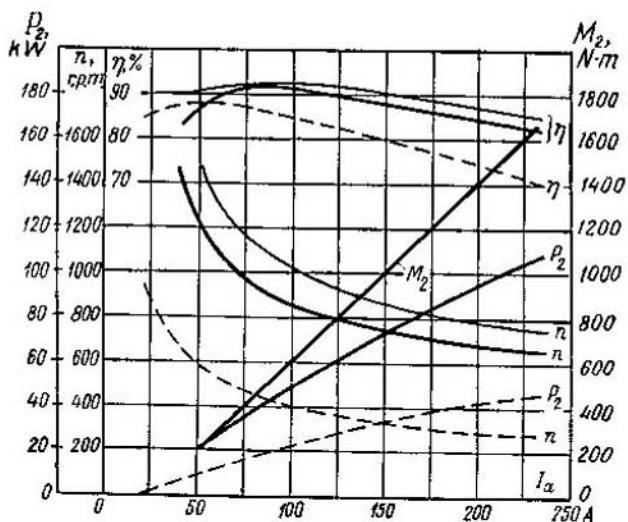


Fig. 10-23. Características del motor de tracción "ДТИ-60" para  $U=550$  V (sin debilitamiento del campo);  $U=550$  V con  $k_{d.c.}=50\%$  y  $U=275$  V (sin debilitamiento del campo)

$M=C_{\text{cob}}I_{a2}\Phi_2=C_{\text{cob}}I_{a1}\Phi_1=M_{\text{est}}$ . En este caso  $M_j=0$ , y el motor comienza a funcionar en un nuevo régimen estacionario con la velocidad  $n_2 \approx n_1 (\Phi_1/\Phi_2)$  (fig. 10-22). En conformidad con la corriente  $I_{a2}$  aumenta la potencia suministrada al motor  $P_1=UI_{a2}$ ; aumenta también la potencia útil  $P_2=M_22\pi n$ , con la particularidad de que el rendimiento del motor casi no varía, y para determinadas relaciones entre las diferentes clases de pérdidas puede también aumentar; en lo demás la valorización de este procedimiento de regulación del motor de excitación en serie es la misma que en el caso correspondiente para los motores de excitación en paralelo (véase el § 10-16, p. A).

El procedimiento examinado de regulación de la velocidad se emplea ampliamente en la tracción eléctrica. El coeficiente  $k_{d.c.}=I_{ex}/I_a$  se llama coeficiente de debilitamiento del campo. Habitualmente la resistencia en derivación se hace regulable, de tal modo que  $k_{ex}=-75\%, 61,5\%$  y  $50\%$ , pero en una serie de casos el campo se debilita aún más. En la fig. 10-23 se dan las características del motor de tracción (de tranvía) DT1-60 de la fábrica "Dinamo" "S. M. Kírov" de 60 kW de potencia (horaria), 550 V, 800 r. p. m.; con líneas gruesas se representan las curvas para  $U=550$  V sin campo debilitado, con líneas finas, las curvas para  $U=550$  V con un coeficiente de debilitamiento del campo  $k_{d.c.}=50\%$ , y con líneas de trazo, las curvas para  $0,5 U=275$  V sin debilitamiento del campo.

Durante el trabajo del motor en la línea hay que tener en cuenta la posibilidad de la separación del tomacorriente del conductor de

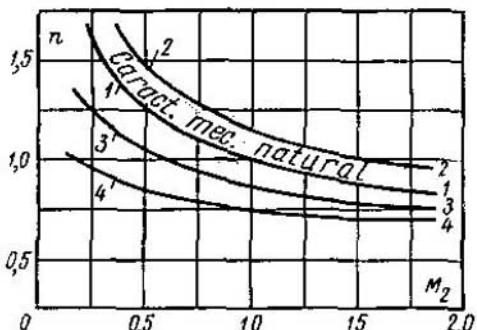


Fig. 10-24. Características mecánicas de un motor en serie para diferentes métodos de regulación de la velocidad

Para evitar esto, la resistencia es de tal modo que la distribución de la corriente entre el arrollamiento de excitación y el shunt en el proceso transitorio sea aproximadamente igual a la distribución de la corriente en el régimen estacionario.

*Regulación de la velocidad mediante el shuntado del inducido.* Durante el shuntado del inducido (véase la fig. 10-21) el interruptor *In 1* está desconectado, y el interruptor *In 2* está conectado. La marcha de los razonamientos es la misma que más arriba. La diferencia consiste en que en este caso en el primer instante después del shuntado la corriente de excitación permanece invariable, mientras que la corriente en el inducido disminuye en la magnitud de la corriente que se deriva en la resistencia en shunt; como resultado de esto surge un momento de aceleración negativo, y la velocidad de rotación del motor comienza a disminuir.

Al finalizar el proceso, la corriente en el inducido será menor que la inicial, y la corriente en el arrollamiento de excitación y, por consiguiente, la corriente que corre de la red, aumenta. En correspondencia con esto aumenta la potencia consumida por el motor  $P_1$ , mientras que su potencia útil  $P_2 = M_2 2\pi n$  disminuye. De aquí se desprende que este procedimiento de regulación de la velocidad del motor de excitación en serie es bastante no económico. Por esta razón, este procedimiento se emplea solamente allí donde el precio de la energía eléctrica no es un factor de importancia y donde, por ejemplo, en los talleres de fundición, hace falta para breve tiempo disminuir considerablemente la velocidad del motor. En toda una serie de instalaciones, por este procedimiento la velocidad se regula en los límites de 1 : 5 y más.

En la fig. 10-24 se confrontan las características mecánicas del motor de excitación en serie, trazadas en unidades relativas ( $M_n = 1$  y  $n_n = 1$ ), para diferentes procedimientos de regulación de la velocidad: la curva 1 es la característica mecánica natural, la curva 2, la caracte-

contacto, cuando el motor funciona cierto tiempo sin corriente, y su conexión ulterior a la red. Si el arrollamiento de excitación está derivado solamente por una resistencia activa, entonces, debido a su considerable inductancia la corriente circulará en el primer instante después de restablecer el contacto con la red solamente por la resistencia en derivación. El motor no desarrollará fuerza contraelectromotriz y la corriente de conexión puede superar los límites admitidos.

En derivación se hace inductiva de tal modo que la distribución de la corriente entre el arrollamiento de excitación y el shunt en el proceso transitorio sea aproxi-

terística en el caso de shuntado en un 50% del arrollamiento de excitación, las curvas 3 y 4 son las características para el caso de shuntado del inducido con dos resistencias diferentes.

### 10-17. Regulación de la velocidad mediante la variación de la tensión en la red

En los casos, cuando el motor está destinado para el funcionamiento en condiciones en que varía ampliamente la velocidad, el método más conveniente de variación de su velocidad, desde el punto de vista de utilización del motor y de fiabilidad de su funcionamiento, es mediante la variación de la tensión en los bornes, siendo la excitación independiente, que permite tener la magnitud total del flujo  $\Phi$  para todas las velocidades. En este caso, cuando la tensión en los bornes del motor se puede regular suavemente desde el valor cero hasta el máximo, es posible una amplia regulación de la velocidad del motor no sólo suave y económica, sino que también el arranque no reostático sin pérdidas en el reóstato de arranque.

Los sistemas más típicos de este género son: a) el sistema de Leonardo, o sistema generador — motor (abreviadamente GM), y b) el sistema de Leonardo — Ilgner, o sistema generador — motor con volante (abreviadamente GMV).

Uno de los esquemas principales posibles del sistema GM se muestra en la fig. 10-25. Aquí  $MA$  es un motor asincrónico de corriente trifásica, acoplado en un mismo árbol con el generador de corriente continua  $GCC$  y que junto con este último forma un sistema destinado para transformar la energía de la corriente alterna en energía de corriente continua;  $MCC$  es el motor de corriente continua de maniobra;  $E$  es el excitador que alimenta los circuitos de excitación del generador y el motor de corriente continua.

En el caso general el generador de corriente continua puede alimentar varios motores de corriente continua, si éstos trabajan en

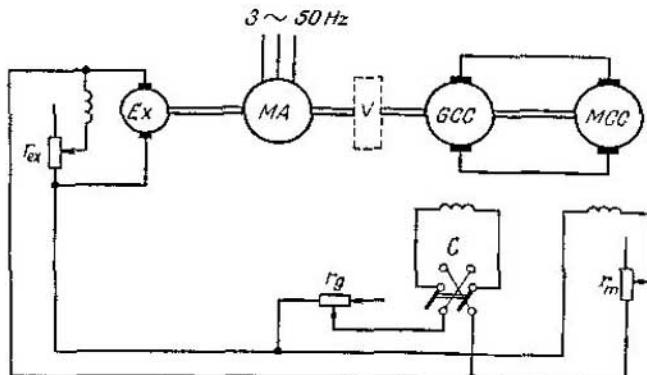


Fig. 10-25. Esquema principal del sistema generador — motor

iguales condiciones. En vez del motor asincrónico con frecuencia, particularmente en los casos de potencias grandes y medias, se emplean motores sincrónicos que giran con una velocidad estrictamente constante. Para la excitación a veces se emplean grupos de excitación independientes compuestos de un motor asincrónico y un excitador.

Durante la puesta en marcha, disminuimos con ayuda del reóstato  $r_t$  la corriente de excitación del generador y, por consiguiente, la tensión aplicada al motor de tal modo que se limite adecuadamente la corriente de arranque del motor y al mismo tiempo que el motor pueda ponerse en rotación con cierta aceleración. Con esto no hay necesidad de reóstato de arranque, disminuyen las pérdidas de energía en el período de arranque y se facilita el gobierno de la operación, por cuanto se realiza con auxilio del reóstato  $r_t$  en vez del voluminoso reóstato de arranque.

La regulación de la velocidad de rotación por el sistema MG se lleva a cabo siendo dado el valor de la corriente  $I_a$ , por ejemplo,  $I_a = I_n = \text{const}$ . En este caso, la variación de la velocidad desde cero hasta un límite inferior determinado se efectúa siendo constante el flujo del motor de corriente continua  $\Phi_{\text{mot}}$  aumentando la tensión del generador  $U_g$ . En estas condiciones, el momento desarrollado por el motor es  $M = C_{\text{cob}} I_a \Phi_{\text{mot}} = \text{const}$ , y la potencia es  $P_{\text{mot}} = M 2\pi n \sim n$  o bien, puesto que

$$n = \frac{U_g - I_a R_a}{C_e \Phi_{\text{mot}}} \approx C U_g,$$

entonces,  $P_{\text{mot}} \sim U_g$ , es decir, la potencia del motor es proporcional a la tensión  $U_g$  en los terminales del generador. El ulterior aumento de la velocidad se lleva a cabo con tensión constante del generador  $U_g = \text{const}$ , disminuyendo el flujo del motor  $\Phi_{\text{mot}}$ . En estas condiciones la potencia del motor es  $P_{\text{mot}} = U_g I_a = \text{const}$ , y el momento es  $M = P_{\text{mot}}/n$ .

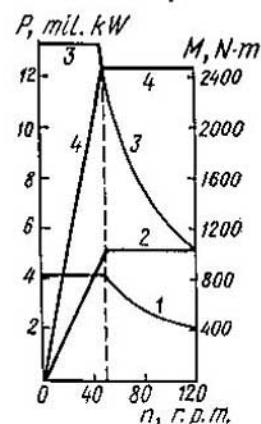


Fig. 10-26. Características de un motor reversible de laminador, alimentado por el sistema generador — motor

Así pues, en la primera etapa la regulación de la velocidad se realiza siendo constante el momento, y en la segunda, siendo constante la potencia. Para la ilustración, en la fig. 10-26 se dan las curvas 1 y 2 respectivamente del momento  $M$  y la potencia  $P$  de un motor reversible de 5200 kW de potencia. Hasta la velocidad  $n = 50$  r. p. m. la regulación se lleva a cabo con momento constante, y a partir de  $n = 50$  r. p. m. hasta 120 r. p. m., con la potencia constante. Las curvas 3 y 4 dan respectivamente los valores límites, llamados también de *interrupción*, del momento y la potencia.

En los últimos años, en los trenes laminadores de gran potencia (de 5 a 10 mil. kW) con gran número de contramarchas en la unidad

de tiempo (de 12 hasta 20 por minuto) ha obtenido gran divulgación el así llamado *sistema cuadrático* GM, en el que el generador y el motor de corriente continua tienen cada uno su excitador especial, con la particularidad de que el gobierno de la instalación se efectúa variando la corriente en el circuito de excitación de los excitadores. Esto simplifica y facilita en gran grado el gobierno, por cuanto las potencias de los excitadores no sobrepasan de 2—3% de la potencia de las máquinas principales. En la actualidad, en calidad de excitadores del sistema GM obtuvieron amplia aplicación máquinas de corriente continua especiales llamadas *amplidinos*, que automatizan el trabajo de la instalación y aumentan su rendimiento (véase el § 11-3, p. D).

El sistema GM permite obtener un arranque y cambio de marcha rápidos del motor de maniobra sin pérdidas en los reóstatos del circuito principal. Para realizar el cambio de marcha basta cambiar el sentido de la corriente de excitación del generador de corriente continua por el opuesto con ayuda del comutador C (véase la fig. 10-25).

El frenado del motor se realiza también regulando la tensión del generador. En este caso, si, disminuyendo rápidamente la excitación del generador, se hace su f. e. m. menor que la f. e. m. del motor, entonces este último pasa al régimen de generador y devuelve la energía de frenado a la red por intermedio del generador, que en estas condiciones funciona como motor obligando al motor de accionamiento de corriente alterna a funcionar como generador.

Si durante el trabajo del sistema GM se obtienen bruscas crestas de corriente, entonces sobre el árbol del motor de accionamiento se monta un volante, que acumula energía durante el período de aumento de la velocidad del motor y que la entrega cuando la velocidad disminuye (en la fig. 10-25 el volante V se muestra con línea de trazos). En este sistema (GMV) en calidad de motor de accionamiento se emplea sólo el motor asincrónico, puesto que el sincrónico gira con velocidad constante y, por lo tanto, no permite utilizar la energía del volante.

El sistema GMV permite equilibrar la carga y atenuar considerablemente las crestas de corriente en la red de alimentación de corriente alterna. Gracias al volante, la potencia del motor asincrónico con frecuencia se puede elegir menor que la potencia del motor de corriente continua. Así, por ejemplo, para el accionamiento de un tren de desbaste standard se instala un motor reversible de corriente continua de 5300 kW de potencia, mientras que la potencia del motor asincrónico es solamente de 3700 kW.

Los sistemas GM y GMV se emplean ampliamente en la industria para el accionamiento de los trenes de laminación, máquinas para el papel, accionamiento de la dirección, motores para grúas, etc.

## CAPÍTULO XI

### TIPOS FUNDAMENTALES Y ESPECIALES DE MÁQUINAS DE CORRIENTE CONTINUA Y PERSPECTIVAS DE SU DESARROLLO

#### 11-1. Observaciones preliminares

En las centrales eléctricas principales la energía eléctrica se genera en forma de corriente trifásica con frecuencia industrial, pero hay industrias donde sólo se puede trabajar con corriente continua (por ejemplo: en la fabricación del aluminio, en algunas ramas de la industria química, etc.); en otros casos (en trenes laminadores, etc.) la corriente continua es más ventajosa que la alterna. Para poder satisfacer las más distintas exigencias de los más diversos consumidores hoy día existen máquinas de corriente continua de distintas potencias: desde varios vatios hasta miles de kilovatios, de tensiones: desde varios voltios hasta miles de voltios, con diferentes velocidades de rotación y diversas características de funcionamiento. En este libro es imposible abarcar dicha cantidad de máquinas de corriente continua.

Por consiguiente, aquí sólo describiremos algunas máquinas especiales que representan mayor interés desde el punto de vista teórico y práctico.

#### 11-2. Tipos fundamentales de máquinas de corriente continua

A. **Máquinas de tipo normal.** Actualmente, las máquinas de corriente continua de tipo normal de potencias pequeñas y medias se fabrican en las series ΠΗ y Π.

En la tabla 11-1 están expuestos los datos principales de las máquinas de corriente continua de la serie ΠΗ con tensión de 220 V que aún se utiliza en la URSS.

Actualmente en la URSS se fabrica una nueva serie de máquinas normales de corriente continua Π predestinada a sustituir a la serie ΠΗ. En la tabla 11-2 se dan los datos técnicos principales de las máquinas de corriente continua de la serie Π (dimensiones exteriores tipo 13—17). En la tabla 11-3 se citan algunas datos de los motores de la serie Π (dimensiones exteriores tipo 9—11) con amplia regulación de las velocidades de rotación por debilitamiento del campo ( $1 : 4$  y  $1 : 8$ ). En la nueva serie única Π, en comparación con las

máquinas de la serie ПН, son mejor utilizados los materiales activos por 1 kW de potencia.

**B. Generadores y motores de tracción.** En las subestaciones de tracción, para transformar la corriente alterna en continua, como regla general, se instalan rectificadores a arco de mercurio. Pero, en algunos casos especiales resulta más ventajoso montar grupos de máquinas. Con este respecto se pueden considerar como típicos los grupos montados en las subestaciones de los ferrocarriles eléctricos de los puertos de Transcaucasia y Kizel constituidos por un motor sincrónico y dos generadores de excitación compuesta de 1000 kW, 1500 V, 667 A, acoplados en serie.

Los motores eléctricos de tracción se utilizan para poner en marcha el material móvil en los más diversos tipos de transporte: ferrocarriles eléctricos urbanos, suburbanos y principales, transporte por agua, interior de fábricas, de minas, etc. De acuerdo a esto se fabrican motores de corriente continua de diferentes potencias y tensiones: desde 1,5 a 5 kW y de 80 a 110 V para carretillas de acumuladores y locomotoras eléctricas de acumuladores de mina y de 500 a 2000 kW y de 750 a 1650 V para locomotoras eléctricas de servicio de línea con diferentes características de regulación y de frenado.

En los motores eléctricos de tracción existen dos regímenes de funcionamiento: *continuo* y *horario*.

Según el Standard de Estado de la URSS 2582—66, se llama potencia continua nominal de una máquina de tracción la potencia máxima  $P_{\infty}$  desarrollada en el árbol del motor u obtenida en los terminales del generador, con la cual la máquina puede funcionar largo tiempo en las condiciones de ventilación normal y con las ventanillas de inspección de los colectores cerradas. Con esto, los excesos admisibles de la temperatura (recalentamientos) de todas las piezas de la máquina no deben sobresalir de los límites establecidos por el Standard.

Respectivamente se llama potencia horaria de una máquina de tracción la potencia  $P_h$  desarrollada por la máquina en el curso de una hora con las mismas condiciones de ventilación y la misma exigencia con respecto a los recalentamientos que para la potencia continua.

A las potencias continua y horaria de un motor les corresponden los valores continuos y horarios de la corriente y la velocidad de rotación:  $I_{\infty}$ ,  $I_h$ ,  $n_{\infty}$ ,  $n_h$ . En los motores eléctricos modernos bien ventilados, por ejemplo, para las locomotoras eléctricas de servicio de línea, las relaciones  $P_h : P_{\infty} = 0,85 \div 0,90$  y  $n_h : n_{\infty} = 1,05 \div 1,1$ .

En comparación con las máquinas de tipo estacionario las condiciones de funcionamiento de los motores eléctricos de tracción son mucho peores, puesto que las dimensiones exteriores del motor están limitadas por el diámetro de las ruedas motrices y por la anchura de la vía; el motor funciona en condiciones de frecuentes arranques con considerables aceleraciones del material móvil y va acompañado de bruscos cambios de la tensión en los bornes del motor, de la corriente

| Forma de ranura<br>y tipo de deva-<br>rado           | Tipo de<br>máquina | Potencia, kW                            |                     |                     |                     |                    |                     |                      |                      |                      |                 | $2p$     | $D_a$ ,<br>mm | $l_a$ ,<br>mm | Z |  |  |  |  |  |
|--|--------------------|---|---------------------|---------------------|---------------------|--------------------|---------------------|----------------------|----------------------|----------------------|-----------------|----------|---------------|---------------|---|--|--|--|--|--|
|  |                    | Velocidad de rotación nominal, r. p. m. |                     |                     |                     |                    |                     |                      |                      |                      |                 |          |               |               |   |  |  |  |  |  |
|  |                    | Corriente nominal                       |                     |                     |                     |                    |                     |                      |                      |                      |                 |          |               |               |   |  |  |  |  |  |
|  |                    | Motor                                   |                     |                     |                     |                    | Generador           |                      |                      |                      |                 |          |               |               |   |  |  |  |  |  |
| Ranuras ovaladas, semicerradas, devanado de alambres | ПН-5               | 1,0<br>2800<br>5,85                     | 0,75<br>2000<br>4,4 | 0,52<br>1450<br>3,3 | 0,3<br>960<br>2,1   | —<br>—<br>—        | 95<br>2830<br>4,35  | 0,67<br>2300<br>2,9  | 0,37<br>1420<br>1,61 | —<br>—<br>—          | 2<br>98         | 90       | 14            |               |   |  |  |  |  |  |
|  | ПН-10              | 2,4<br>2850<br>13,3                     | 1,6<br>2000<br>9    | 1,0<br>1420<br>6,1  | 0,65<br>980<br>4,25 | —<br>—<br>—        | 2,2<br>2860<br>9,6  | 1,35<br>2000<br>5,88 | 0,85<br>1430<br>8,7  | —<br>—<br>—          | 2<br>118        | 110      | 18            |               |   |  |  |  |  |  |
|  | ПН-17,5            | 3,7<br>2850<br>20                       | 2,7<br>2100<br>15   | 1,75<br>1450<br>10  | 1,0<br>1000<br>5,75 | —<br>—<br>—        | 3,1<br>2860<br>13,5 | 2,1<br>2100<br>9,2   | 1,3<br>1430<br>5,65  | —<br>—<br>—          | 2<br>130        | 118      | 20            |               |   |  |  |  |  |  |
|  | ПН-28,5            |   |                     | 2,8<br>1600<br>15,6 |                     |                    |                     |                      | 3,4<br>2150<br>14,8  |                      |                 | 4<br>160 | 65            | 29            |   |  |  |  |  |  |
|  | ПН-45              | 7,0<br>2500<br>37,5                     | 6,6<br>2200<br>35   | 4,2<br>1500<br>22,6 | 2,5<br>1000<br>14,1 | —<br>—<br>—        |                     |                      | 5,4<br>2100<br>23,4  | 3,3<br>1440<br>14,4  | —<br>—<br>—     | 4<br>100 | 100           |               |   |  |  |  |  |  |
|  | ПН-68              |   |                     | 6,5<br>1550<br>35   |                     |                    |                     |                      | 8,0<br>2100<br>34,8  |                      | —<br>—          | 4<br>185 | 95            | 31            |   |  |  |  |  |  |
|  | ПН-85              |   |                     | 9,0<br>1500<br>48   | 5,6<br>1000<br>30   |                    |                     |                      | 11,3<br>1900<br>49   | 6,8<br>1460<br>29,5  | —<br>—          | 4<br>160 | 160           |               |   |  |  |  |  |  |
|  | ПН-100             |   |                     |                     | 10<br>1100<br>53    |                    |                     |                      |                      | 13,5<br>1460<br>58   | —<br>—          | 4<br>245 | 80            | 35            |   |  |  |  |  |  |
|  | ПН-145             |   |                     |                     | 21,0<br>1550<br>110 | 13,5<br>1050<br>73 | 8,5<br>780<br>46,5  |                      | 25<br>2000<br>25     | 16,5<br>1460<br>16,2 | 11<br>980<br>11 | 4<br>120 |               |               |   |  |  |  |  |  |

Tabla 11-1

| $h_d$ , mm                 | $b_d$ , mm | $K$ | $D_c$ , mm | $I_c$ , mm | $\delta/\delta_{aux}$ , mm | Resistencias de los polos principales, inducido, polos auxiliares y devanado en serie con carga nominal en régimen de motor y generador, $\Omega$ |  | Peso, kg   | Momento giratorio $GD^2$ , N.m* |
|----------------------------|------------|-----|------------|------------|----------------------------|---|--|------------|---------------------------------|
|                            |            |     |            |            |                            | $R_{sh}, R_a$   | $R_{aux}, R_p$   |            |                                 |
| 18,5<br>4<br>9,3/12,6      |            | 56  | 64         | 46         | 0,6<br>1,0                 | $0,52^*$<br>$\underline{1450^{**}}$<br>$\underline{910/8,6}$  | $0,67^*$<br>$\underline{2300^{**}}$<br>$\underline{1,79/0,224}$  | 44         | 0,3                             |
| 23,2<br>3,5<br>8,8/12,2    |            | 72  | 80         | 45         | 0,8<br>1,0                 | $1,0$<br>$\underline{1420}$<br>$\underline{726/2,74}$   | $0,85$<br>$\underline{2000}$<br>$\underline{0,7/0,22}$   | 65         | 0,8                             |
| 24,2<br>3,5<br>6,8/10,2    |            | 80  | 80         | 45         | 0,8<br>1,5                 | $1,75$<br>$\underline{1450}$<br>$\underline{578/1,25}$  | $2,1$<br>$\underline{2100}$<br>$\underline{0,44/0,45}$   | 80         | 1,3                             |
| 26,2<br>3,5<br>6,8<br>10,2 |            | 87  | 125        | 50         | 1,0<br>2,5                 | $2,8$<br>$\underline{1500}$<br>$\underline{374/0,0745}$<br>$4,4$<br>$\underline{1500}$<br>$\underline{298/0,4}$                                   | $3,4$<br>$\underline{2150}$<br>$0,036$<br>$5,4$<br>$\underline{2100}$<br>$0,19/0,43$                                 | 96<br>107  | 2,3<br>2,8                      |
| 28,2<br>4<br>8,2<br>10,2   |            | 87  | 125        | 50<br>62   | 1,0<br>3,0                 | $6,5$<br>$\underline{1550}$<br>$\underline{250/0,257}$<br>$9,0$<br>$\underline{1500}$<br>$\underline{228/0,144}$                                  | $8,0$<br>$\underline{2100}$<br>$\underline{0,107/0,012}$<br>$11,3$<br>$\underline{1900}$<br>$\underline{0,074/0,15}$ | 138<br>175 | 5<br>6,4                        |
|                            |            |     |            |            |                            | $10$<br>$\underline{1090}$<br>$\underline{136/0,25}$<br>$13,5$<br>$\underline{1050}$<br>$\underline{149,6/0,116}$                                 | $13,3$<br>$\underline{1460}$<br>$0,105/0,0091$<br>$16,2$<br>$\underline{1460}$<br>$0,055/0,0056$                     | 290<br>330 | 16<br>20                        |

| Forma de ranura<br>y tipo de deva-<br>nado           | Tipo de<br>máquina | Potencia, kW                            |   |      |      |           |     |     | $2p$ | $D_a$ ,<br>mm | $t_a$ ,<br>mm | z |     |     |     |     |
|--|--------------------|---|---|------|------|-----------|-----|-----|------|---------------|---------------|---|-----|-----|-----|-----|
|  |                    | Velocidad de rotación nominal, r. p. m. |   |      |      |           |     |     |      |               |               |   |     |     |     |     |
|  |                    | Corriente nominal                       |   |      |      |           |     |     |      |               |               |   |     |     |     |     |
|  |                    | Motor                                   |   |      |      | Generador |     |     |      |               |               |   |     |     |     |     |
| Ranuras rectangulares, abiertas, devanado de barras  | ПН-205             | —                                       | — | —    | 21   | —         | —   | —   | —    | 27            | 1460          | — | 4   | 295 | 100 | 33  |
|  |                    |   |   |      | 980  | —         | —   | —   | —    | 104           | —             |   |     |     |     |     |
|  |                    |   |   |      | 110  |           |     |     |      |               |               |   |     |     |     |     |
|  | ПН-290             | —                                       | — | 46,5 | 29   | 19        | —   | —   | —    | 40            | 23            | — | 4   | —   | 140 | —   |
|  |                    |   |   | 1500 | 1000 | 770       | —   | —   | —    | 1470          | 970           | — |     |     |     |     |
|  |                    |   |   | 238  | 152  | 103       |     |     |      | 143           | 100           |   |     |     |     |     |
|  | ПН-400             | —                                       | — | —    | 43   | —         | —   | —   | —    | 65            | —             | — | 4   | —   | 140 | —   |
|  |                    |   |   |      | 950  |           |     |     |      | 1470          | —             |   |     |     |     |     |
|  |                    |   |   |      | 225  |           |     |     |      | 336           | —             |   |     |     |     |     |
|  | ПН-550             | —                                       | — | —    | 92   | 60        | 30  | —   | —    | 85            | 48            | — | 340 | —   | 190 | 42  |
| Ranuras rectangulares, cerradas, devanado de bobinas | ПН-750             | —                                       | — | —    | 75   | —         | —   | —   | —    | 63            | —             | — | —   | —   | —   | 150 |
|  |                    |   |   |      | 900  |           |     |     |      | 970           | —             |   |     |     |     |     |
|  |                    |   |   |      | 300  |           |     |     |      | 322           | —             |   |     |     |     |     |
|  | ПН-1000            | —                                       | — | —    | 130  | 105       | 70  | 55  | —    | —             | —             | — | 410 | —   | —   | —   |
|  |                    |   |   |      | 1170 | 960       | 750 | 630 |      |               |               |   |     |     |     |     |
|  |                    |   |   |      | 665  | 525       | 358 | 282 |      |               |               |   |     |     |     |     |
|  | ПН-1320            | —                                       | — | —    | 130  | —         | —   | —   | —    | 100           | —             | — | —   | —   | —   | 165 |
|  |                    |   |   |      | 980  |           |     |     |      | 975           | —             |   |     |     |     |     |
|  |                    |   |   |      | 655  |           |     |     |      | 518           | —             |   |     |     |     |     |
|  | ПН-1750            | —                                       | — | —    | 200  | 165       | 115 | 80  | —    | —             | —             | — | 475 | —   | —   | —   |
|  |                    |   |   |      | 1150 | 970       | 750 | 550 |      |               |               |   |     |     |     |     |
|  |                    |   |   |      | 1000 | 820       | 575 | 405 |      |               |               |   |     |     |     |     |

*Observación.* La cifra en el tipo de máquina indica la potencia nominal aproximada en velocidad de rotación nominal cerca de 1450—1500 r.p.m. (tipos ПН-5—ПН-85) y para los tipos ПН-100—ПН-1750). La potencia nominal en régimen de generador se obtiene de la potencia \*\*—potencia en regímenes de motor y de generador; \*\*—velocidad de rotación en los mismos

| $b_d$ , mm | $b_d$ , mm | $K$ | $D_c$ , mm | $I_c$ , mm | $\delta/\delta_{aux}$ , mm | Resistencias de los polos principales, inducido, polos auxiliares y devanado en serie con carga nominal en régimen de motor y generador, $\Omega$ |                              | Peso, kg | Momento giratorio $GD^2$ , N.m <sup>2</sup> |  |  |  |
|------------|------------|-----|------------|------------|----------------------------|---|------------------------------|----------|---|--|--|--|
|            |            |     |            |            |                            | $R_{sh}, R_a$   | $R_{aux}, R_p$               |          |   |  |  |  |
| 36,2       | 10,8       | 199 | 200        | 115        | $\frac{2,0}{4,0}$          | 20,5  | 24                           | 480      | 40  |  |  |  |
|            |            |     |            |            |                            | $\frac{970}{92/0,096}$  | $\frac{1300}{0,033/0,0056}$  |          |   |  |  |  |
| —          | —          | —   | —          | —          | —                          | 29  | 33                           | 530      | 48  |  |  |  |
|            |            |     |            |            |                            | $\frac{1000}{57/0,048}$   | $\frac{1300}{0,0215/0,0016}$ |          |   |  |  |  |
| 42         | 9          | 167 | 250        | 150        | $\frac{3,0}{5,0}$          | 42  | 55                           | 830      | 101   |  |  |  |
|            |            |     |            |            |                            | $\frac{950}{43,2/0,073}$  | $\frac{1470}{0,011}$         |          |   |  |  |  |
|            |            | 125 | —          | —          | —                          | 60  | 72                           | 935      | 118   |  |  |  |
|            |            |     |            |            |                            | $\frac{950}{41,7/0,0188}$   | $\frac{1470}{0,0071}$        |          |   |  |  |  |
| —          |            | —   |            | —          |                            | —   |                              | 1250     | 244   |  |  |  |
| —          |            | —   |            | —          |                            | —   |                              | 1450     | 280   |  |  |  |
| —          |            | —   |            | —          |                            | —   |                              | 1810     | 533   |  |  |  |
| —          |            | —   |            | —          |                            | —   |                              | 2080     | 593   |  |  |  |

régimen de motor para motores con ranuras ovaladas semicerradas y devanado de alambres con toros con ranuras rectangulares abiertas y devanado de barras, alrededor de 1000 r.p.m. (tipos nominal del motor con los mismos datos con una velocidad de rotación mayor en un 30—50% regímenes).

| Tipo de máquina | Motor     |                |            |           |            |                     |         |                           |
|-----------------|-----------|----------------|------------|-----------|------------|---------------------|---------|---------------------------|
|                 | $U_n$ , V | $n_n$ , r.p.m. | $P_n$ , kW | $I_n$ , A | $\eta$ , % | $n_{\max}$ , r.p.m. | $G$ , N | $GD^2$ , N·m <sup>2</sup> |
| П-131-4к        | 220       | 400            | 75         | 382       | 89,3       | 1500                | 23 000  | 600                       |
| П-142-6к        | 220       | 300            | 125        | 640       | 88,6       | 1500                | 37 300  | 1 480                     |
| П-151-9к        | 220       | 300            | 200        | 1020      | 89,1       | 1000                | 56 550  | 4 100                     |
| П-152-9к        | 220       | 300            | 250        | 1270      | 89,8       | 1000                | 62 800  | 4 500                     |
| П-171-9к        | 330       | 300            | 400        | 1340      | 90,5       | 1000                | 80 100  | 10 900                    |

Observaciones. 1. Devanado de excitación independiente  $U_{ex} = 220$  V.

Las resistencias vienen dadas para 20°C

y la velocidad de rotación, son también posibles los efectos dinámicos sobre el motor que, en particular, provocan vibraciones de las escobillas y portaescobillas perturbando su funcionamiento normal, etc.

Así, el funcionamiento del motor de tracción en los sentidos conmutativo, mecánico y térmico tiene un carácter duro. Ultimamente, con el objetivo de modernizar estos motores se tomaron una serie de medidas: el aumento de la fuerza magnetizante de los polos auxiliares con respecto a la fuerza magnetizante de la reacción del inducido hasta 140—160% (en lugar de 115—130% en las máquinas de tipo estacionario), la fabricación de los polos auxiliares de chapa de acero, la introducción de una junta amagnética entre el núcleo polar y la culata, la utilización de escobillas de elevada calidad y portaescobillas especiales, el perfeccionamiento de la tecnología de fabricación de los colectores, etc.

El tipo corriente de motor eléctrico de tracción es el motor de excitación en serie. Véase sus características de funcionamiento en la fig. 10-23. Pero ya desde la tercera década de nuestro siglo se comenzaron a utilizar motores de excitación compuesta con excitación en serie predominante. Estos permiten efectuar el frenado regenerativo de los trenes más fácilmente que los motores de excitación en serie; pero son algo más pesados y más caros que los últimos.

En los años de 1929 a 1931 el ingeniero K. I. Schenfer inventó una máquina elevadora de tensión especial para conducir trenes eléctricos sin reóstato. La descripción breve de esta máquina se da más abajo en el § 11-6.

**C. Máquinas de tensiones reducida y baja.** A estas máquinas pertenecen: a) los generadores para alimentar instalaciones electro-líticas de 160—550 kW de potencia, 75—80 V, y 2140—6500 A; b) generadores para soldadura eléctrica por arco con una tensión de régimen igual a 25—50 V y diferentes valores de la corriente para soldar. La descripción de uno de estos generadores fabricado en la URSS por la fábrica "Elektrik" se da en el § 11-6; c) generadores para

Tabla 11-2

| Generador |                |            |           |              |            |         | $R_A$ , $\Omega$ | $R_P$ , $\Omega$ | $R_{aux}$ , $\Omega$ | Motor |   |
|-----------|----------------|------------|-----------|--------------|------------|---------|------------------|------------------|----------------------|-------|---|
| $U_A$ , V | $n_n$ , r.p.m. | $P_n$ , kW | $I_n$ , A | $i_{ex}$ , A | $\eta$ , % | $G$ , N |                  |                  | $R_{sh}$ , $\Omega$  | $2p$  |   |
| 450       | 1000           | 200        | 435       | 8,4          | 93,2       | 23 300  | 0,0234           | 0,0103           | 0,0036               | 17,3  | 4 |
| 460       | 1000           | 400        | 870       | 7,6          | 93,5       | 37 300  | 0,00895          | 0,00665          | 0,0012               | 14,6  | 4 |
| 460       | 1000           | 600        | 1300      | 10,8         | 93,4       | 47 100  | 0,00508          | 0,00378          | 0,000835             | 12,0  | 6 |
| 460       | 1000           | 750        | 1630      | 15,1         | 94,5       | 52 650  | 0,00552          | 0,00404          | 0,000985             | 9,34  | 6 |
| 660       | 1000           | 1100       | 1670      | 16,7         | 93,7       | 69 150  | 0,00466          | 0,0028           | 0,000753             | 6,02  | 6 |

galvanoplastia y recubrimientos galvánicos de 3 a 30 kW de potencia, de 6—12 V, y de 250 a 5000 A; éstos tienen dos colectores que pueden ser conectados en paralelo (para la tensión de 6 V) o en serie (12 V); d) máquinas pequeñas de 30—500 W de potencia y de 24—30 V de tensión para coches, camiones, tractores, aviones, etc.<sup>1)</sup>.

A los motores de pequeñas dimensiones pertenecen los motores universales de 5—55 W de potencia que se utilizan para los más diversos objetivos en la industria y en las instalaciones de uso doméstico (aspiradores de polvo, picadoras de carne, etc.). Estos motores son bipolares y pueden funcionar tanto desde una red de corriente continua de 110 V, como desde una red de corriente alterna de 127 V. El devanado del inducido de estos motores es igual que el del inducido de las máquinas de corriente continua y está conectado al colector. El sistema magnético del motor es de chapa de acero para transformadores. El estator lleva dos devanados de excitación conectados en serie con el inducido; uno es utilizado para la alimentación por red de corriente continua y el otro para la alimentación por red de corriente alterna. Así, el motor universal es una máquina de excitación en serie, en correspondencia con la cual su velocidad de rotación disminuye bruscamente al aumentar la carga.

D. **Máquinas de corriente continua de alta tensión.** Estas máquinas se utilizan como generadores para instalaciones de radio. Actualmente existe una serie de máquinas de este tipo con una potencia de 3 kW a 150 kW y una tensión de 7,5 kV a 30 kV. El mayor generador de este tipo es de 150 kW, 15 kV, y 850 r. p. m. Los generadores de alta tensión tienen, generalmente, un sistema polar de construcción

<sup>1)</sup> Como ejemplo damos los siguientes datos de una de estas máquinas; motor en derivación de 250 W de potencia, 27 V  $\pm 10\%$ , 15 A, 5000 r.p.m.; diámetro exterior  $D_e = 97$  mm,  $D_a = 55,4$  mm; longitud total del motor  $l_m = 161$  mm,  $l_a = 30$  mm,  $2p = 4$ ; no tiene polos auxiliares,  $\delta = 0,25$  mm, el devanado del inducido es ondulado,  $Z = 19$ ,  $S = 57$ ,  $w_e = 3$ ,  $B_0 = 0,48$  Wb/m<sup>2</sup>,  $A = 123$  A/cm,  $i_{ex} = 0,6$  A;  $D_c = 36$  mm,  $l_c = 17$  mm,  $K = 57$ ;  $\eta = 67,5\%$ ,  $G = 30$  N.

Tabla 11-3

| Tipo de máquina | $U_n$ , V | $n$ , r.p.m. | $P_n$ , kW | $I$ , A | $\eta$ , % | $R_p$ , $\Omega$ | $R_a$ , $\Omega$ | $R_{aux}$ , $\Omega$ | $R_{sh}$ , $\Omega$ |
|-----------------|-----------|--------------|------------|---------|------------|------------------|------------------|----------------------|---------------------|
| II-91           | 110       | 250/2000     | 4          | 54/84   | 67,5/43,5  | 0,00082          | 0,208            | 0,0815               | 44                  |
|                 | 220       | 500/2000     | 11         | 61/70   | 82/71,5    | 0,00328          |                  |                      |                     |
| II-92           | 110       | 250/2000     | 6          | 70/102  | 78/53,5    | 0,000975         | 0,1335           | 0,0592               | 48,3                |
|                 | 220       | 500/2000     | 13         | 70/77   | 84,5/76,5  | 0,0039           |                  |                      |                     |
| II-101          | 110       | 250/2000     | 9          | 110/148 | 74/55,5    | 0,000847         | 0,0878           | 0,035                | 37,8                |
|                 | 220       | 500/2000     | 16         | 84/94   | 86,5/77,5  | 0,00339          |                  |                      |                     |
| II-102          | 110       | 250/2000     | 13         | 150/192 | 78,5/61,5  | 0,000972         | 0,0565           | 0,023                | 32,9                |
|                 | 220       | 500/2000     | 29         | 150/160 | 88/82,5    | 0,00289          |                  |                      |                     |
| II-111          | 110       | 200/1600     | 13         | 153/196 | 77/60,5    | 0,000792         | 0,0594           | 0,0262               | 28                  |
|                 | 220       | 400/1600     | 31         | 169/173 | 86,5/81,5  | 0,00317          |                  |                      |                     |
| II-112          | 110       | 200/1600     | 16         | 188/232 | 77,5/62,5  | 0,00070          | 0,0508           | 1,0199               | 24                  |
|                 | 220       | 400/1600     | 36         | 188/200 | 87/81,5    | 0,0028           |                  |                      |                     |

*Observaciones.* 1. Las máquinas de  $U=110$  V tienen protección y ventilación forzada, las de  $U=220$  V tienen protección y autoventilación. 2. Las resistencias de la tabla corresponden a  $20^\circ\text{C}$ .

ordinaria, uno o dos colectores (a los dos lados del inducido) y uno o dos devanados de inducido respectivamente, gran número de ranuras achaflanadas en el paso de los dientes (para limitar en lo posible la pulsación de la tensión en las escobillas), aislamiento más grueso entre las láminas de colector (hasta 1,5—2,5 mm debido a que la diferencia de potencial entre las divisiones vecinas del colector alcanza en estas máquinas 250 V y más), dispositivos especiales para la protección contra el fuego circular, etc. Los generadores de alta

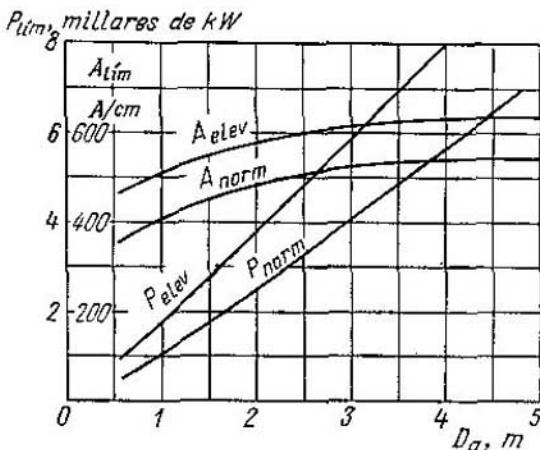


Fig. 11-1.  $P_{llm}$  y  $A_{llm} = f(D_a)$  de las máquinas compensadas de corriente continua

tensión y gran potencia tienen una estructura especial, por ejemplo: arrollamiento de excitación repartido, cuñas magnéticas en las ranuras, etc. Todos los generadores de alta tensión tienen excitación independiente.

**E. Motores y generadores de potencia límite.** Los motores de laminación se fabrican con potencias límites para las máquinas de corriente continua y tensiones medias. Con menores potencias y las mismas tensiones se fabrican generadores para trenes laminadores. En este respecto es típico el tren laminador producido por la fábrica "Elektrosila" que está compuesto de un motor de 8840 kW, 900 V, 65 r. p. m. y dos generadores de 5200 kW, 900 V, 375 r. p. m. cada uno, que forman parte de la instalación transformadora del motor. Las potencias límites (normales y elevadas) de las máquinas compensadas de corriente continua y las cargas lineales que en ellas se admiten están dadas en la fig. 11-1 en función del diámetro  $D_a$  del inducido. Aquí cabe señalar que en los esquemas de accionamientos eléctricos modernos se aplica ampliamente la electrónica técnica, la técnica de corrientes de bajo amperaje, la técnica de alta frecuencia, etc. Esto hace que el estudio y el diseño de las máquinas de gran potencia sean inseparables del esquema de funcionamiento.

Con potencias del mismo orden, pero con menores tensiones y, por lo tanto, con corrientes considerables se fabrican generadores para la industria electroquímica. Así, por ejemplo, en un combinado de aluminio de la URSS fueron instalados generadores de 4550 kW, 350 V, 13 000 A, 300 r. p. m. y en otro, 10 grupos de 10 000 kW compuestos por cuatro generadores de corriente continua de 2500 kW cada uno. Actualmente estos generadores son reemplazados exitosamente por rectificadores de vapor de mercurio.

### *11-3. Motores de laminación de corriente continua [40, 47, 149—151, 165—167]*

Los motores de laminado instalados en los accionamientos principales de los trenes de laminación en caliente: blooming y laminadores para desbastes planos, son máquinas de corriente continua con potencia límite. El funcionamiento de estos motores transcurre en duras condiciones de servicio: con frecuentes cambios de marcha y grandes sobrecargas.

Con la amplia introducción de la regulación automática del proceso de laminación se tiende a acelerar este proceso.

En relación con esto, hoy día a los motores de laminado se les plantean las siguientes exigencias fundamentales: elevada resistencia mecánica y reducido momento giratorio  $GD^2$  a fin de reducir el tiempo del cambio de marcha, y también una alta fiabilidad de funcionamiento. En los bloomings de los EE.UU., debido a la reducción del momento giratorio, el tiempo de cambio de marcha es de hasta 1,4—1,5 s.

Los últimos tipos de motores de laminación soviéticos en su mayoría son reversibles de uno y de doble inducido.

La tendencia a la reducción del momento giratorio trae consigo la fabricación de motores de laminado de gran potencia con inducidos múltiples. A pesar de que en este caso se complica la estructura del motor y aumenta su longitud total, disminuye considerablemente el diámetro de sus inducidos. En la práctica de construcción de maquinaria eléctrica de la URSS y del extranjero, el número de inducidos en los motores de laminación llega hasta cuatro (EE. UU.).

Algunos autores señalan la oportunidad de aumentar el número de polos para disminuir el momento giratorio y el tiempo de contramarcha, a pesar de que esto trae consigo la subida del precio de la máquina.

La tendencia a reducir el momento giratorio en los motores de laminado reversibles condujo a la amplia utilización del accionamiento doble (twin-drive) en EE.UU. e Inglaterra y los motores de inducidos múltiples en EE.UU. y Europa.

Las comparaciones realizadas demuestran la gran utilidad del empleo del accionamiento doble y no los motores de doble inducido.

En los EE.UU. en el caso de accionamientos eléctricos de grandes potencias para los trenes laminadores, se usa una combinación del accionamiento doble con las máquinas de doble inducido. El límite inferior de la utilidad del empleo del accionamiento doble está limitado por motivos mecánicos: su empleo tiene sentido cuando el momento de desconexión  $M_{desc}\geq 400 \cdot 10^3 \text{ N} \cdot \text{m}$  y el momento nominal  $M_n \approx (65 \times 2) \cdot 10^4 \text{ N} \cdot \text{m}$ .

La velocidad nominal de rotación de los motores eléctricos de gran potencia para trenes laminadores en caliente es pequeña: 40—100 r. p. m., por eso las velocidades periféricas del inducido y del co-

lector no son grandes a pesar de los considerables valores de sus diámetros.

Los motores de laminación pueden ser alimentados por generadores de corriente continua o por red de corriente alterna a través de un bloque rectificador. En los esquemas modernos está más propagada la alimentación de los motores de laminado con corriente pulsatoria a través de rectificadores estáticos. Para reducir las pulsaciones en el esquema se montan reactores de atenuación. En vista de que el bloque rectificador está conectado de acuerdo con el esquema trifásico, el coeficiente de pulsación es igual a  $k_{\text{pul}} \approx 1,1$ , o sea, es mucho menor para los motores de laminado que para los motores de tracción. Como, generalmente, los motores de laminado son alimentados con corriente pulsatoria su estructura posee una serie de particularidades específicas que son: sus núcleos polares y la armazón son laminares.

Una ventaja esencial de la alimentación por rectificadores es la posibilidad de elegir para los motores la tensión óptima que se encuentra entre los límites de 600 a 1000 V.

Tabla 11-4

| Potencia,<br>$P_u$ , kW | Tensión<br>$U_n$ , V | Corriente,<br>$I_n$ , A | Velocidad<br>de rota-<br>ción<br>$n_{\text{máx}}/n_{\text{r.p.m.}}$ | Rendi-<br>miento $\eta$ , % | Par<br>motor<br>$M_u$ , N·m | Número<br>de polos<br>$2p$ | Momento<br>giratorio<br>$GD^2$<br>N·m <sup>2</sup> |
|-------------------------|----------------------|-------------------------|---|-----------------------------|-----------------------------|----------------------------|--|
| 4000                    | 930                  | 4660                    | 40/80   | 92,5                        | 975                         | 18                         | 2950   |
| 4000                    | 930                  | 4630                    | 50/100  | 92,9                        | 780                         | 18                         | 2600   |
| 5500                    | 930                  | 6300                    | 69/115  | 94                          | 780                         | 14                         | 1750   |
| 2600                    | 930                  | 3060                    | 40/80   | 91,5                        | 633                         | 14                         | 1400   |
| 4000                    | 930                  | 4530                    | 200/440   | 94,8                        | 195                         | 14                         | 740  |
| 2500                    | 660                  | 4275                    | 23/44   | 88,7                        | 106                         | 14                         | 3200   |
| 3400                    | 900                  | 4150                    | —   | 91,15                       | 975                         | 20                         | 4550   |

En la URSS los motores de laminado de 2500—5500 kW de potencia están calculados para una tensión de 660—930 V (tabla 11-4). Las firmas de EE.UU. y el Japón, para los motores de laminado de 5150 kW de potencia se elige una tensión igual o menor de 800 V (tabla 11-5). Algunas firmas europeas como "Broun — Bovery", "ASEA" "Siemens — Schuckert", usan para motores de 3300—4500 kW de una tensión de 1100—1300 V; pero por lo visto, las ventajas obtenidas como resultado de la reducción de la corriente del inducido no compensan los defectos que surgen al negarse de la tensión óptima como: el reducimiento del empleo y el descenso de la fiabilidad de funcionamiento del motor.

Para establecer el nivel técnico de las máquinas de laminado se usa una serie de coeficientes de utilización, criterios de tensión y valoración de la estructura. Algunos criterios y coeficientes son los mismos que para los motores de tracción (véase el § 11-5) que pertenecen, igual que los motores de laminado, a la clase de máquinas regulables.

Tabla 11-5

| Firma y país                             | Potencia $P_{n}$ kW | Tensión $U_{n}$ V | Par nominal $M_{n}$ N·m | Peso del motor $G$ , Kg | Momento giratorio $G_D \cdot 10^{-4}$ N·m* | $n_{\text{máx}}/n_n$ , r. p. m. | $\frac{G}{M_n}$ | $P_{n} n_{\text{máx}}$ | $P_{n} n_{\text{máx}} k_V$ |
|--|---------------------|-------------------|-------------------------|-------------------------|--|---------------------------------|-----------------|------------------------|----------------------------|
| "English Electric" (EE), Inglaterra      | 3000                | 1000              | —                       | —                       | —  | —                               | —               | 0,36                   | 0,72                       |
| Idem . . . . .                           | 3570                | —                 | 645                     | —                       | —  | 140/54                          | —               | 0,5                    | 1,3                        |
| Idem . . . . .                           | 7740                | —                 | 1680                    | —                       | —  | 80/45                           | —               | 0,62                   | 1,1                        |
| "Siemens—Schuckert" (SSW), RFA           | 3370                | 1200              | 730                     | 160                     | 157  | 100/45                          | 2,2             | 0,405                  | 0,9                        |
| Idem . . . . .                           | 4120                | 1200              | 890                     | 180                     | 220  | —                               | 2,02            | 0,412                  | 0,915                      |
| (AEG), RFA . . . . .                     | 4630                | 950               | 1000                    | —                       | 270  | 100/45                          | —               | 0,463                  | 1,34                       |
| "General Electric" (GE), EE. UU. . . . . | 4420                | 600               | 344                     | —                       | —  | 250/125                         | —               | 1,105                  | 2,21                       |
| "Westinghouse", EE. UU. . . . .          | 3680                | 700               | 348                     | —                       | —  | 200/100                         | —               | 0,736                  | 1,472                      |
| Idem . . . . .                           | 4420                | 800               | 1075                    | —                       | —  | 80/40                           | —               | 0,354                  | 0,708                      |
| Idem . . . . .                           | 5890                | 700               | 323                     | —                       | —  | 450/175                         | —               | 2,65                   | 6,8                        |
| "Inland State Cie"                       | 4420                | 750               | 1075                    | —                       | —  | 80/40                           | —               | 0,354                  | 0,708                      |
| Idem . . . . .                           | 5150                | 700               | 1000                    | —                       | —  | 120/50                          | —               | 0,617                  | 1,48                       |
| "Brown—Bovery" (BBC), Suiza . . . . .    | 3080                | —                 | 1000                    | —                       | —  | 60/30                           | —               | 0,175                  | 0,35                       |
| Idem . . . . .                           | 3780                | 1100              | 915                     | —                       | 280  | 100/40                          | —               | 0,378                  | 0,945                      |
| Checoslovaquia . . . . .                 | 4500                | 1000              | 730                     | 148                     | 180  | 100/60                          | 2,03            | 0,45                   | 0,75                       |
| (ASEA), Suecia . . . . .                 | 1840                | 1200              | 51,5                    | —                       | —  | 700/350                         | —               | 1,29                   | 2,58                       |
| Idem . . . . .                           | 3000                | 900               | 730                     | 137                     | 128,5                                      | 100/40                          | 1,88            | 0,337                  | 0,842                      |
| Idem . . . . .                           | 3330                | 1000              | 578                     | 172                     | —  | 150/56                          | 2,24            | 0,5                    | 1,34                       |
| Idem . . . . .                           | 3980                | 1130              | 860                     | —                       | 180  | 90/45                           | —               | 0,358                  | 0,716                      |
| Japón . . . . .                          | 3350                | 2×460             | 653                     | —                       | —  | 120/50                          | —               | 0,402                  | 0,964                      |

Para poder comparar la utilización de los motores fabricados por diferentes firmas se han elegido los coeficientes usados ampliamente en la construcción de maquinaria eléctrica  $P_n n_{\max}$  y  $P_n n_{\max} k_v$  (tabla 11-5). Como regla general, el coeficiente de regulación  $k_v = n_{\max}/n_n$  es aproximadamente igual a dos, tanto para los motores de laminado de la URSS, como para los del extranjero.

En los motores de laminado modernos de gran utilización las cargas y criterios límites admisibles son los siguientes:

|  |                      |
|--|----------------------|
| Inducción magnética en el entrehierro $B_6$  | 1,0 T                |
| Inducción máxima en los dientes del inducido |                      |
| $B_z \text{ máx}$                            | $\leq 2,4 \text{ T}$ |
| Carga lineal en el inducido $A$              | 500—600 A/cm         |
| Factor de calentamiento $A_{f,a}$            | $\leq 3000$          |
| F. e. m. reactiva $e_r$                      | 8—9 V                |
| Paso polar en el inducido $t$                | 50—70 cm             |

En la literatura [150, 151, 167] hay indicaciones de que para los motores especiales de gran potencia se admite un valor de la f. e. m. reactiva de hasta 12 V y un valor máximo de tensión media entre las delgas vecinas de hasta 20 V.

Con el fin de mejorar la conmutación en los motores de laminado de gran potencia las firmas norteamericanas utilizan portaescobillas con presión constante sobre el colector automáticamente regulada. El empleo de la ventilación independiente de ciclo cerrado contribuye al aumento de la utilización de los motores.

Para caracterizar los grandes motores de laminado de un inducido basta indicar que para una potencia del orden de 10 500—11 000 kW y un coeficiente de regulación igual a  $k_v=1,4$ , el momento de rotación es de  $(145 \div 150) \cdot 10^3 \text{ N}\cdot\text{m}$ , el diámetro y la longitud del inducido son de 370—380 cm y 160—170 cm respectivamente.

Es preciso señalar que la elección del motor para los trenes laminadores no puede basarse exclusivamente en la magnitud del momento nominal requerido, sino que es necesario tener también en cuenta la posibilidad del surgimiento de recalentamientos de magnitudes inadmisibles.

En Europa los motores de laminado de gran potencia son fabricados fundamentalmente por las firmas "Broun — Bovery", "Siemens — Schuckert", "AEG", "ASEA", y en EE.UU. por las firmas "General Electric" y "Westinghouse". Últimamente en el Japón también aparecieron muchas instalaciones laminadoras de gran potencia.

#### 11-4. Máquinas de corriente continua con inducido liso

Con relación al intensivo fomento de las diversas ramas de la industria ante las máquinas de corriente continua se plantean exigencias cada vez más rigurosas. Las principales son: gran velocidad de funcionamiento, máxima precisión de la regulación de la velocidad, y alta fiabilidad de conmutación.

El aumento de la velocidad de funcionamiento se obtiene reduciendo la constante de tiempo del devanado de inducido  $T=L/R$ , reduciendo su inductancia y disminuyendo el par dinámico de frenado que es proporcional al momento giratorio del inducido. La reducción del momento giratorio se obtiene disminuyendo el diámetro del inducido y aumentando su longitud, pero con el alargamiento del inducido aumenta también la inductancia de su devanado, como resultado de lo cual empeora la conmutación. En las máquinas ordinarias es difícil evitar esta contradicción.

Este problema se puede resolver exitosamente utilizando un inducido liso, la disposición de cuyo devanado en la parte exterior del núcleo de acero conduce a un aumento considerable de la longitud de las líneas de fuerza magnética de los flujos de dispersión de las secciones a comutar. Al disminuir los flujos de dispersión y, por consiguiente, la inductancia, se reduce la magnitud de la f. e. m. reactiva, que es la que en esencia caracteriza la fiabilidad conmutativa de la máquina. Gracias a la mayor reserva de conmutación es posible el paso a otras dimensiones de inducido con menor momento giratorio.

Debido a la ausencia de pulsaciones dentales el motor de inducido liso está prácticamente exento de las pulsaciones del flujo magnético principal. Esta particularidad tiene especial importancia cuando los motores eléctricos funcionan a bajas velocidades. Esto permite parar el inducido en cualquier posición, cosa de gran valor al utilizar las máquinas de inducido liso en los seryomecanismos.

La utilidad del empleo del inducido liso está determinada en las máquinas de poca potencia por el mejoramiento de sus características y en las máquinas de corriente continua grandes, por el aseguramiento de una suficiente fiabilidad de conmutación y por el mejoramiento de las condiciones potenciales del colector.

Los primeros inducidos lisos fueron fabricados por iniciativa de Hefner — Altenek en el año 1872, sin embargo, a causa de las dificultades relacionadas con la necesidad de la fijación segura del devanado sobre el inducido liso, tuvieron que negarse de dicha construcción. En los últimos años, gracias a la aparición de nuevos materiales (lacas, compuestos, plásticos) de altas cualidades electroresistantes y mecánicas, ha surgido la posibilidad de volver al problema de la fabricación de máquinas sin ranuras.

En la URSS ya se han fabricado modelos experimentales e industriales de grandes máquinas de corriente continua con inducido liso. En la fábrica de construcción de maquinaria eléctrica de Riga se ha creado un motor experimental con inducido liso de 200 kW de potencia. Las pruebas han demostrado que la inductancia del devanado del inducido se reduce aproximadamente en un 30—40%, mientras que la zona de funcionamiento sin chispas en el motor no compensado se amplia 2 ó 3 veces en comparación con la de las máquinas ordinarias con devanado compensador. Mejoran las condiciones potenciales del colector a causa del entrehierro aumentado, propio de las máquinas de inducido liso, disminuye considerablemente la influencia de forma-

tiva del campo de la reacción del inducido sobre el campo principal.

En la fábrica de construcción de locomotoras eléctricas de Novocherkassk fueron diseñados y fabricados motores de tracción con inducidos lisos de 810 kW y 790 kW de potencia. En la fábrica "Elektrotizazhmas" de la ciudad de Járkov se ha creado un modelo experimental de una máquina grande de corriente continua con inducido liso que es el prototipo de las máquinas de potencia límite.

La estructura de las máquinas eléctricas de inducido liso se caracteriza en primer término por la fijación del devanado en el núcleo. Actualmente en la fabricación de los devanados de inducido liso existen dos orientaciones fundamentales:

- 1) la fijación del devanado directamente sobre el núcleo aislado;
- 2) la fijación del devanado en una capa de plástico dispuesta sobre el núcleo.

Por el primer método de fijación, las secciones del devanado de inducido impregnadas de resina epoxídica se colocan al tope en el núcleo aislado y se fijan con bandajes de vidrio. Esta estructura no permite emplear el sistema radial de ventilación y, por tanto, se utiliza sólo para máquinas relativamente cortas.

Por el segundo procedimiento de fijación, el devanado se coloca en las ranuras de segmentos plásticos instalados sobre la superficie lisa del núcleo del inducido que puede ser dividido en paquetes. Gracias a la posibilidad de utilizar el sistema radial de ventilación resulta conveniente emplear esta estructura para la fabricación de máquinas grandes de potencia límite. En las figs. 11-2 y 11-3 se muestran respectivamente el núcleo del inducido de una máquina grande de la estructura descrita con segmentos aislados y fijados antes de colocar el devanado, y el inducido con devanado colocado y fijado con bandajes.

Los conductores del devanado del inducido liso, desprovistos del efecto de blindaje de los dientes de acero, cortan ininterrumpidamente el flujo magnético total. En el momento en que los conductores se encuentran en el campo magnético heterogéneo, es decir, en el flujo lateral de los polos principales o auxiliares, en ellos se inducen corrientes parásitas de considerable intensidad que determinan pérdidas adicionales. Estas pérdidas pueden resultar compatibles con las pérdidas principales en el cobre y en ciertos casos hasta sobrepasarlas si no se toman medidas para su reducimiento.

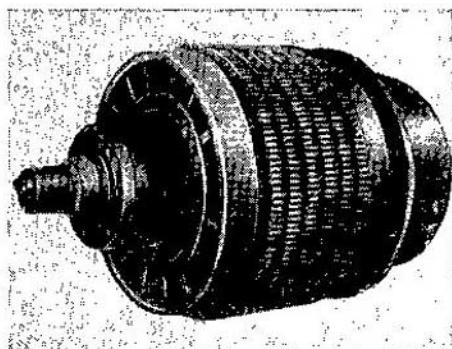


Fig. 11-2. Inductor liso con segmentos de plástico sin devanado

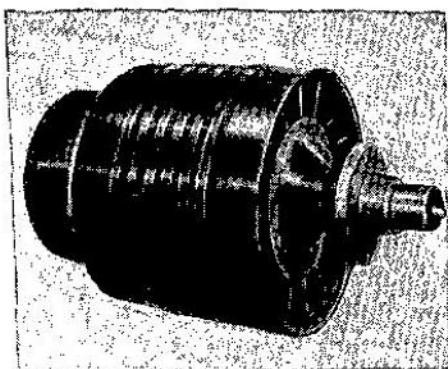


Fig. 11-3. Inducto liso con segmentos de plástico y devanado zunchedado

Un método efectivo para reducir las pérdidas adicionales provocadas por las componentes normales de los campos de los polos principales y auxiliares es la división de los conductores por su anchura; las pérdidas provocadas por las componentes tangenciales se reducen dividiendo los conductores por su altura o variando la configuración del campo en entrehierro, para lo cual los polos principales deben tener los bordes de las zapatillas de polo biselados.

En las máquinas de inducido liso, en ciertos casos, debido a su

gran entrehierro aumenta esencialmente (dos y más veces) la fuerza magnetizante de los polos principales en comparación con la f. m. análoga de las máquinas con inducido dentado. En la fabricación de máquinas con inducidos lisos, uno de los problemas principales es la creación de un devanado de excitación que asegure mayor f. m. siendo las dimensiones exteriores limitadas. El valor del entrehierro aumentado reside en la reducción en varias veces del efecto desmagnetizante de la reacción del inducido en el campo de los polos principales. Esta particularidad de las máquinas de inducido liso adquiere una importancia especial, al funcionar con campo debilitado.

Los trabajos de investigación científica, experimentales y de diseño realizados permiten hacer las siguientes conclusiones:

1) actualmente ya es posible fabricar motores de tracción con inducido liso de 900—1000 kW de potencia;

2) cuando los motores de tracción no tienen devanado compensador se pueden asegurar las condiciones potenciales admisibles en el colector con una potencia nominal y una velocidad máxima en los regímenes estables y transitorios;

3) el peso de los motores con inducido liso y con el dentado es aproximadamente igual;

4) con las mismas cargas, el recalentamiento del devanado de inducido liso no es mayor que el del devanado de inducido dentado.

El campo más oportuno para utilizar los motores de inducido liso son los accionamientos con profunda regulación de la carga y la velocidad como, por ejemplo, trenes laminadores y mecanismos elevadores y de transporte.

Utilizando la tecnología moderna y los nuevos materiales aislantes se pueden fabricar motores de inducido liso que por sus índices técnico-económicos sean completamente comparables con las máquinas ordinarias.

## 11-5. Motores de tracción de corriente pulsatoria [16, 20, 152, 155—159, 162, 164]

Una particularidad de este tipo de motores es su alimentación por red de corriente alterna a través de un bloque rectificador. Debido a esto las pulsaciones de la tensión y la corriente en estos motores son más intensas que en los motores normales de corriente continua.

Aquí la tensión rectificada, excepto la componente constante, contiene armónicos superiores entre los cuales el segundo tiene una importancia especial. Este armónico es el que determina principalmente el carácter pulsatorio de la corriente del motor.

La magnitud de la pulsación se determina por el coeficiente de pulsación (fig. 11-4):

$$k_{\text{pul}} = \frac{I_{\text{máx}} - I_{\text{min}}}{I_{\text{máx}} + I_{\text{min}}},$$

donde  $I_{\text{máx}}$  e  $I_{\text{min}}$  son los valores máximo y mínimo de la corriente.

Para los motores especiales de corriente pulsatoria que se conectan a la red a través de aparatos auxiliares (reactor de atenuación fig. 11-5) se puede admitir un coeficiente de pulsación de hasta 30%.

Los motores de corriente pulsatoria deben tener polos auxiliares laminados y una culata con un entrehierro adicional entre ellos que sirve para poner en fase el flujo de los polos auxiliares y la corriente del inducido. Así mejoran las condiciones del proceso de conmutación en las secciones del inducido.

Para reducir las pulsaciones de tensión se intercala en la red un reactor de atenuación de alta inductancia que funciona en serie con el motor de corriente pulsatoria. Gracias a esto se limita la pulsación del flujo principal y se hace mínimo el valor de la f. e. m. de transforma-

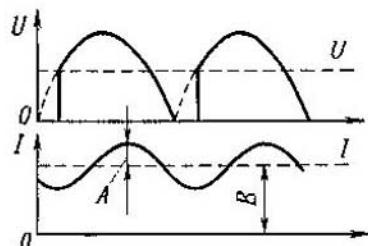


Fig. 11-4. Determinación del coeficiente de pulsación de la tensión y la corriente

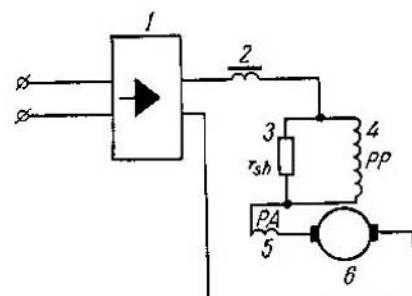


Fig. 11-5. Esquema de conexión de un motor de tracción de corriente pulsatoria a la red

1 — bloque rectificador; 2 — reactor de atenuación; 3 — resistencia activa para shuntar el devanado de los polos principales 4 — devanado de los polos principales PP; 5 — devanado de los polos auxiliares PA; 7 — inducido del motor de tracción

mación  $E_{tr} = 4,44 f\Phi\omega$  inducida por este flujo en la sección conmutada. La reducción de la f. e. m.  $E_{tr}$  influye favorablemente en el proceso de commutación.

Si el reactor de atenuación tiene gran inductancia se puede simplificar la construcción del motor de corriente pulsatoria haciendo su culata de una sola pieza de acero, o sea, como en las máquinas de corriente continua.

A pesar de estas medidas que mejoran las condiciones de funcionamiento de los motores de corriente pulsatoria, éstos, debido a la presencia de armónicos superiores, tienen peor commutación y mayor calentamiento que los motores de corriente continua. La commutación es inferior en 1—1,5 clase por la escala del Standard de Estado de la URSS 183—66. El calentamiento elevado tiene lugar no sólo en las partes activas del motor, sino también en las constructivas.

Otro inconveniente de los motores de corriente pulsatoria son las tensas condiciones potenciales en el colector que contribuyen al surgimiento de saltos de chispas de una delga a otra y a la aparición de fuego circular en él.

La reducción de estos inconvenientes de los motores de corriente pulsatoria es posible sólo a cuenta del aumento de las dimensiones exteriores del reactor de atenuación, complicando la estructura del motor y aumentando su peso. Pero en la mayoría de las instalaciones el aumento del peso y las dimensiones exteriores del reactor son inadmisibles, por lo cual es preciso buscar una variante óptima, o sea, para el máximo coeficiente de pulsación  $k_{pul}$  admisible desde el punto de vista técnico-económico.

Actualmente los motores de corriente pulsatoria se utilizan más ampliamente para electrificar los ferrocarriles con el sistema más progresivo de tracción eléctrica, o sea, de corriente monofásica de tensión elevada y de frecuencia industrial. En la URSS, Francia, Inglaterra, Japón, India y otros países, este sistema de tracción está adoptado como el principal.

En la URSS los ferrocarriles electrificados con corriente alterna tienen en el cable de contacto una tensión de 25 kV con 50 Hz de frecuencia.

En el material electromóvil de los ferrocarriles, es decir, en las locomotoras eléctricas y vagones de motor eléctrico se instalan transformadores reductores con regulación de la tensión y bloques rectificadores con diodos de cristal de silicio. Los motores de tracción se alimentan por la red de contacto a través de un bloque rectificador.

Como regla general los motores de tracción de corriente pulsatoria se fabrican con excitación en serie (fig. 11-5). El devanado de los polos principales está shuntado con una resistencia activa continuamente conectada por la cual pasa la componente alternativa de corriente; gracias a esto se reducen bruscamente las pulsaciones de la corriente de excitación y del flujo de los polos principales. El valor del coeficiente de derivación de corriente continua  $k_{d.p.} = i_{ex}/I_a$  es generalmente de 0,85 a 0,95.

El arranque de los motores de tracción se realiza aumentando paulatinamente la tensión en el transformador.

Los motores de tracción deben satisfacer a las siguientes exigencias fundamentales: a) corresponder a las características especificadas del material electromóvil de ferrocarril; b) ser de alta utilización, es decir, pequeñas dimensiones exteriores, poco peso, y alta fiabilidad de funcionamiento en todos los regímenes.

Los datos técnicos principales de los motores de tracción se dan para los regímenes horario y continuo. En los motores de tracción modernos la corriente en el régimen horario es sólo en un 4—5% mayor que en el régimen continuo. Los regímenes de arranque y de funcionamiento a máxima velocidad son de suma importancia puesto que el aumento de la velocidad es un problema inmediato en todos los ferrocarriles del mundo.

Además de la potencia, tensión y momento de rotación, el funcionamiento de un motor de tracción puede ser calificado por los siguientes coeficientes que caracterizan el régimen de máxima velocidad  $v_{\max}$ : el coeficiente de regulación de la velocidad  $k_v = v_{\max}/v_n$  y el factor de utilización de la potencia  $k_p = P_v/P_n$ , donde  $P_v$  es la potencia en el régimen de máxima velocidad.

El empleo de un motor de tracción puede ser calificado por los siguientes coeficientes:  $g_p = G/P_\infty$ ;  $g_M = G/M_\infty$ ;  $e = G/M_\infty^{3/4}$ ;  $\xi = \frac{P_\infty}{G} \frac{n_{\max}}{n_\infty} = \frac{P_\infty}{G} k_v$  que es el coeficiente de Boldvin. Aquí  $G$  es el peso del motor de tracción.

La alta utilización del motor de tracción está limitada principalmente por la intensidad potencial y de conmutación, es decir, por los valores admisibles de la f. e. m. reactiva  $e_r$  inducida en la sección conmutada, por la tensión entre las delgas vecinas y por el gradiente de potencial en el colector.

El valor medio de la f. e. m. reactiva es:

$$e_r = 2lvwA\Sigma\lambda. \quad (11-1)$$

La limitación de  $e_r$  se consigue: 1) eligiendo la configuración de las ranuras del inducido (disminuyendo la relación entre la altura de la ranura y su anchura), lo que conduce a la reducción de la magnitud  $\Sigma\lambda$ ; 2) reduciendo la longitud del inducido y haciendo sus secciones de una sola espira ( $w=1$ ). A veces  $e_r$  se reduce disminuyendo la inductancia en el devanado de inducido por medio de amortiguadores de ranuras (véase el § 5-10).

Para los motores de tracción de corriente pulsatoria con alta intensidad de conmutación, el valor medio límite de la f. e. m. reactiva  $e_r$  en el régimen más duro no debe ser mayor de 9—10 V. Este régimen corresponde al funcionamiento del motor en la característica de tracción con máximo debilitamiento del campo de los polos y con tensión y corriente de inducido nominales correspondientes al régimen continuo (fig. 11-6). La regulación de la velocidad del motor de tracción de

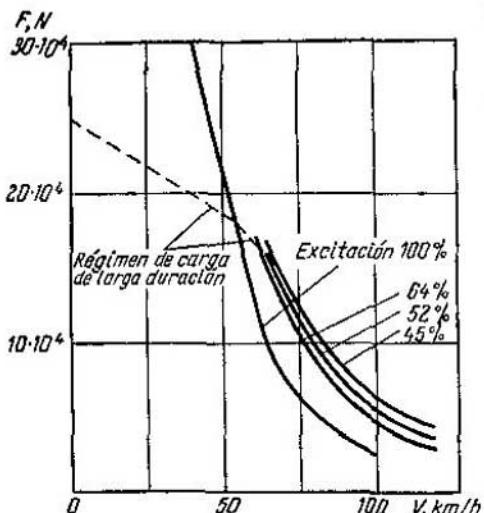


Fig. 11-6. Características de tracción de un motor de corriente pulsatoria

donde  $t_c = \pi D_c / K$  es el paso en el colector;  $U_{c, \text{med}} = U_n \cdot 2p / K$ ;  $D_c$  es el diámetro del colector;  $K$  es el número de delgas.

Cuando el motor no tiene devanado compensador el gradiente de potencial medio no debe ser mayor de 30 V/cm.

Al emplear el devanado compensador, la armazón laminada y las escobillas exfoliadas se mejoran esencialmente las condiciones potenciales del colector. En un motor de corriente pulsatoria con devanado compensador es admisible el valor de  $\varepsilon_{c, \text{med}} \leq 45$  V/cm, por lo cual, en la actualidad, todas las firmas fabrican los motores de tracción de alta utilización con devanado compensador.

Una valiosa particularidad de los motores de tracción de corriente pulsatoria es la posibilidad de elegir libremente su tensión nominal, lo cual influye favorablemente en la utilización del motor.

El valor óptimo de la tensión para los motores de locomotoras eléctricas depende de la potencia del motor; a las potencias de 850—900 kW que son muy difundidas corresponden las tensiones de 900—950 V. Tiene mucha importancia también la correcta elección del número de polos del motor; así, por ejemplo, si el número de polos es  $2p=6$ , entonces, a causa de la menor sección transversal de la armazón, el peso del motor será también menor.

La fabricación de motores de tracción de seis polos es posible cuando la tensión nominal no es menor de 900—1 000 V. Ya que los motores de tracción deben tener gran utilización y pequeñas dimensiones exteriores, las cargas electromagnéticas y mecánicas se eligen las límites para esta clase de máquinas.

Más abajo se dan los correspondientes valores de los parámetros principales:

corriente pulsatoria (y de corriente continua) se realiza shuntando el devanado de excitación. En los motores de corriente pulsatoria el debilitamiento del campo alcanza el 50%. La regulación de la velocidad a cuenta del debilitamiento del campo de los polos permite facilitar las condiciones de funcionamiento del transformador y reducir sus dimensiones.

Sobre las condiciones potenciales en el colector de un motor de tracción se puede juzgar, mejor que nada, por el valor del gradiente de potencial medio,

$$\varepsilon_{c, \text{med}} = U_{c, \text{med}} / t_c, \quad (11-2)$$

|  |              |
|--|--------------|
| Carga lineal $A$   | 550—650 A/cm |
| Inducción en el entrehierro $B_0$                                    | 0,9—1,0 T    |
| Factor de calentamiento $A_{Ja}$                                     | 2500—4000    |
| Velocidad máxima en la circunferencia del inducido $v_a \text{ máx}$ | 60—70 m/s    |
| Velocidad máxima en el colector $v_c \text{ máx}$                    | 54—56 m/s    |

En este caso, los índices técnico-económicos y la constante de máquina para un régimen de servicio continuo son:  $g_p = 3,5 \div 3,6$ ;  $g_M = 2,7$ ;  $e = 17,5 \div 18$ ;  $\xi = 0,51 \div 0,53$ ;  $C_A = (14 \div 15) \cdot 10^4$ .

Para elevar la seguridad de funcionamiento de los motores de tracción tiene gran importancia el hecho de que estos motores se conectan a la red a través de transformadores, es decir, están mejor protegidos contra las sobretensiones.

En Francia, actualmente han obtenido amplia aplicación las locomotoras con transmisión desde un motor de tracción a dos o tres ejes. De este modo se fabrican las locomotoras eléctricas y las locomotoras Diesel-eléctricas. La potencia del motor en este caso aumenta hasta 1500—2000 kW.

Otra orientación en el desarrollo de la construcción moderna de máquinas eléctricas de tracción es la fabricación de las así llamadas locomotoras de varios sistemas que pueden funcionar con diferentes sistemas de tracción. Estas locomotoras eléctricas contribuyen al aumento de la velocidad de movimiento ya que se reduce el tiempo de las paradas del tren.

Algunos países tienen dos sistemas de tracción, pero más generalmente se utilizan cuatro sistemas de tracción eléctrica:

1. Corriente monofásica de tensión elevada (20—25 kV), con frecuencia industrial (50 ó 60 Hz).

2. Corriente monofásica de tensión elevada (11—15 kV), con frecuencia reducida (16 $\frac{2}{3}$  ó 25 Hz).

3. Corriente continua con 3 kV de tensión en la red de contacto.

4. Corriente continua con 1,5 kV de tensión en la red de contacto.

En la URSS los ferrocarriles están electrificados según los sistemas de tracción indicados en los puntos 1 y 3. Con relación a esto, en la fábrica de locomotoras eléctricas de Novocherkassk, además de locomotoras eléctricas de corriente alterna y corriente continua, se construyen locomotoras eléctricas de corriente doble. Las firmas francesas y suizas fabrican locomotoras eléctricas de tres y hasta de cuatro sistemas para arrastrar trenes por una serie de países de Europa que tienen diferentes sistemas de tracción. Una particularidad distintiva de tales locomotoras es que sus motores de tracción siempre se fabrican para la tensión de 1,5 kV (para poder satisfacer a las exigencias de los sistemas de tracción de corriente continua). La transmisión se realiza, casi siempre, desde un motor de tracción de gran potencia a dos o tres ejes del bogie de la locomotora.

En las tablas 11-6 y 11-7 se dan los datos técnicos de los motores modernos de tracción fabricados por firmas de vanguardia extranjeras para las locomotoras eléctricas de uno o de varios sistemas.

Tabla 11-6

| Índice  | Tipo de motor |                       |            |            |                 |                          | EE. UU.<br>4            |
|---|---------------|-----------------------|------------|------------|-----------------|--------------------------|-------------------------|
|   | TAO-649       | GB-317,23/a           | MG-710A    | TO-136*    | TAO-616         | AL-446 IP                |                         |
| Firma-productora . . . . .                              | "Alst-hom,"   | "Siemens — Schuckert" | "Alst-hom" | "Alst-hom" | Fábrica "Lenin" | "Schneider Westinghouse" | "General Electric" (GE) |
| País donde se utiliza la locomotora eléctrica . . . . . | URSS          | URSS                  | India      | Francia    | URSS            | Francia                  |                         |
| Número de polos $2p$ . . . . .                          | 6             | 6                     | 4          | 6          | 6               | 6                        |                         |
| <b>Régimen de carga continua:</b>                       |               |                       |            |            |                 |                          |                         |
| Potencia $P_x$ , kW . . . . .                           | 760           | 725                   | 535        | 905        | 1290            | —                        | 618                     |
| Tensión $U_x$ , V . . . . .                             | 750           | 1110                  | 1250       | 923        | 1100            | —                        | 675                     |
| Corriente $I_x$ , A . . . . .                           | 1080          | 685                   | 460        | 1040       | 1250            | —                        | 1000                    |
| Velocidad de rotación $n_x$ , r. p. m.                  | 910           | 870                   | 1020       | 1080       | 765             | —                        | 870                     |
| Par motor $M_x$ , N·m . . . . .                         | 8150          | 8120                  | 5110       | 8100       | 16.300          | —                        | 6900                    |
| Rendimiento $\eta$ , % . . . . .                        | 93,8          | 94,65                 | 93         | 94,6       | 93,3            | —                        | 91,5                    |
| <b>Régimen horario:</b>                                 |               |                       |            |            |                 |                          |                         |
| Potencia $P_h$ , kW . . . . .                           | 790           | 825                   | 557        | 970        | 1330            | 750                      | 662                     |
| Corriente $I_h$ , A . . . . .                           | 1135          | 785                   | 478        | 1120       | 1285            | 1080                     | 1080                    |
| Velocidad de rotación $n_h$ , r. p. m.                  | 890           | 845                   | 1000       | 1060       | 760             | 900                      | 850                     |
| Par motor $M_h$ , N·m . . . . .                         | 928           | 954                   | 930        | 946        | 938             | —                        | 908                     |
| <b>Régimen de arranque:</b>                             |               |                       |            |            |                 |                          |                         |
| Corriente de arranque $I_{arr}$ , A . . . . .           | 1500          | —                     | 700        | 1900       | 1933            | —                        | 1370                    |
| Momento de arranque $M_{arr}$ , N·m . . .               | 12.460        | 13.450                | 9050       | 17.100     | 27.300          | —                        | 9300                    |

| Índice  | Tipo de motor |            |         |         |         |           | GE-752 |
|---|---------------|------------|---------|---------|---------|-----------|--------|
|   | TAO-649       | GB-317/23a | MG-710A | TO-136* | TAO-646 | AL-446 IP |        |
| <b>Régimen de máxima velocidad:</b>                                   |               |            |         |         |         |           |        |
| Velocidad de rotación $n_{\max}$ , r. p. m.                           | 1970          | 1810       | 2200    | 2030    | 1350    | —         | 2280   |
| Potencia $P_v$ , kW   | 454           | 560        | 347     | —       | —       | —         | 167    |
| <b>Coeficientes que caracterizan la utilización del motor:</b>        |               |            |         |         |         |           |        |
| Peso del motor $G$ , kg   | 3270          | —          | 2750    | 3760    | 4550    | —         | 3550   |
| Constante de máquina de Arnold  | 16,8          | 16,7       | 16,4    | 14,8    | 13,3    | —         | 15,0   |
| $C = \frac{D_a^2 l_a n_{\infty}}{U_{\infty} I_{\infty}}$              | —             | —          | —       | 5,13    | 4,17    | 3,52      | —      |
| Peso relativo $\xi_p = G/P_{\infty}$ , kg/kW                          | 5,07          | —          | —       | 0,42    | 0,45    | 0,5       | —      |
| Constante de Boldvin $\xi = \frac{P_{\infty} n_{\max}}{G n_{\infty}}$ | 0,415         | —          | —       | —       | —       | —         | —      |
| Coeficiente de regulación $k_v = n_{\max}/n_{\infty}$                 | 2,18          | 2,01       | 2,16    | 1,86    | 1,86    | 2,0       | 2,55   |
| Coeficiente de utilización de potencia $k_p = P_v/P_{\infty}$         | 0,6           | 0,77       | 0,65    | —       | —       | —         | 0,274  |

Tabla J1-7

| Índice  | Tipo de motor |            |         |         |         |           |        |
|---|---------------|------------|---------|---------|---------|-----------|--------|
|   | TAO-649       | GB-317/23a | MG-710A | TO-136* | TAO-646 | AL-446 iP | SW-435 |
| Diámetro del inducido $D_a$ , mm . . . . .  | 620           | 620        | 500     | 620     | 930     | 710       | 534    |
| Longitud del inducido $l_a$ , mm . . . . .  | 390           | 380        | 370     | 340     | 280     | 350       | 407    |
| Número de ranuras $Z$ . . . . .   | 87            | 99         | 71      | 57      | 116     | 87        | 51     |
| Velocidad máxima en el inducido $v_a$ máx, m/s  | 54,9          | 58,8       | 57,6    | 65,9    | 68,2    | 67,0      | 63,0   |
| Diámetro del colector $D_c$ , mm . . . . .  | 462           | 540        | 395     | 520     | 672     | 570       | 438    |
| Número de dientes $K$ . . . . .   | 261           | 396        | 212     | 342     | 464     | 261       | 306    |
| Velocidad máxima en el colector $v_c$ máx, m/s  | 40,9          | 51,15      | 45,6    | 55,3    | 50      | 53,7      | 51,7   |
| Existencia del devanado compensador . . . . .   | No            | Sí         | No      | Sí      | No      | No        | No     |
| Diámetro exterior del estator $D_{est}$ , mm . . .                                    | 965           | 842        | 770     | 1025    | —       | —         | 875    |
| Inducción en el entrehierro $B_b$ , T . . . . .                                       | 1,11          | —          | 0,81    | 0,98    | —       | 1,1       | 1,03   |
| Inducción en los dientes del inducido $B_{z_{1/3}}$ , T                               | 2,12          | —          | 2,155   | 2,15    | —       | —         | 2,22   |
| Carga lineal $A \cdot 10^{-2}$ , A/m . . . . .  | 506           | 535        | 624     | 656     | 510     | 422       | 658    |
| Densidad de corriente en el devanado del inducido $j_a$ , A/mm <sup>2</sup> . . . . . | 6,83          | 5,7        | 4,86    | 6,85    | —       | 6,1       | 6,7    |
| Factor de calentamiento $Aja$ . . . . .   | 3300          | 3050       | 3030    | 4500    | —       | 2570      | 4410   |
| F. c. m. reactiva de $Z_{mn} e_r$ , V . . . . .                                       | 7,2           | 7,35       | —       | 8,01    | —       | 3,93      | 6,53   |
| Tensión media entre delgas $U_c$ med, V . . .   | 17,2          | 16,65      | —       | 16,2    | 19      | 17,3      | 13,2   |

## 11-6. Máquinas especiales de corriente continua

**A. Máquina unipolar.** La fig. 11-7 representa la idea de una máquina unipolar o sin colector de corriente continua. Imaginense que el disco que gira en el campo magnético del imán N—S está compuesto por una serie de sectores, uno de los cuales está representado en la figura con línea de trazos. Cada uno de estos sectores puede ser considerado como un conductor cuyo vértice está en el eje del disco y cuya base se encuentra en su periferia. Aplicando la regla de la mano derecha determinamos que en este conductor se induce una f. e. m. que siempre tiene una misma dirección, en nuestro caso, desde el eje del disco hacia su periferia. Lo mismo se puede repetir respecto de otro conductor cualquiera que durante el giro del disco sustituya al conductor dado. Entre las escobillas instaladas en el eje y en la periferia del disco surgirá una diferencia de potencial de dirección constante, y si conectamos las escobillas a algún circuito exterior aparecerá también corriente continua.

Esta idea fundamental tuvo cierto desarrollo en la primera década de nuestro siglo a causa de los intentos que se hacían para eludir las dificultades de conmutación que cada vez se ponían más agudas a medida que aumentaban las exigencias planteadas ante las máquinas de corriente continua.

En la construcción de generadores unipolares surgen grandes dificultades relacionadas con la necesidad de tener que tomar por contacto corredizo grandes corrientes a bajas tensiones de servicio. Este problema se resuelve hoy día empleando un contacto de metal fundido (de sosa y potasa) que circula entre las piezas giratoria e inmóvil del dispositivo tornacorriente. En los EE.UU. se ha construido un generador unipolar de 10 000 kW de potencia, 67 V, 150 000 A y 3600 r. p. m.

En la URSS, en el año 1939, fue construida una máquina unipolar del sistema del ingeniero B. V. Kostin que dio durante el ensayo del generador de 7,5 kW de potencia, 3 V, 2500 A y 4000 r. p. m. unos resultados bastante favorables.

Actualmente la inducción unipolar se utiliza también en los generadores magnetohidrodinámicos (МГД) que se están creando. En estos generadores en lugar de un conductor móvil, en el que un campo con dirección constante induce f. e. m., se utiliza un flujo de gases candentes ionizados llamado plasma.

**B. Generador para soldadura de la fábrica «Elektrik».** Los generadores para soldadura deben satisfacer las siguientes exigencias principales: a) soportar el régimen de cortocircuito que tiene lugar en el momento cuando el soldador pone los electrodos en cortocírculo (por ejemplo, en el instante del encendido del arco); b) asegurar una intensidad de corriente más o menos constante siendo la resistencia del arco variable (longitud del arco variable).

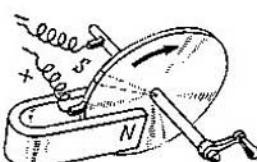


Fig. 11-7. Principio de funcionamiento de una máquina unipolar

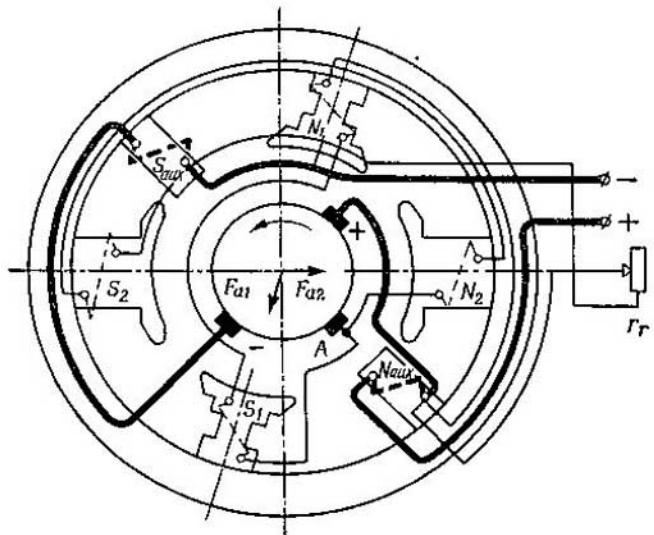


Fig. 11-8. Generador para soldadura de la fábrica "Elektrik"

El cumplimiento de las condiciones planteadas se logra con que la característica exterior del generador para soldadura tiene un carácter bruscamente decreciente. Para obtener dicha característica se utilizan generadores para soldadura de distintos tipos. En la URSS la fábrica "Elektrik" produce en masa generadores para soldadura con la así llamada tercera escobilla.

En la fig. 11-8 está representado el esquema principal de un generador modernizado para soldadura del tipo PIC-300M. Los datos técnicos nominales de este generador son:  $U_n=35V$ ,  $n=1450$  r. p. m.,  $I=260$  A con una duración de funcionamiento  $DF=100\%$ , y  $I=340$  A para  $DF=65\%$  (aquí se toma por 100% todo el tiempo de funcionamiento, incluyendo las pausas). El inducido de este generador es ordinario. El sistema magnético tiene cuatro polos principales y dos auxiliares. Los polos  $N_1-S_1$  que están un poco desplazados con respecto a la vertical y que tienen ranuras para aumentar la saturación magnética se llaman *principales*, y los polos  $N_2-S_2$  que están dispuestos en el eje horizontal se llaman *transversales*. Los devanados de excitación de los polos principales y transversales se conectan en paralelo cada uno de ellos entre las escobillas positiva y auxiliar  $A$  de tal modo que dos polos contiguos: uno principal y uno transversal, tengan la misma polaridad.

Así se obtiene una máquina de dos polos divididos cada uno de ellos en dos partes. La regulación de la corriente de excitación se ejecuta por medio del reóstato  $r_r$  sólo en el circuito del devanado de excitación de los polos transversales. Durante la carga surge una f. m.

de la reacción del inducido que puede ser descompuesta por los ejes de los polos principales y transversales en las componentes:  $F_{a1}$ , que magnetiza los polos principales, y  $F_{a2}$ , que desmagnetiza los polos transversales. El efecto magnetizante de la f. m.  $F_{a1}$  sobre los polos principales es muy débil ya que estos, gracias a sus ranuras, ya están muy saturados. Por lo tanto, la tensión aplicada al devanado de excitación que está condicionada primordialmente por los polos principales varía poco con el cambio de la carga. Por el contrario, con el aumento de la corriente de carga  $I$ , la f.m.  $F_{a2}$  desmagnetiza fuertemente los polos transversales. Así se obtiene la forma decreciente necesaria para la soldadura de la característica exterior del generador en cuestión (fig. 11-9). Los límites de regulación de la corriente para soldar son de 80 a 400 A.

**C. Excitadores para turbogeneradores sincrónicos.** Las máquinas sincrónicas y particularmente los turbogeneradores sincrónicos se excitan con corriente continua. La fuente de alimentación, o sea, el excitador, es un generador de corriente continua con una serie de características especiales. El inducido del excitador está dispuesto generalmente en el extremo saliente del árbol de la parte giratoria (rotor) del turbogenerador; en las unidades de gran potencia el excitador está separado y acoplado al rotor del turbogenerador por medio de un embrague. En ambos casos el excitador es una máquina de gran velocidad, puesto que los turbogeneradores fabricados en la URSS giran a una velocidad de 3000 r. p. m. Esta máquina es sensible a las vibraciones, funciona en condiciones de comutación muy duras y necesita tener una ventilación intensa. En la fábrica "Elektrosila" para un turbogenerador de 100 000 kW de potencia con refrigeración por hidrógeno ha sido creado un excitador modernizado con los siguientes datos técnicos nominales: 300 kW, 400 V, 750 A y 3000 r. p. m. Este excitador representa una máquina cuadripolar de tipo cerrado con polos auxiliares y con devanado compensador. El inducido del excitador tiene un devanado imbricado ordinario con compensadores. Las partes frontales del devanado se fijan con bandajes macizos de bronce. El colector es de longitud considerable y se fija por medio de anillos.

El excitador tiene excitación independiente por medio de un subexcitador especial de 1,5/6 kW, 115 V, 13/52 A; aquí las cifras superiores corresponden al servicio continuo del excitador y las inferiores a los regímenes transitorios de su funcionamiento.

La ventilación del excitador y del subexcitador es de ciclo cerrado para lo cual en la losa de cimentación están previstas dos cámaras con enfriadores de aire.

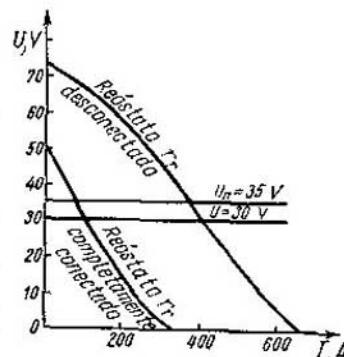


Fig. 11-9. Características exteriores del generador para soldadura de la fábrica "Elektrik"

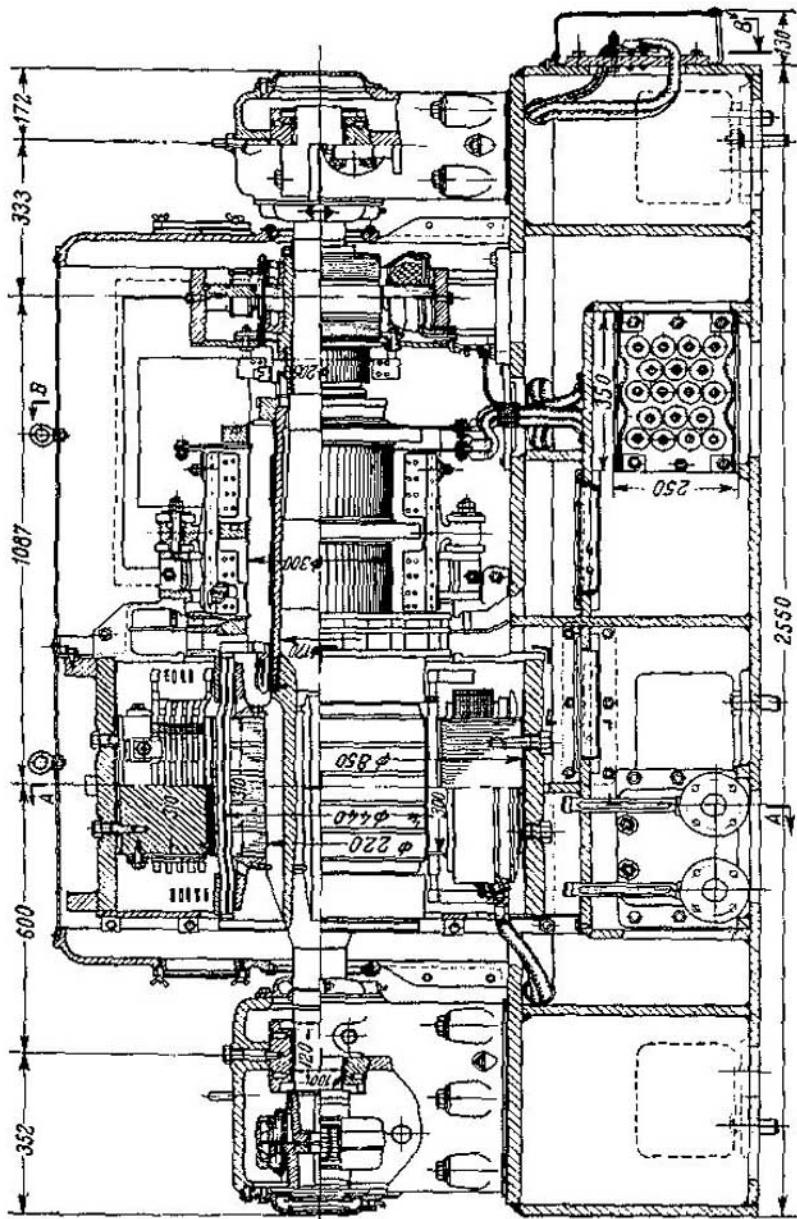


Fig. 11-10a. Corte longitudinal del excitador de un turbogenerador

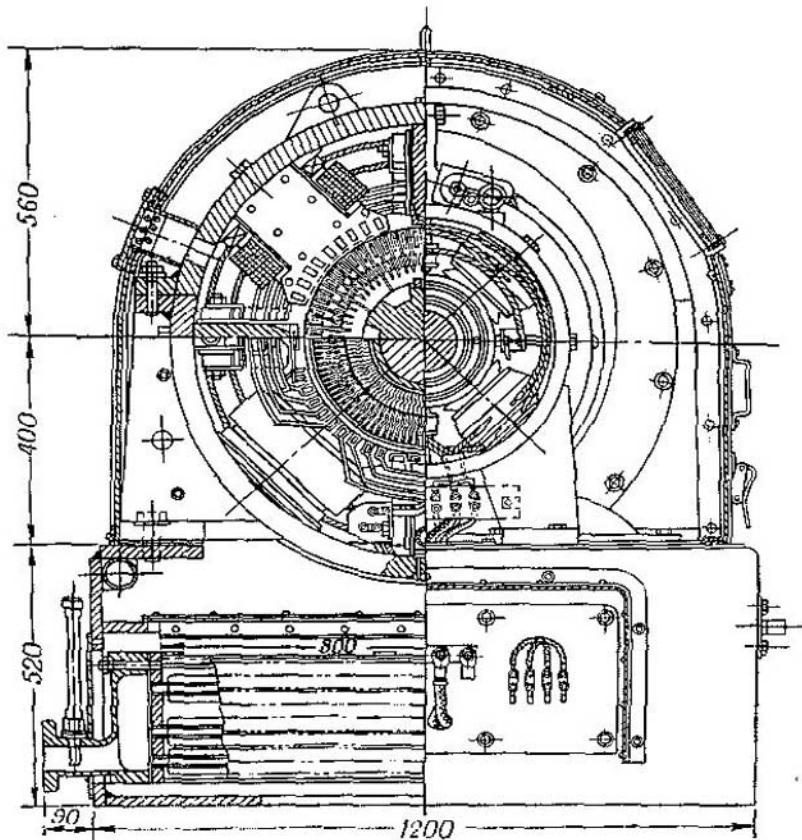


Fig. 11-10b. Corte transversal del excitador de un turbogenerador

Para eliminar la transmisión de las vibraciones, el excitador está instalado separadamente sobre cojinetes de deslizamiento de pedestal y está acoplado al rotor del turbogenerador por medio de un embrague elástico.

Las figs. 11-10a, y 11-10b representan las secciones longitudinal y transversal del excitador descrito. Los principales datos de cálculo de este excitador son:  $D_a = 440$  mm,  $l_a = 310$  mm,  $D_c = 300$  mm,  $l_c = 380$  mm, las dimensiones de la placa de asiento son:  $2550 \times 1200$  mm, la altura total del excitador con la placa de asiento es de 1480 mm.

**D. Amplidino (ЭМУ)** [136—144]. El amplidino pertenece a las máquinas en las cuales se utiliza la reacción transversal del inducido. Hoy día el amplidino se utiliza ampliamente en diferentes sistemas de accionamientos electrificados de control continuo. El amplidino desempeña el papel de un regulador automático de acción continua de una o de varias magnitudes que determinan el funcionamiento

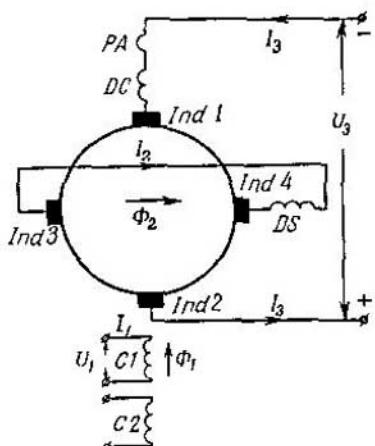


Fig. 11-11. Esquema de un amplidíno

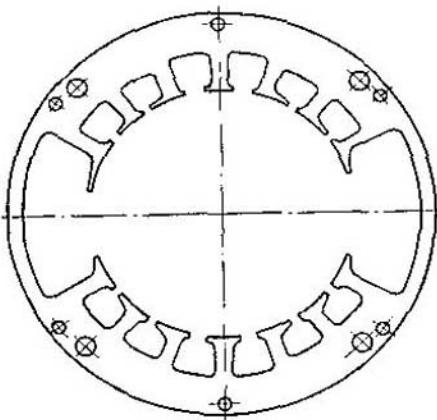


Fig. 11-12. Chapa de acero del estator de un amplidíno

del accionamiento eléctrico: tensión, corriente, velocidad de rotación, etc.

El esquema principal de un amplidíno está representado en la fig. 11-11. Sobre el colector del inducido ordinario de una máquina de corriente continua están colocadas dos pares de escobillas: las escobillas por el eje longitudinal  $Ind1 - Ind2$  y las escobillas por el eje transversal  $Ind3 - Ind4$ , que están cortocircuitadas. En el estator hay: a) dos o, en el caso general, varios devanados de control  $C$ , uno de los cuales sirve para crear el flujo de excitación  $\Phi_1$  y el otro (u otros) se conectan al circuito de donde es necesario recibir la señal que actúa sobre el funcionamiento del amplidíno; b) un devanado compensador  $DC$  que, en lo posible, debe compensar completamente la f. m. producida por la corriente  $I_3$  en el eje longitudinal del inducido; c) el devanado de los polos auxiliares en el eje longitudinal (en el eje transversal generalmente no se ponen polos auxiliares); d) el devanado en serie  $DS$  que, a menudo, se inserta en el contorno cortocircuitado y que actúa por el eje transversal.

Por motivos de construcción al estator del amplidíno se le da una forma especial, representada en la fig. 11-12.

El principio de funcionamiento del amplidíno es el siguiente. Apliquemos al devanado  $C1$  una pequeña potencia  $P_1 = U_1 I_1$  para crear el flujo  $\Phi_1$ . Durante el giro del inducido en este flujo, surge en el circuito de las escobillas  $Ind3 - Ind4$  cortocircuitadas una pequeña f. e. m.  $E_2$  que, no obstante, engendra una considerable corriente  $I_2$  a causa de que en este circuito la resistencia es muy pequeña. En determinadas condiciones la corriente  $I_2$  produce un flujo  $\Phi_2$  relativamente grande, en correspondencia con lo cual aparece en el circuito de las escobillas  $Ind1 - Ind2$  una considerable f. e. m.  $E_3$  y puede

circular una considerable corriente  $I_3$ . Puesto que la f. m. producida por ésta es compensada por la f. m. del devanado  $DC$ , el flujo de excitación resultante queda igual al flujo  $\Phi$ , y, por consiguiente, no depende de la corriente  $I_3$  ni de la potencia que entrega el generador.

Para mayor eficacia de funcionamiento el amplidino debe poseer las siguientes cualidades: a) un alto factor de amplificación  $k_{am}$ , b) pequeñas constantes de tiempo y c) buena estabilidad de funcionamiento.

*Factor de amplificación.* De lo antedicho se deduce que la ganancia de potencia se efectúa en dos etapas: en la primera etapa la potencia  $P_1 = U_1 I_1$  aumenta hasta la potencia  $P_2 = E_2 I_2$ , y en la segunda etapa la potencia  $P_2 = E_2 I_2$  aumenta hasta la potencia  $P_3 = U_3 I_3$ . La relación

$$k_{am} = \frac{P_3}{P_1} = \frac{P_2}{P_1} \frac{P_3}{P_2} = k_{am1} k_{am2} \quad (11-3)$$

se denomina *factor de amplificación* de potencia del amplidino.

Sean  $\Lambda_1$  y  $\Lambda_2$  las permeancias en los ejes longitudinal y transversal. Entonces el flujo de excitación en el eje longitudinal será  $\Phi_1 \sim I_1 \Lambda_1$ , la f. e. m.  $E_2 \sim n\Phi_1 \sim nI_1 \Lambda_1$ , la corriente  $I_2 = E_2/R_{as}$ ; siendo  $R_{as} = \text{const}$  la corriente  $I_2 \sim E_2 \sim nI_1 \Lambda_1$ , el flujo  $\Phi_2 \sim I_2 \Lambda_2 \sim nI_1 \Lambda_1 \Lambda_2$  y, por consiguiente,  $E_3 \sim n\Phi_2 \sim n^2 I_1 \Lambda_1 \Lambda_2$ . Si  $R$  es la resistencia del circuito exterior para el cual funciona el amplificador, entonces,

$$I_3 = \frac{E_3}{R_{as} + R} = \frac{n^2 I_1 \Lambda_1 \Lambda_2}{R_{as} + R};$$

entonces la potencia que suministra el amplificador al circuito exterior será:

$$P_3 = I_3^2 R \sim \frac{R}{(R_{as} + R)^2} (n^2 I_1 \Lambda_1 \Lambda_2)^2.$$

Puesto que  $U_1 = I_1 R_1$ , donde  $R_1$  es la resistencia del devanado de excitación, entonces, de acuerdo con la fórmula (11-3), tenemos

$$k_{am} = \frac{R}{(R_{as} + R)^2 R_1} (n^2 \Lambda_1 \Lambda_2)^2. \quad (11-4)$$

Esta deducción se ha hecho sin tomar en cuenta la reacción comutadora del inducido. En los amplificadores sin polos auxiliares en el eje transversal, la f. m. de la reacción comutadora del inducido  $F_{con}$  puede superar en varias veces la fuerza magnetizante de excitación  $F_1$  y, por consiguiente, influir intensamente en el funcionamiento del amplificador. En esto el amplidino se diferencia de las máquinas de corriente continua de tipo ordinario en las que la f. m.  $F_{con}$  desempeña generalmente un papel secundario. En la fig. 11-13 están representadas con las líneas de trazos 1 y 3 las curvas  $I_2 = f(n)$  y  $E_3 = f(n)$  sin tener en cuenta la reacción comutadora del inducido y con las líneas llenas 2 y 4, teniéndola en cuenta. Así pues, el factor de amplificación depende de la velocidad de rotación en un grado mucho menor que como se deduce por la fórmula (11-4). Por otra parte, el

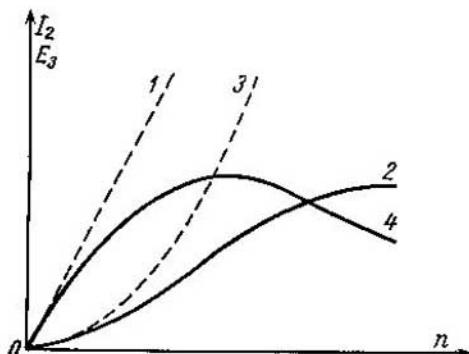


Fig. 11-13. Curvas  $I_2 = f(n)$  y  $E_3 = f(n)$ : líneas de trazo, sin tener en cuenta la reacción de comutación del inducido; líneas continuas, teniendo en cuenta

factor  $k_{am}$  es tanto mayor, cuanto mayor son las permeancias  $\Lambda_1$  y  $\Lambda_2$ ; para asegurar los valores adecuados de estas magnitudes, en el amplificador se admiten inducciones mucho menores que en las máquinas ordinarias de corriente continua y en ambos ejes de la máquina se hacen unos espacios de aire mínimos. También está claro que el factor  $k_{am}$  depende de la resistencia  $R$  del circuito exterior. Tanto con la red exterior abierta, o sea, cuando  $R = \infty$ , como en las condiciones de funcionamiento del amplificador en cortocircuito,

cuando  $R = 0$ , el factor de amplificación  $k_{am} = 0$ .

Generalmente el factor de amplificación  $k_{am} \leq 10\,000$ , siendo  $k_{am}$  siempre considerablemente menor que  $k_{am}$ ; así, por ejemplo, si  $k_{am} = 8000$  los factores  $k_{am1} \approx 40$  y  $k_{am2} \approx 200$ . En casos particulares el factor  $k_{am}$  puede alcanzar valores del orden de 100 000.

*Constantes de tiempo del amplidino.* Cuando el amplificador funciona en vacío existen dos constantes de tiempo, a saber: para el circuito de excitación  $T_1 = L_1/R_1$  y para el circuito en el eje transversal  $T_2 = L_2/R_2$ ; aquí  $L_1$  y  $L_2$  son las inductancias de los respectivos circuitos. Cuando el amplificador funciona bajo carga es necesario tener también en cuenta la constante de tiempo del circuito de trabajo  $T_3 = L_3/R_3$ . En algunos casos la "sensibilidad" del amplidino, es decir, la rapidez de su respuesta a la señal recibida, tiene una importancia primordial. Para esto es necesario que para los valores prefijados de  $R_1$  y  $R_2$  las inductancias  $L_1$  y  $L_2$  sean lo más menores posible. Como es sabido  $L = \omega \Phi_{(i=1A)}$ , pero  $\Phi_{(i=1A)} = \omega \Lambda$ , donde  $\Lambda$  es la permeancia en el camino del flujo  $\Phi_{(i=1A)}$ . Así pues,

$$L_1 = w_1^2 \Lambda_1 \quad y \quad L_2 = w_2^2 \Lambda_2.$$

Por consiguiente, los menores valores de  $L_1$  y  $L_2$  se obtienen cuando los valores de  $\Lambda_1$  y  $\Lambda_2$  son también menores. Comparando esta deducción con lo antedicho sobre el factor de amplificación, vemos que *aumentando  $k_{am}$  a cuenta del aumento de  $\Lambda_1$  y  $\Lambda_2$ , aumentamos simultáneamente las constantes de tiempo del amplificador, o sea, disminuimos su sensibilidad; y al contrario, la mayor sensibilidad del amplidino corresponde a su menor capacidad de amplificación*. Se puede demostrar que la mayor sensibilidad del amplidino se obtiene cuando  $T_1 = T_2$ . Generalmente  $T_1 = 0,05 \div 0,2$  s.

*Estabilidad de funcionamiento del amplidino.* El análisis demuestra que el régimen transitorio del amplidino siempre tiene carácter oscilante.

En este caso, si la compensación es incompleta el proceso oscilatorio se amortigua; pero con una compensación excesiva surge un proceso oscilatorio estable que puede perturbar el funcionamiento normal del amplidino.

Para evitar la autoexcitación del amplidino, éste está provisto de un devanado estabilizador especial dispuesto en el eje longitudinal y conectado a los bornes del amplificador a través de un condensador o un transformador estabilizador  $TE$  (fig. 11-14). Si en los bornes de trabajo  $Ind1 - Ind2$  la tensión  $U_3$  es constante ( $U_3 = \text{const}$ ), la corriente no podrá pasar al devanado estabilizador, pero con las primeras variaciones de ésta el condensador  $C$  o el devanado secundario del transformador estabilizador comenzarán a alimentar el devanado estabilizador  $DE$ . En este caso, la f. m. del devanado estabilizador contribuye al aumento de la tensión  $U_3$  cuando ésta disminuye y, por el contrario, tiende a disminuirla cuando ésta aumenta. Esta relación entre la tensión  $U_3$  y la acción del devanado estabilizador se llama inversa y, en el caso dado, se realiza de acuerdo con la primera derivada de la tensión  $U_3$ .

En caso de una compensación incompleta la estabilidad de funcionamiento del amplidino dependerá de la correlación entre las constantes de tiempo  $T_1$ ,  $T_2$  y  $T_3$ . El análisis demuestra que la estabilidad de funcionamiento es tanto menor, cuanto más próximas sean estas magnitudes entre sí, y al contrario.

Cuando el amplidino funciona bajo carga, las corrientes  $I_2$  y  $I_3$  circulan por el devanado del inducido y se distribuyen así como se muestra en la fig. 11-15. Considerando que  $2a=2$ , vemos que en los cuadrantes primero y tercero la corriente resultante es igual a  $\frac{1}{2}(I_2 - I_3)$  y en los cuadrantes segundo y cuarto, a  $\frac{1}{2}(I_2 + I_3)$ . Por consiguiente, la corriente que determina las pérdidas en el devanado del inducido es

$$I_a = \sqrt{\left[\frac{1}{2}(I_2 - I_3)\right]^2 \cdot 2 + \left[\frac{1}{2}(I_2 + I_3)\right]^2 \cdot 2} = \sqrt{I_2^2 + I_3^2}. \quad (11-5)$$

La forma de la característica exterior del amplidino  $U_3 = f(I_3)$  con  $n = \text{const}$  y  $I_1 = \text{const}$ , depende en gran medida del grado de compensación del inducido. En la fig. 11-16 las curvas 1, 2 y 3 representan las características exteriores del amplidino cuando la compensación es completa, incompleta y excesiva respectivamente. Habitualmente el grado de compensación se establece de tal manera que la caracterís-

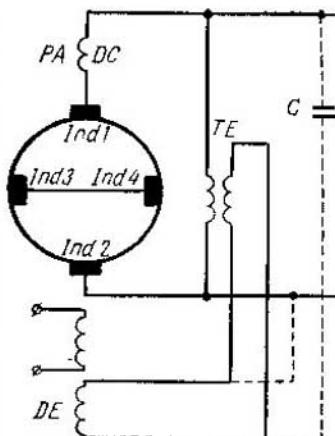


Fig. 11-14. Conexiones estabilizadoras del amplidino  
PA — polos auxiliares; DC — devanado compensador

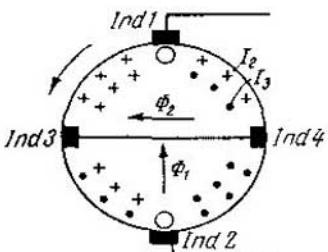


Fig. 11-15. Distribución de las corrientes en el devanado de inducido del amplidino

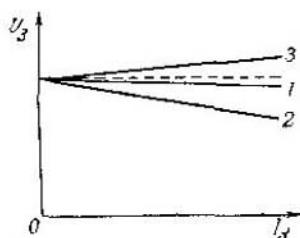


Fig. 11-16. Características exteriores del amplidino:  $U_s = f(I_g)$  para  $n = \text{const}$  e  $I_1 = \text{const}$

tica exterior corresponda a las curvas 1 ó 2, ya que el funcionamiento según la curva 3 tiene un carácter inestable.

Como ya habíamos dicho, el amplidino se utiliza para los más diferentes esquemas del accionamiento eléctrico y para distintos objetivos. En la fig. 11-17 está representado un esquema que permite mantener una corriente de valor constante en el circuito del inducido del generador  $G$ . Aquí  $I$  es el devanado del amplificador que engendra la f. m.  $F_1$ ; 2 es un devanado de control conectado al circuito del inducido del generador controlado y que engendra la f. m.  $F_2$ , que está dirigida en oposición con respecto a la f. m.  $F_1$ . Con el aumento de la corriente del generador  $I_g$  aumenta la acción opuesta del devanado 2 y de acuerdo con esto disminuyen: el flujo en el eje longitudinal, la tensión en la salida del amplificador y la corriente en el circuito de excitación del generador  $G$ ; como resultado la corriente  $I_g$  casi alcanza su valor anterior. En este esquema la regulación de la corriente  $I_g$  se realiza con una exactitud de  $\pm (2-3)\%$ .

Generalmente los amplidinos se construyen para potencias de hasta 100 kW. Los datos técnicos del amplidino 3MY-600 son: 60 kW, 230 V y 1500 r. p. m. siendo  $2p=4$ . Actualmente, los amplidinos de grandes potencias se utilizan también como excitadores de turbogeneradores acoplándolos con el árbol del turbogenerador por medio de una transmisión por engranajes. Así, por ejemplo, en los EE.UU. se ha construido un amplidino de una potencia de 400 kW, 375 V, 1200 r. p. m. con  $2p=4$  para excitar un turbogenerador de 147 MV·A y 3600 r. p. m. [144].

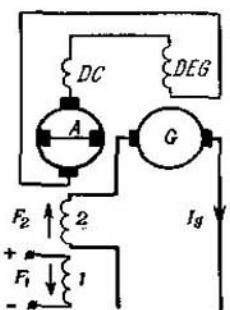


Fig. 11-17. Esquema de un generador de corriente continua con amplidino

$DEG$  — devanado de excitación del generador

**E. Regulador electromecánico (EP).** Este regulador ha sido también propuesto para ejecutar el control automático de los procesos de la producción. Por su estructura este regulador representa una má-

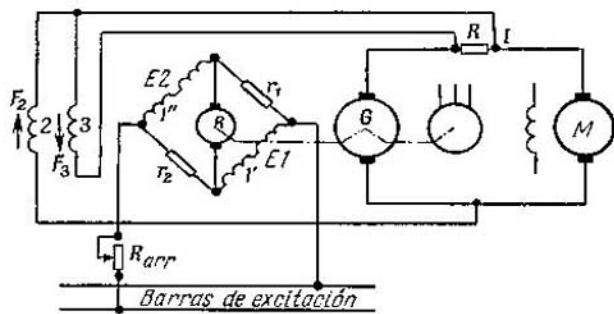


Fig. 11-18. Regulador electromecánico en el sistema GM

quina de corriente continua ordinaria con varios devanados de excitación. En la fig. 11-18 se representa su esquema como regulador de velocidad que actúa según el principio de f. c. e. m. Aquí  $G$  es un generador que se pone en marcha por un motor asincrónico trifásico;  $M$  es un motor de corriente continua alimentado por el generador  $G$ ;  $R$  es el regulador electromecánico acoplado en un mismo árbol con el generador (puede ponerse también en rotación por un motor asincrónico pequeño separado) y conectado en el esquema de puente;  $E1$  y  $E2$  son dos derivaciones paralelas del devanado de excitación del generador  $G$ ;  $1'$  y  $1''$  son dos derivaciones paralelas del devanado de autoexcitación del regulador electromagnético;  $2$  y  $3$  son devanados de control. Los devanados de excitación  $E1$  y  $E2$  del generador  $G$  y los devanados  $1'$  y  $1''$  del regulador están conectados en los brazos del puente equilibrado según el esquema representado en la figura.

El devanado  $2$  está conectado a los bornes del motor y su f. m.  $F_2 \sim U_m$ ; el devanado  $3$  está conectado en paralelo a la resistencia  $R$  y su f. m.  $F_3 \sim I$ . En el régimen de funcionamiento estable la f. m.  $F_1$  de los devanados  $1'$  y  $1''$  y la f. m.  $F_3$  van dirigidas en concordancia una con la otra, pero en oposición con respecto a la  $F_2$ , siendo  $F_1 + F_3 = F_2$ . Por consiguiente, la f. m. resultante del regulador es igual a cero, y por lo tanto, su f. e. m. será también prácticamente nula, ya que el sistema magnético del regulador está hecho de acero especial con un magnetismo remanente mínimo (0,4% en lugar de 2–3% usuales) y con un efecto de histéresis mínimo. Ahora, supongamos que variamos la resistencia  $R_{arr}$ , por ejemplo, la disminuimos, entonces la f. m.  $F_1$  crecerá y en el circuito del inducido del regulador aparecerá cierta f. e. m. inicial, bajo cuyo efecto comenzará su autoexcitación. Así pues, un pequeño impulso inicial provoca un cambio considerable de la corriente de excitación del generador  $G$  y también de la velocidad de rotación del motor  $M$ . Pero si para la resistencia  $R_{arr}$  dada varía, por ejemplo, aumenta, el par de frenado del motor, entonces la corriente  $I$  tenderá a crecer y la velocidad  $n$ , a disminuir; pero, en este caso, aumentará la f. m.  $F_3$ , lo cual conducirá a tal aumento de la corriente de excitación y de la f. e. m. del generador  $G$ , para la cual

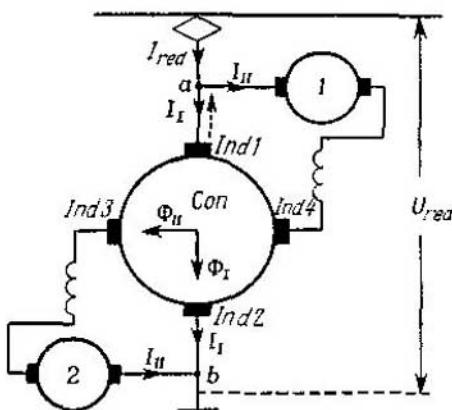


Fig. 11-19. Esquema principal del convertidor de corriente continua de K. I. Schenfer

velocidad y el frenado hasta velocidades infimas.

El esquema principal de este convertidor está representado en la fig. 11-19. Aquí *Con* es un convertidor puesto en rotación con velocidad constante y que representa una máquina de corriente continua con dos pares de escobillas dispuestas en los ejes longitudinal y transversal (escobillas *Ind1* — *Ind2* y *Ind3* — *Ind4*); 1 y 2 son motores de tracción conectados en serie con las escobillas *Ind3* — *Ind4* entre los puntos *a* y *b*, o sea, en el circuito de la corriente transversal *I\_H*; entre estos mismos puntos se encuentra el circuito de la corriente longitudinal *I\_L*. Así pues, existen dos derivaciones paralelas: una, por el eje longitudinal y la otra, por el transversal; las corrientes *I\_L* y *I\_H* crean en sus respectivos ejes en el inducido del convertidor los fluxos  $\Phi_L$  y  $\Phi_H$ .

Suprimiendo, a fin de simplicidad, la caída de tensión en el circuito de corriente *I\_L* tenemos:

$$U_{\text{red}} \approx E_1 \approx C_{el} n_{\text{con}} \Phi_H \approx C'_{el} n_{\text{con}} I_H. \quad (11-6)$$

Aquí  $U_{\text{red}}$  es la tensión de la red;  $n_{\text{con}}$  es la velocidad de rotación del convertidor. Consideraremos que  $U_{\text{red}} = \text{const}$  y  $n_{\text{con}} = \text{const}$ ; entonces  $\Phi_H = \text{const}$  y, por consiguiente,  $I_H = \text{const}$ .

De aquí se deduce que, a pesar de la variación de la velocidad de rotación de los motores de tracción 1 y 2, la magnitud de la corriente *I\_H*, en las condiciones indicadas más arriba, permanece prácticamente constante.

Por otra parte,

$$I_H = \frac{(U_{\text{red}} + E_1) - 2F_{a.\text{mot}}}{R}, \quad (11-7)$$

la velocidad quedará invariable. El regulador electromecánico se fabrica para potencias de hasta 1 kW, en el sistema de GM éste permite regular la velocidad del motor en unos límites de hasta 1 : 120 y en algunos casos compite exitosamente con el amplidino.

**F. Convertidor de corriente continua de K. I. Schenfer.** El convertidor de corriente continua, inventado al mismo tiempo por J. Pestarini [145] y por K.I. Schenfer [146] en el año 1929 y llamado a menudo *metadino*, es una máquina reguladora especial que permite efectuar sin reóstato el arranque de los trenes eléctricos, y regular ampliamente la

Aquí  $E_{II}$  es la f. e. m. engendrada en el devanado de inducido del convertidor por el flujo  $\Phi_I$ ;  $E_{a.mot}$  es la fuerza contraelectromotriz de cada uno de los motores de tracción 1 y 2;  $R$  es la resistencia sumaria del circuito con corriente  $I_{II}$ .

Consideraremos, así como antes, que  $U_{red} = \text{const}$  y  $n_{con} = \text{const}$ . Entonces  $E_{II} = C_{e.II} n_{con} \Phi_I \approx C_{e.II} I_I$  y  $E_{a.mot} = C_{e.mot} n_{mot} \Phi_{mot} = C_{e.mot} n_{mot}$ , y la igualdad (11-7) puede ser escrita en la forma:

$$(U_{red} + C_{e.II} I_I) - I_{II} R = 2C_{e.mot} n_{mot}.$$

De esta fórmula se ve que la corriente  $I_I$  depende de la velocidad de rotación de los motores de tracción. Si despreciamos la caída de tensión  $I_{II}R$ , entonces, al ponerse en marcha los motores cuando  $n_{mot}=0$ , tenemos  $I_I = -U_{red}/C_{e.II}$ ; físicamente esto significa que la corriente  $I_I$  está dirigida desde el convertidor a la red (flecha de trazos en la fig. 11-19). Por eso la corriente que viene de la red será  $I_{red} = I_{II} - I_I$ . De acuerdo con la dirección negativa de la corriente  $I_I$ , la f. e. m.  $E_{II}$  actúa en oposición con respecto a la tensión  $U_{red}$  desempeñando así el papel de reóstato de arranque; así pues, durante el arranque tenemos

$$I_{II} = \frac{U_{red} - E_{II}}{R}.$$

A medida que la velocidad de arranque de los motores de tracción va aumentando, disminuye gradualmente el valor absoluto de la corriente  $I_I$  y, para una velocidad determinada  $n_{mot}$ , cambia su signo por el contrario, por lo cual cambia también el signo de la f. e. m.  $E_{II}$ ; en estas condiciones tenemos:

$$I_{II} = \frac{U_{red} + E_{II}}{R}$$

$$I_{red} = I_{II} + I_I.$$

Así pues, el convertidor de K. I. Schenfer es un transformador singular de corriente continua que transforma la tensión  $U_{red}$  de magnitud constante y la corriente  $I_I$  de magnitud variable en tensión  $U_{red} \pm \pm E_{II}$  de magnitud variable y en corriente  $I_{II}$  de valor constante.

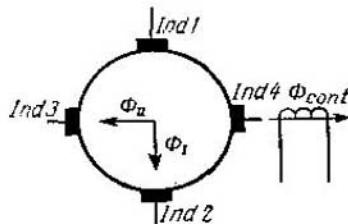


Fig. 11-20. Devanado de control del convertidor dispuesto en el eje transversal

Para poder regular la velocidad de rotación de los motores de tracción, en el estator del convertidor de K. I. Schenfer se disponen dos devanados de control alimentados por excitadores especiales. El devanado más importante es el que está dispuesto en el eje de las escobillas  $Ind3 - Ind4$ , o sea, en dirección transversal (fig. 11-20). El flujo  $\Phi_{cont}$  engendrado por este devanado debe estar dirigido en dirección opuesta con respecto al flujo  $\Phi_{II}$ , así que el flujo resultante en este eje será  $\Phi_{II} - \Phi_{cont} = \Phi_{II\ res}$ . Entonces la fórmula (11-4) puede ser escrita en la siguiente forma:

$$U_{red} \approx E_I = C_e n_{con} (\Phi_{II} - \Phi_{cont}) = C_e n_{con} \Phi_{II\ res}.$$

Si  $U_{red} = \text{const}$  y  $n_{con} = \text{const}$  el flujo resultante  $\Phi_{II\ res}$  también tendrá un valor constante, es decir,  $\Phi_{II\ res} = \Phi_{II} - \Phi_{cont} = \text{const}$ . De aquí se deduce que con cualquier variación del flujo  $\Phi_{cont}$ , conforme a la variación de la corriente en el devanado de control  $I_{cont}$ , cambiarán también: el flujo  $\Phi_{II}$ , la corriente  $I_{II}$  y correspondientemente con esto la velocidad de rotación de los motores de tracción.

La investigación realizada por el Instituto Electrotécnico de la URSS con un convertidor de corriente continua de 50 kW de potencia en un sistema con un motor de excitación compuesta ha demostrado que este convertidor puede utilizarse exitosamente en muchos casos y especialmente en las locomotoras eléctricas.

**G. Máquinas de corriente continua con imanes permanentes.** A principios de la tercera década de nuestro siglo para los imanes permanentes se hallaron nuevos materiales que son aleaciones del hierro con otros metales y que poseen buenas propiedades magnéticas.

El mayor interés práctico lo representa el acero al aluminio-níquel que es una aleación del hierro con el aluminio (11—16%) y el níquel (18—24%). En comparación con los materiales de antes (acero al cromo y al tungsteno) el acero al aluminio-níquel tiene aproximadamente diez veces mayor fuerza coercitiva y 9—10 veces mayor energía magnética.

Los imanes permanentes se distinguen de los electroimanes por su baja permeabilidad magnética. Así, por ejemplo, para el acero al aluminio-níquel  $\mu = 8 \div 10$ , mientras que para los electroimanes el valor de  $\mu$  es varias centenas de veces mayor.

El funcionamiento de un generador con imanes permanentes puede ser comparado con el funcionamiento de un generador con excitación independiente cuando  $i_{ex} = \text{const}$ . Pero en este caso hay que tener en cuenta que las máquinas con imanes permanentes en determinadas condiciones pueden perder parcialmente su magnetismo a causa del efecto de la reacción del inducido.

Las máquinas de corriente continua con imanes permanentes prácticamente sólo se fabrican como máquinas de muy poca potencia como lo son, por ejemplo, los generadores tacometríficos. Pero las

investigaciones realizadas han demostrado que es posible construir razonablemente máquinas de corriente continua con imanes permanentes de varios kilovatios de potencia.

**H. Máquinas eléctricas de avión.** La primera máquina eléctrica que se propuso en el año 1869 para un avión era un motor eléctrico de 300 CV ideado por A. N. Lodiguin. Con este motor se suponía poner en rotación las hélices del avión. Antes de la primera guerra mundial Lodiguin creó un nuevo proyecto más perfecto en el que se preveía la alimentación de estos motores por un generador que se ponía en rotación por medio de un motor de explosión. Este tipo de accionamiento del generador de avión encontró más tarde empleo práctico en la aviación; la primera instalación fue construida en el año 1934. La elección del sistema de suministro de energía eléctrica de corriente continua tuvo lugar definitivamente en los años 1919—1920 puesto que había que negarse de los transmisores de chispa que requerían corriente alterna con una frecuencia del orden de 1000 Hz. Los primeros generadores de avión de corriente continua de 200 a 300 W de potencia tenían una tensión de 8 V y luego de 12 V. Estas máquinas se construían en Leningrado en la fábrica "Kotsitski".

A medida que iban creciendo la distancia y la altura de vuelo aumentaban también las dimensiones del avión. Esto exigía asimismo un incremento considerable de la potencia del generador. Debido a que en esas condiciones un generador no podía garantizar el vuelo fiable del avión surgió la necesidad de conectar en paralelo varios generadores. La solución de este problema representaba dificultades considerables puesto que los generadores funcionan con velocidad de rotación variable desde los motores del avión. Como resultado de las investigaciones realizadas fue elaborado el esquema de regulación automática de la tensión del generador.

La amplia electrificación de los aviones comenzó en el año 1939, cuando fueron utilizados por primera vez aparatos eléctricos para el mando a distancia de los trenes de aterrizaje, del estabilizador y de los radiadores alimentados por generadores de corriente continua.

A causa del aumento de la potencia y la cantidad de consumidores de energía eléctrica en el avión, la potencia unitaria de los generadores de avión ha aumentado hasta muchas decenas de kilovatios y tiende a aumentar aún más. La tensión de los generadores ha crecido en varias veces y es de 120 V y más alta. En los aviones modernos se usan ampliamente electromotores de corriente continua en calidad de arrancadores eléctricos y también en gran número de convertidores electromecánicos predestinados fundamentalmente para obtener corriente alterna. El sistema eléctrico de un avión moderno representa un conjunto complicado compuesto por un gran número de diversos tipos de máquinas eléctricas. Por el principio de funcionamiento los generadores de avión no se distinguen de los generadores estacionarios. Se pueden utilizar generadores tanto de corriente alterna como de continua. Aunque hasta los últimos años son más difundidos los generadores de corriente continua con excitación compuesta o en derivación, no obstante, los generadores con excitación independiente atraen cada vez más la atención de los constructores. La velocidad de rotación del generador varía en los límites de 5000 a 10 000 r. p. m. según sea el régimen de funcionamiento del motor de avión que es el que pone directamente en rotación al generador. Ultimamente los límites de la velocidad de rotación han crecido aún más y son de 18 000 a 20 000 r. p. m. En los aviones, además de los generadores de corriente continua ordinarios, se utiliza también el tipo de generador con tres escobillas en el cual el devanado de excitación se conecta entre las escobillas principal y auxiliar (tercera). Estos generadores son de poca potencia y de baja tensión y funcionan en paralelo con baterías de acumuladores.

Ultimamente en los aviones se usan mucho los amplidinos.

Como base para los cálculos y la construcción de generadores y motores de avión deben servir exigencias específicas. La alta fiabilidad y el funcionamiento sin fallos de las máquinas tiene una importancia especial ya que de esto depende la seguridad del vuelo. Además las máquinas deben tener un peso y unas dimensiones exteriores mínimos, su funcionamiento no debe depender de la posición del avión en el espacio,

ni de la velocidad y aceleraciones que tienen lugar durante el vuelo. Es también muy importante que no surjan acciones perturbadoras durante el funcionamiento de las máquinas eléctricas y otros elementos del equipo eléctrico, que se realice con rapidez el arranque de éstos y el amortiguamiento de los fenómenos transitorios. Los problemas del cálculo, construcción y explotación de las máquinas eléctricas de avión están expuestos más detalladamente en el libro del profesor D. A. Zavališin "Máquinas eléctricas de avión" (ЛИАП, 1956).

En conclusión es necesario señalar que el paso a velocidades supersónicas de vuelo y al aumento brusco de la potencia de los motores de avión ha planteado de nuevo el problema sobre la capacidad de competencia de los generadores de corriente alterna en la aviación. Por lo visto la aplicación del sistema de corriente alterna es para los aviones más conveniente que el sistema de corriente continua.