ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

Comportamiento del motor de continua alimentado con corriente alterna rectificada y controlada

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL TITULO DE INGENIERO ELECTRICO EN LA ESPECIALIZACION DE POTENCIA

CARLOS GIOVANNI VINTIMILLA PALACIOS

Quito, julio de 1979

Certifico que el presente trabajo ha sido realizado por el señor Giovanni Vintimilla Palacios.

ING. MENTOR POVEDA A.

Director de tesis

AGRADECIMIENTO

Dejo constancia de mi agradecimiento, de manera especial al Ing. Méntor Poveda A. por su aporte y dirección de este trabajo; también al Ing. Hugo Banda por sus valiosas sugerencias y recomendaciones; y en general a todas las personas que de una o de otra manera contribuyeron para la culminación de esta tesis.

Y de forma muy especial al Lcd. Sergio Puma por su invalorable ayuda.

I N D I C E

CAPITULO I LA MAQUINA DE CONTINUA

I.1 Principios generales 1

I.2 Métodos de control de velocidad 6

I.3 Influencia del control de velocidad sobre el torque y la conmutación 12

I.4 Sistemas disponibles de rectificación en estado sólido 14

CAPITULO II TEORIA DE LOS SISTEMAS DE RECTIFICACION A SER USADOS

II.1 Control de velocidad mediante alimentación de la armadura con rectificación trifásica de onda completa controlada 21

II.2 Control de velocidad mediante alimentación de la armadura con rectificación monofásica de onda completa controlada 31

II.3 Análisis de Fourier de las ondas de voltaje y corriente 37

CAPITULO III ANALISIS MATEMATICO

III.1 Descripción matemática de la máquina de continua con voltajes y corrientes funciones del tiempo 56

III.2 Análisis matemático particular con la alimentación de onda completa monofásica y trifásica 62

III.3 Predicción teórica de efectos sobre el torque y calentamiento de la aplicación de rectificación controlada 68

CAPITULO IV. COMPROBACION EXPERIMENTAL

IV.1 La máquina de continua alimentada con continua pura 70

IV.2 La máquina de continua sujeta al control trifásico de onda completa 86

IV.3 La máquina de continua sujeta al control monofásico de onda completa 98

IV.4 Comparación teoría-parte experimental 110

CONCLUSIONES 112

ANEXO A 115

BIBLIOGRAFIA 116

CAPITULO I " LA MAQUINA DE CONTINUA. "

I.1 PRINCIPIOS GENERALES

La característica más importante de las máquinas de corriente continua es su posibilidad de adaptación a diversas condiciones. Por medio de distintas combinaciones de exitación pueden conseguirse unas características tensión-intensidad o torque -velocidad muy diversas tanto en régimen permanente como en transitorio. Debido a la facilidad con que pueden regularse por medio de dispositivos de estado sólido se utilizan mucho en aplicaciones que requieren una gran variedad de velocidades o en aquellas otras en que sea indispensable una regulación muy precisa.

La fig.1 representa esquemáticamente una máquina de corriente continua. El estator es de polos salientes excitado por una o más bobinas cuyo flujo se distribuye en el entrehierro simétricamente alrededor del eje de los polos inductores o eje principal del campo. Las escobillas están situadas de forma que la conmutación tiene lugar cuando los laterales de la bobina correspondiente están en la zona neutra, media entre los polos. El eje de la onda de fuerza magnetomotriz del inducido está a 90 grados eléctricos del eje del campo inductor, es decir, que está en cuadratura con él. En el esquema de la fig.1 se han situado las escobillas en el eje en cuadratura por ser ésta la posición de las bobinas a las que están conectadas, con lo que la fuerza magnetomotriz del inducido queda situada alrededor de la línea

de escobillas.

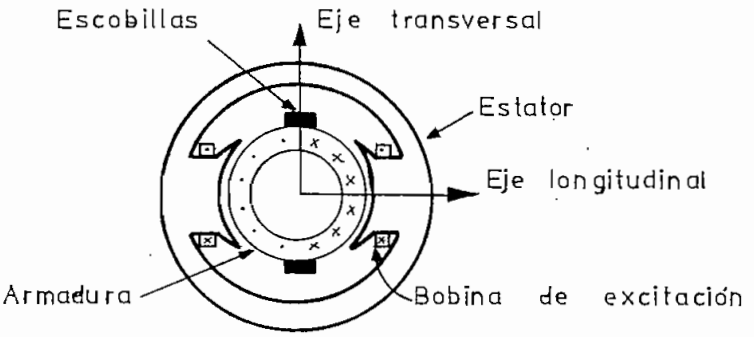


Fig.1 Representación esquemática de una máquina de continua.

Para mayor sencillez, normalmente, los circuitos se representarán como se indica en la fig.2 la misma que representa a la armadura y la forma de representación de los devanados de campo (de excitación) los mismos que constan de unas pocas espiras de hilo en el caso de excitación serie o de muchas espiras de hilo de poca sección en el caso del devanado de excitación shunt. Esencialmente, las bobinas de exitación son electroimanes cuyos amperios-vuelta proporcionan una fuerza magnetomotriz adecuada para producir en el entrehierro el flujo que se precisa para generar una fuerza alectromotriz.

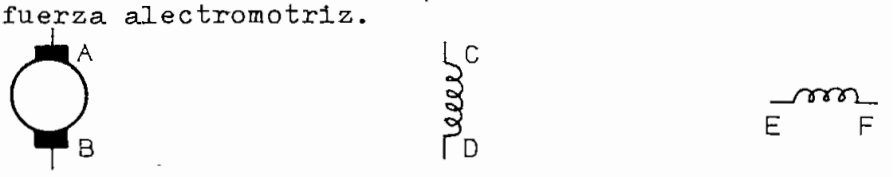


Fig.2 Representación esquemática de los elementos constitutivos de la máquina de continua.

La armadura de la máquina de continua realiza cuatro funciones principales:

a) Permite la rotación que es necesaria para obtener el efecto de generador o motor.

b) Contiene los conductores en los que se induce una tensión o que proporcionan un par de fuerzas electromagnéticas.

c) Proporciona un camino de baja reluctancia para el flujo magnético, y

d) En virtud de la rotación, produce las maniobras necesarias, junto con el colector y las escobillas, para la conmutación.

Las notables ventajas de las máquinas de continua son consecuencia de la gran variedad de condiciones operativas que se pueden conseguir seleccionando adecuadamente la forma de excitar los devanados inductores que puede ser "independiente" procedente de una fuerza exterior, o "shunt"tomando la energía necesaria de la propia máquina.

En la fig.3 se representan diferentes formas de conectar el circuito inductor. El procedimiento que se adopte influye profundamente no solo en las características en régimen permanente, sino también en el comportamiento dinámico de las máquinas en sistemas de control.

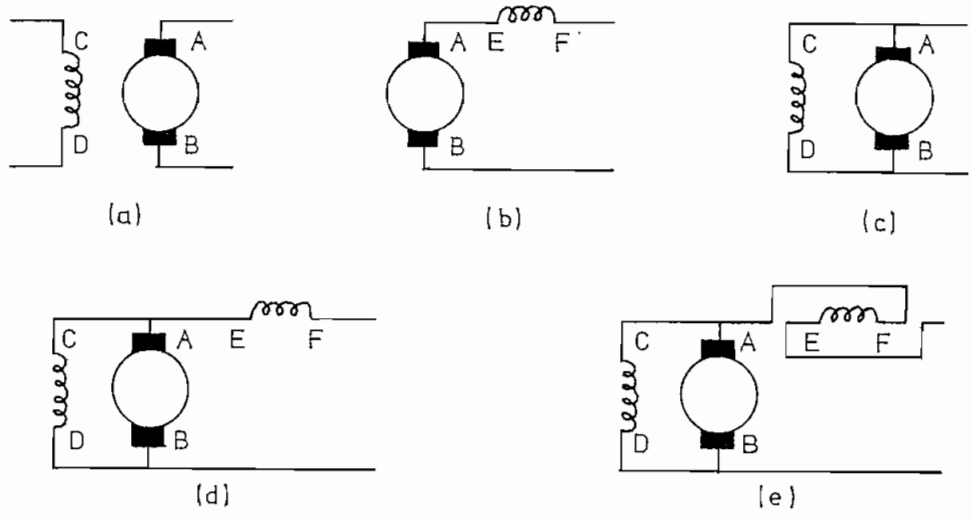


Fig.3 Representación esquemática de las diferentes formas de exitación de la máquina de continua.
a) excitación independiente
b) excitación serie
c) shunt
d) compuesta acumulativa
e) compuesta diferencial

En las máquinas rigen los mismos principios tanto si se trata de un generador como de un motor, la naturaleza de los problemas que aparecen varía algo de un caso a otro. Como características de las diversas conexiones se puede citar:

MAQUINA EXCITADA INDEPENDIENTE.- Cuando funciona como generador su tensión en bornes decrece poco al aumentar la carga, pues sólo es debido a la caída de tensión en la resistencia del devanado inducido. Como motor se tiene una velocidad casi constante con la variación de la carga (torque), además tiene bastante poder de regulación de velocidad y torque de salida con gran precisión y dentro de un amplio campo.

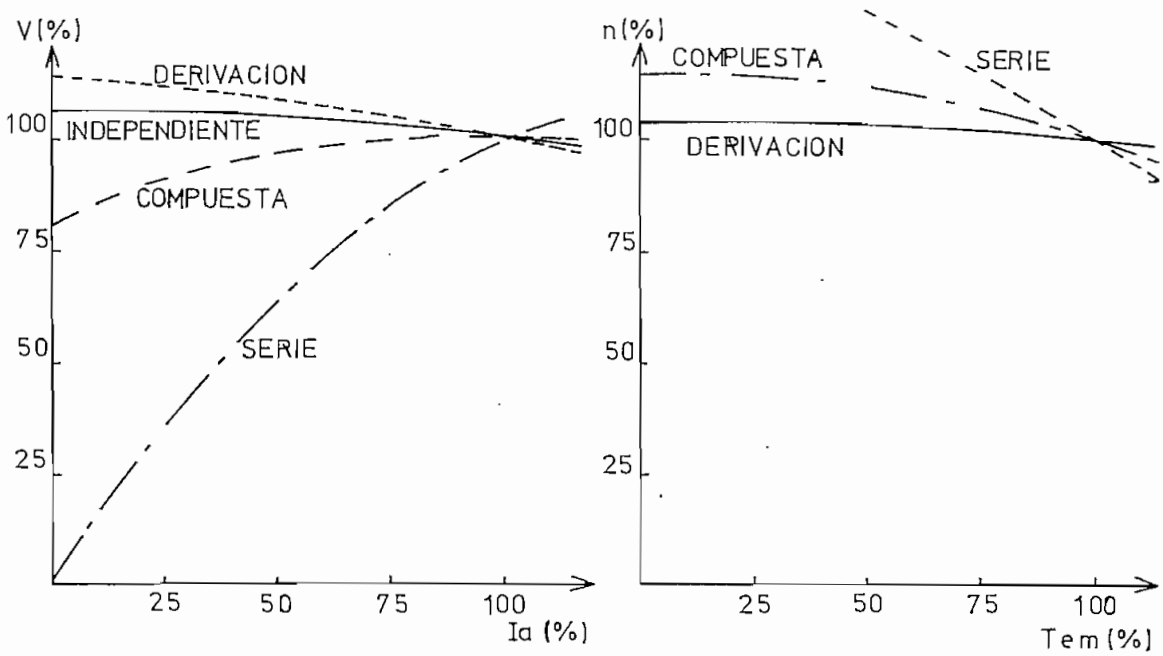
MAQUINA SHUNT.- Cuando la máquina funciona como genera-

dor y al aumentar la carga su tensión en bornes no decae en tal cuantía que sea un obstáculo en muchas aplicaciones. Como motor es de velocidad casi constante y tiene un buen rango de variación de velocidad.

MAQUINA SERIE.- Como generador no tiene mucha aplicación debido a que su tensión en bornes varía ampliamente al variar la carga. En cambio es más utilizada como motor especialmente donde requiera velocidad variable y que tenga un buen torque de arranque.

MAQUINA COMPUESTA.- Sus características dependen de la forma de conexión de sus devanados de exitación. En definitiva esta conexión se obtiene cuando en los polos de la misma máquina de corriente continua utilizada anteriormente se instalan un devanado de excitación derivación y otro en serie, la excitación serie puede ser compuesta aditiva o diferencialmente, dependiendo unicamente de que si su flujo se suma o resta al flujo derivación.

Para fines de selectividad se pueden representar las características de las diversas conexiones, pudiéndose así predecir el comportamiento de la máquina funcionando como motor o como generador. Ver figura 4.



a) Característica tensión-intensidad de los generadores de cc.

b) Característica velocidad - torque de los motores de cc.

Fig.4 Características de las máquinas de corriente continua.

I.2 METODOS DE CONTROL DE VELOCIDAD

Las máquinas de corriente continua en general se adaptan mucho mejor a la regulación de su velocidad que las máquinas de alterna con campos giratorios a velocidad constante. De hecho esta posibilidad de variar la velocidad dentro de amplios límites ajustándola a las necesidades de sevicio es la que ha situado a las máquinas de continua en una posición competitiva para aplicaciones industriales modernas.

Para las máquinas de corriente continua la velocidad vie-

ne dada por:

$$n = \frac{Vt - Ia\ Ra}{K\ \emptyset}$$

donde: n es la velocidad de la máquina.

Vt es el voltaje terminal.

Ia es la corriente que circula por la armadura.

Ra es la resistencia de la armadura.

K es una constante característica de cada tipo de máquina

$\emptyset$ es el flujo del campo.

De esta formula se deduce que la velocidad de un motor de corriente continua puede ser reguladà por:

1.- Variando la tensión del circuito de alimentación de potencia Vt, método conocido como "regulación por variación de la tensión en bornes del inducido".

2.- Variando la caída de tensión en el circuito del inducido, a este método se lo conoce como "regulación variando la resistencia del circuito inducido", y

3.- Variando el flujo del campo, conocido como "regulación por variación del reóstato de campo".

Los métodos 2 y 3 se puede adoptar en cualquier instalación con tensión constante del circuito de alimentación; el primer método solo es posible en instalaciones especiales que permiten controlar la tensión de la alimentación de potencia como lo veremos a continuación.

REOSTATO EN EL CIRCUITO DEL DEVANADO DERIVACIÓN

Es el más empleado de los tres métodos, constituyéndose en una de las cualidades de los motores derivación aunque, naturalmente, es aplicable también a los de exitación compuesta. El ajuste de la corriente de excitación, y por consiguiente del flujo y de la velocidad, variando convenientemente la resistencia del circuito derivación se logran con gran sencillez, economía y sin aumento sensible de las pérdidas en el motor.

La velocidad mínima que se logra es la que corresponde al campo máximo, o sea anulando totalmente la resistencia del reóstato, y la máxima está limitada por los efectos de la reacción del inducido que, cuando el campo es excesivamente debil, es motivo de inestabilidad. La adición de un devanado estabilizador aumenta considerablemente el campo de velocidades alcanzables, que puede ampliarse aún más con otro devanado de compensación. El rango de variación por este método es de 4 a 1.

RESISTENCIA EN EL CIRCUITO INDUCIDO

Consiste en rebajar la velocidad insertando resistencias en serie en dicho circuito. Este procedimiento puede utilizarse indistintamente en los motores serie, derivación o excitación compuesta; en estos dos últimos la resistencia en serie debe conectarse entre el devanado derivación y el inducido y nunca entre el motor y la línea. La velocidad de los motores serie generalmente se regula por este método, que actúa en forma análoga a la

inserción de resistencias en serie con el rotor para regulación de velocidad en motores de inducción de rotor bobinado.

Para un valor dado de la resistencia en serie con el inducido, la velocidad varía muy ampliamente con la carga ya que depende de la caída de tensión en dicha resistencia, la que a su vez depende de la intensidad requerida por la carga. Los inconvenientes que reporta este método es la no muy precisa regulación de la velocidad, pero pueden no tener importancia en los motores serie que se utilizan unicamente en aquellos servicios en que sean necesarias o indiferentes las variaciones.

Las pérdidas de potencia en la resistencia exterior son muy altas, especialmente cuando se pretende una gran regulación de velocidad; de hecho, la potencia de entrada en motor y reóstato conjuntamente se mantiene uniforme, mientras que la potencia de salida en el eje decrece proporcionalmente con la velocidad, por lo que los costos de ejercicio son relativamente altos si se trabaja con poca velocidad durante períodos largos. Sin embargo, siendo el costo inicial de instalación bastante económico, el procedimiento de las resistencias en serie encuentra aplicación cuando el tiempo que hay que trabajar a velocidad reducida es pequeño.

Una variante de este método consiste en poner una resistencia en paralelo con el inducido, consiguiendo así una gran flexibilidad, ya que son dos las resistencias sobre las que se

puede operar para conseguir las condiciones deseadas.

VARIACION DE LA TENSION EN BORNES DEL INDUCIDO

En los casos en que el motor esté proyectado para funcionamiento en condiciones de amplio margen de variación de velocidad, el método más eficiente de regulación de velocidad en lo que respecta a la utilización del motor y confiabilidad del servicio es el de variar la tensión entre los bornes con excitación separada, lo que permite obtener el pleno valor del flujo en todas las velocidades. En el caso de que sea posible preveer una variación uniforme de la tensión en los bornes del motor desde cero al máximo, no solo es posible conseguir un amplio margen de regulación eficiente y uniforme de la velocidad del motor, sino también la puesta en marcha sin reóstato y sin pérdida en los resistores de arranque.

La regulación por variación de la tensión en bornes del inducido, se basa en el hecho de que una variación de tal tensión en un motor derivación va acompañada de una variación análoga de la fuerza contraelectromotriz, y por consiguiente, siendo el flujo constante, de la correspondiente velocidad. Generalmente, la fuente de energía disponible es una de corriente alterna de tensión constante, por lo que se precisará un equipo auxiliar en forma de rectificadores estáticos o de un grupo motor-generador para proporcionar la tensión continua necesaria para alimentar el devanado inducido. El gran desarrollo alcanzado por los

rectificadores estáticos de gran potencia ha abierto un amplio campo en aquellas aplicaciones en las que es necesaria una regulación muy precisa de la velocidad del motor: estas aplicaciones son de tal importancia que merecen ser tratadas ampliamente, he ahí la necesidad de esta tesis y su objetivo.

El esquema típico del sistema, denominado también sistema Ward-Leonard, esta representado en la figura 5: consta de un grupo motor-generador que suministra potencia al inducido del motor cuya velocidad se trata de regular.

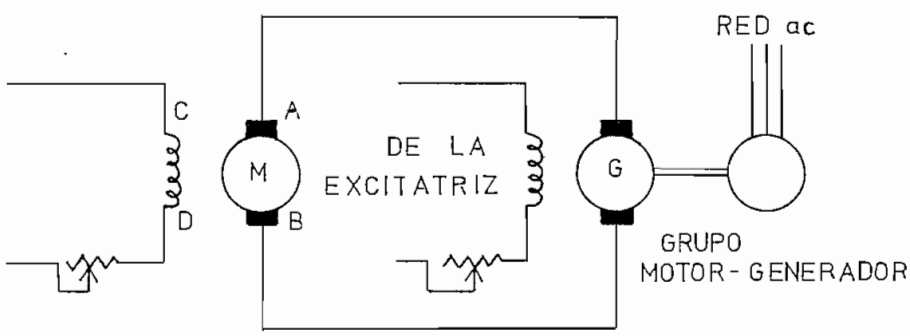


Fig.5 Regulación de velocidad ajustando la tensión en el inducido, o procedimiento Ward-Leonard.

La tensión en el inducido del motor principal M se regula ajustando el reóstato de la excitación del generador G de excitación independiente, consiguiéndose así una regulación precisa dentro de un amplio campo de velocidades. Un inconveniente evidente reside en el hecho de ser necesaria la instalación de tres máquinas de plena potencia, en lugar de un motor único. El equi-

po de regulación se instala en los circuitos inductores de pequeña potencia, preferiblemente a situarlos en los circuitos de potencia principales. La flexibilidad y adaptabilidad del sistema es tal que encuentra frecuentes aplicaciones, ya en sí mismo o en alguna de sus variantes.

Frecuentemente, para conseguir un campo de velocidades lo más amplio posible la regulación de la tensión del generador se combina con la regulación del campo del motor como puede apreciarse por el reóstato en el inductor del motor M. Con esta doble regulación puede definirse como velocidad base del motor la que le correspondería con su tensión normal en el inducido y con pleno campo inductor. Las velocidades mayores a la básica se consigen regulando el campo inductor, y las inferiores regulando la tensión en el inducido.

I.3 INFLUENCIA DEL CONTROL DE VELOCIDAD SOBRE EL TORQUE Y LA CONMUTACION

Para examinar aproximadamente la influencia que en el torque y la conmutación ejerce los cambios de velocidad precindiremos de la influencia de la variación de ventilación y de las pérdidas mecánicas.

La influencia del control, por medio de los tres métodos más usados, sobre el torque y la conmutación se analizará breve-

mente para cada tipo de control, así:

a.- Reóstato en el circuito del devanado derivación:

La corriente máxima Ia en el devanado inducido es la nominal para que el motor no se caliente excesivamente, y la fuerza contraelectromotriz Ea se mantiene constante, ya que el efecto del cambio de velocidad viene compensado por el cambio de flujo que lo motiva: el producto EaIa, y por consiguiente la potencia disponible, se mantiene practicamente uniforme en todo el campo de velocidades, por lo que la regulación mediante un reóstato en el circuito derivación es una regulación con potencia constante. Por otra parte el torque varía directamente con el flujo, por lo que alcanzará su valor máximo a la menor velocidad; este procedimiento es por lo tanto idóneo para aquellos casos en que se requiera un par elevado a baja velocidad.

Las condiciones de conmutación se desmejoran notablemente debido a la mayor velocidad del motor.

b.- Resistencia en el circuito inducido:

Contrariamente a lo que sucede con la regulación por reóstato en el circuito del devanado derivación, con regulación por la resistencia del inducido se admite un torque constante, ya que tanto el flujo como aproximadamente la intensidad en el inducido mantienen su valor aún cuando varíe la velocidad.

Las condiciones de conmutación son algo mejores debido a la disminución de la fuerza electromotriz de conmutación.

c.- Variación de la tensión en bornes del inducido:

En la gama de velocidades por encima de la básica, el funcionamiento sólo admite potencia constante tal como se ha visto en la conexión con reóstato en el inductor derivación, mientras que por debajo de dicha velocidad es admisible mantener el torque constante como en la regulación por variación de resistencia del inducido, ya que tanto la intensidad en él, como el flujo se mantiene aproximadamente constantes.

Las condiciones de conmutación dependen del rango de velocidad en la que trabaje la máquina; si la máquina trabaja sobre la velocidad base, las condiciones de conmutación serán las mismas que para el caso de control de velocidad por reóstato en el circuito del devanado derivación, en el caso de funcionar bajo la velocidad nominal se tendrá el caso del control mediante resistencia en el circuito inducido.

I.4 SISTEMAS DISPONIBLES DE RECTIFICACION CONTROLADA EN ESTADO SOLIDO

En un sistema estático para la regulación de motores de corriente continua, el elemento principal lo constituye el rectificador, formado por un conjunto de diodos y tiristores que suministran al inducido y al inductor del motor una corriente continua a partir de una red de corriente alterna. La tensión suministrada, que se regula con los tiristores, regula a su vez la velo

cidad del torque del motor.

Un resiente desarrollo ampliamente utilizado es el uso de los rectificadores controlados de silicio (SCR) en el control de motores de corriente continua con capacidades nominales de fracciones de HP a cientos de HP. En muchos sistemas de control de velocidad el conjunto motor-generador, está reemplazado por un circuito tiristor que utiliza un SCR para rectificar el voltaje de una fuente constante de corriente alterna y para controlar la corriente de la armadura del motor de corriente continua. Los motores fraccionarios y los de unos pocos caballos de fuerza son usualmente alimentados de fuentes monofásicas, mientras que los motores grandes se alimentan de fuentes trifásicas.

Los circuitos básicos de media onda y onda completa más utilizados son cuatro los mismos que se exponen a continuación brevemente:

a.- SISTEMA MONOFASICO MEDIA ONDA, CON TIRISTORES

Es el circuito más sencillo, requiere un sólo tiristor, que claro está, sólo puede conducir corriente de medios ciclos alternos, pues su funcionamiento es similar al diodo. La porción de medio ciclo -desde aproximadamente 0-180 grados- desde el cual el tiristor conductor está controlado ajustando el ángulo de disparo con la aplicación del valor propio de voltaje a la terminal de apertura "Gate" -G- desde un circuito auxiliar que no se muestra en la figura 6 debido a que el tiristor sencillo de

ja pasar solamente un pulso de corriente por ciclo, que tiene una duración de 180 grados, se tiene caídas considerables en la corriente de la armadura con el resultado de una distorsión pronunciada que es indeseable.

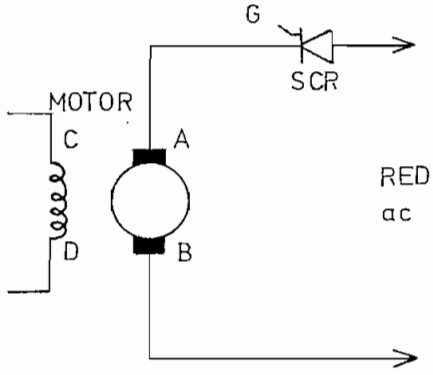


Fig.6 Sistema monofásico de media onda.

b.- SISTEMA MONOFASICO DE ONDA COMPLETA, CON TIRISTORES

Una menor distorsión resulta del arreglo de onda completa, figura 7 en donde el circuito del puente puede estar compuesto por los tiristores I y II y diodos III y IV o simplemente por cuatro tiristores, en todo caso la rectificación se produce durante las dos mitades de cada ciclo. El ángulo de disparo de los tiristores determinan la cantidad de corriente continua que alimenta a la armadura del motor. En el caso que se utilice diodos, éstos también están en efecto controlados a travez de la armadura, de tal forma que además de funcionar como rectificadores, proporcionan una trayectoria para la corriente de la armadura, producida durante las caídas en la distorsión del voltaje, por la energía almacenada en la inductancia de la armadura.

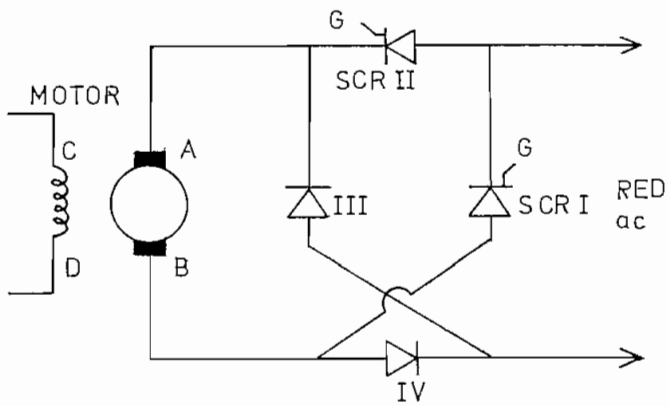


Fig.7 Sistema monofásico de onda completa, con tiristores y diodos.

c.- SISTEMA TRIFASICO MEDIA ONDA, CON TIRISTORES

Para alimentar motores de corriente continua de unos cinco HP o más, se parte frecuentemente de sistemas trifásicos. Los circuitos rectificadores trifásicos dan mayor número de pulsaciones por ciclo de la frecuencia de línea, asegurando así el paso de corriente durante una mayor fracción de tiempo, aumentando la relación entre los valores medio y eficaz y reduciendo el calentamiento del inducido. Por otra parte, la potencia se toma de un sistema trifásico que en general es de más capacidad que uno monofásico.

En la figura 8 está representado el circuito de media onda con tres tiristores dispuestos de tal forma que cuando se ceba el I queda aplicado a los bornes del motor una parte de la onda de tensión Van, cuando se ceba el II queda aplicado una parte de la onda Vbn, y cuando el III una de la Vcn no es posible que dos tiristores conduzcan corrientes simultáneamente, porque el

que está conectado en un momento dado a la fase de mayor tensión instantáneamente crea una tensión ánodo-cátodo negativa en los otros dos que quedan así bloqueados.

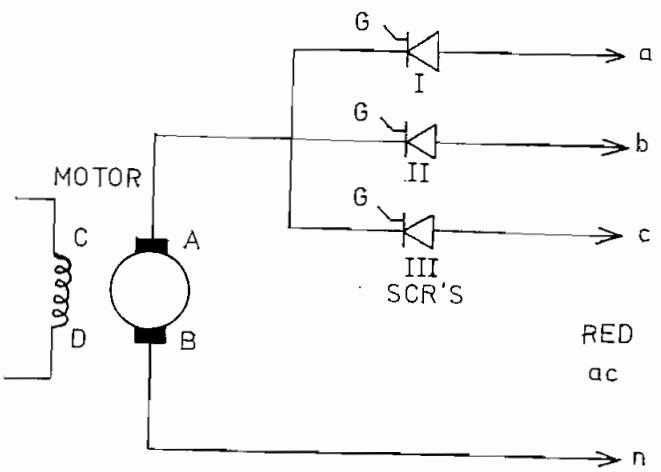


Fig.8 Sistema trifásico media onda, con tiristores.

d.- SISTEMA TRIFASICO ONDA COMPLETA, CON TIRISTORES

Un mayor número de pulsaciones se obtiene con el circuito de rectificación de onda completa, el mismo que puede estar compuesto por seis tiristores o por tres tiristores y tres diodos como se puede ver en la figura 9.

Cuando un tiristor se ceba este crea una tensión ánodo-cátodo negativa en los demás tiristores evitando así que se produzca un corto circuito. En este caso de rectificación de onda completa el funcionamiento de los elementos será de dos en dos de tal manera que el uno da paso a la corriente hacia la carga y

el segundo ofrece un camino de retorno a dicha corriente.

En el caso de la rectificación de acuerdo al circuito de la figura 9 se tiene que el ángulo de disparo de los tiristores I, II y III controla la corriente de armadura del motor. Los diodos IV, V y VI proporcionan la trayectoria de retorno para las corrientes trifásicas.

Si bien el circuito de rectificación trifásica es más complejo que el circuito monofásico, es mucho más utilizado debido a que da lugar a una menor distorsión dado que pasa seis pulsos por ciclo comparado a uno o a lo sumo dos pulsos por ciclo.

La distorsión de la corriente es objetable debido a que aumenta el calentamiento de la armadura y hace la conmutación más difícil, particularmente a bajas cargas y altas velocidades cuando los pulsos son de una menor duración.

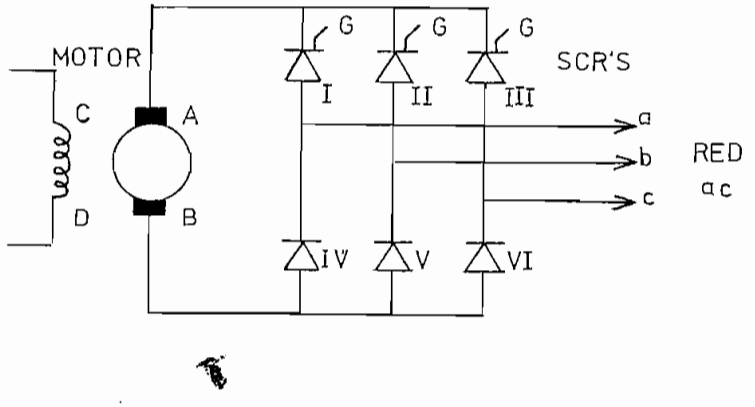


Fig. 9 Sistema trifásico de onda completa con tres tiristores y tres diodos

e.- SISTEMAS DE EXCITACION DEL CAMPO

El campo de una máquina de corriente continua puede estar alimentado por medio de corriente continua si es posible, en caso contrario puede estar alimentado por medio de una fuente de corriente alterna monofásica o trifásica, previamente rectificada por diodos o puede utilizarse cualquiera de los sistemas de control anteriores.

CAPITULO II

" TEORIA DE LOS SISTEMAS DE RECTIFICACION A SER USADOS "

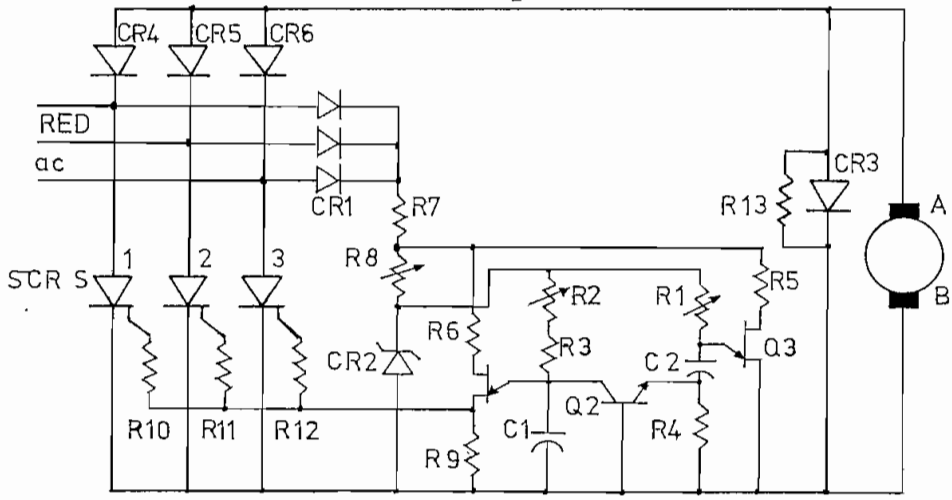
II.1 CONTROL DE VELOCIDAD MEDIANTE ALIMENTACION DE LA ARMADURA CON RECTIFICACION TRIFASICA DE ONDA COMPLETA CONTROLADA.

El circuito de estado sólido para el control trifásico de onda completa puede estar compuesto por tres tiristores y tres diodos o por seis tiristores. En el caso de tres tiristores y tres diodos el sistema es semicontrolado y que para fines del estudio del comportamiento del motor de continua se utilizó en el presente trabajo.

El circuito rectificador completo con tres tiristores controlados, para la alimentación de la armadura del motor de corriente continua se indica en la figura 10 consiste en tres diodos y tres tiristores, un diodo y un tiristor en cada una de las fases y un diodo en paralelo con el circuito de armadura del motor. El disparo de los tiristores esta previsto por un circuito simple de disparo a tres transistores que provee control del voltaje de salida continuo del puente trifásico entre el 25 por ciento y el cien por ciento del voltaje máximo de salida, se acompañan medios para dar compensación automática para fluctuaciones de voltaje de línea y para la fase no balanceada.

Este montaje es facilmente aplicable donde quiera que no se requiera control continuo sobre el rango completo que va de 0 a cien por ciento del voltaje maximo DC de salida. Como principa

les características de este circuito se puede citar las siguientes: su simplicidad, bajo costo, reducido volumen, confiabilidad y la no necesidad de componentes magnéticos. Sus características inherentes dan salida simétrica en las tres fases, sin necesidad de combinación y reajuste de los circuitos individuales y el circuito es insensible al factor de potencia o al cambio de voltaje.



CR1-(3) GE IN5059
CR2-20 VOLT,1 WATT ZENER DIODE,Z4X20B
CR3, CR4, CR5, CR6-250v/8A
SCR1, SCR2, SCR3-250v/8A
Q1, Q3-G E 2N2646 Q2-G E 2N2923
R1-10K POT
R2-20K POT
R3-470 Ω

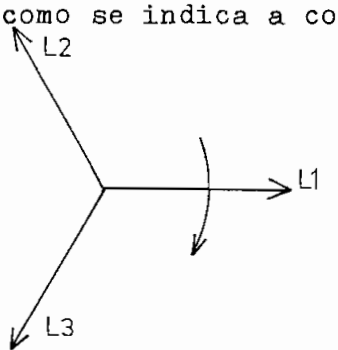
R4-100 Ω
R5,R6-390 Ω
R7-33K 2W
R8-500Ω POT,2W
R9-100Ω
R10, R11, R12-24Ω
0.1 MFD
C2-1.0 MFD
R13 1.000 Ω

Fig.10 Circuito rectificador trifásico de 3 tiristores y 3 diodos.

Los diodos CR1 suministran un voltaje positivo al circuito de control. Este voltaje esta dado a 20 voltios por el regulador zener CR2. El ángulo de disparo se controla por medio del reóstato R2, los gates de los tres tiristores se acoplan al circuito de

disparo por medio de las resistensias R10, R11, R12. Cualquiera de los tiristores que tenga el voltaje de ánodo más positivo al momento del pulso de salida inicia la conducción.

Para simplificación se asume que la carga es resistiva y si la excitación se conecta a un sistema de potencia trifásico con la secuencia de fase como se indica a continuación:



Secuencia de fase de la línea.

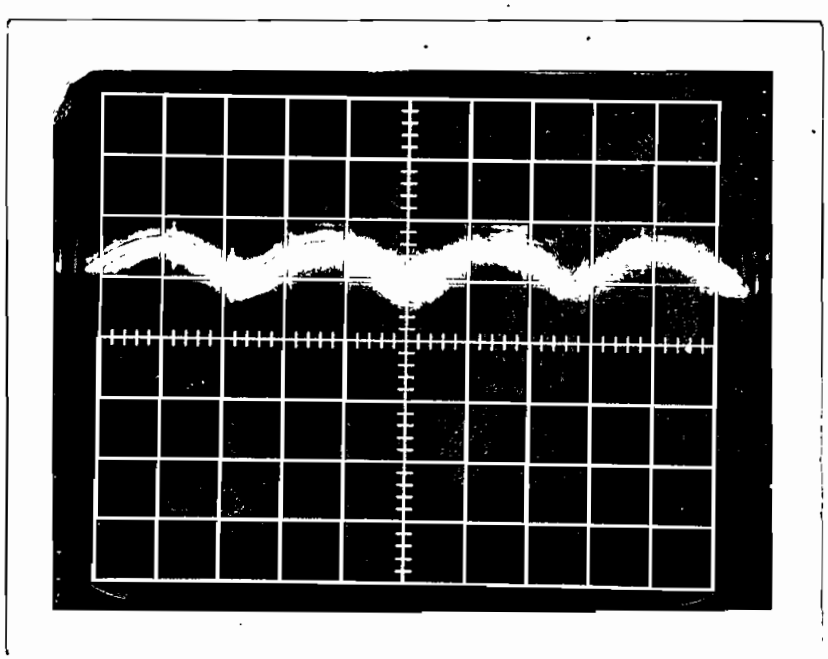


FOTO 1

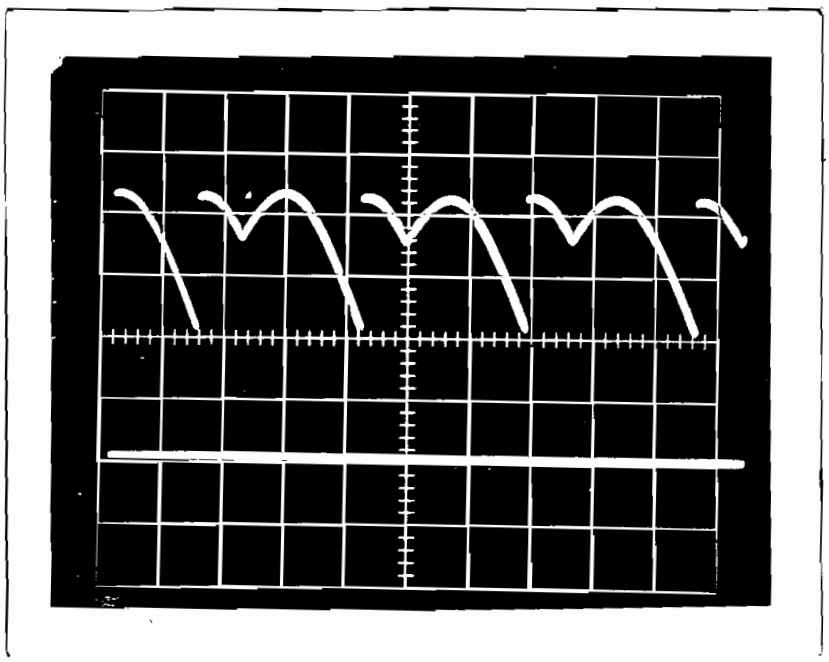


FOTO 2

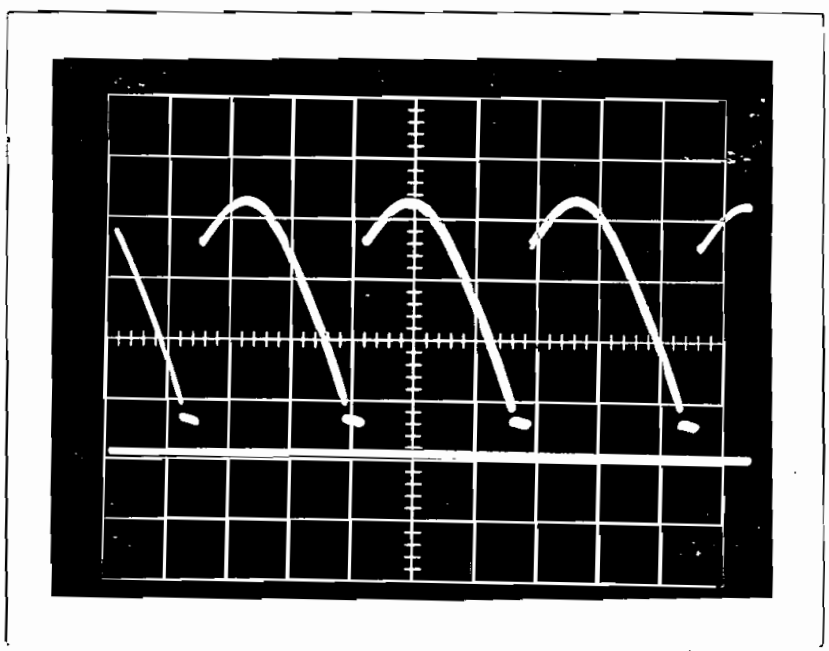


FOTO 3

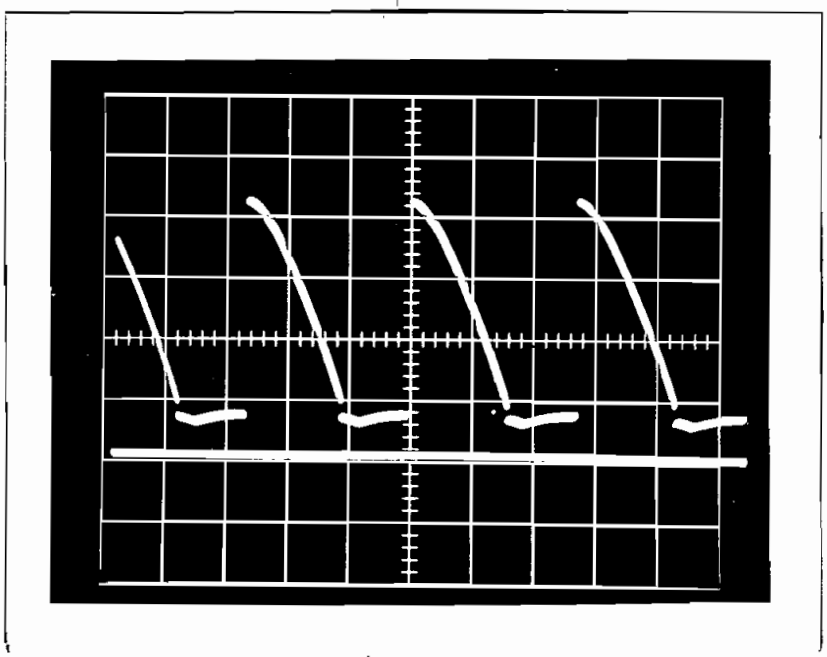


FOTO 4

001854

Y si cada uno de los gates de los tiristores se disparan secuencialmente; el voltaje resultante a la carga será una serie de pulsos como se indica en la foto 1. Para un disparo del gate de 30 grados (foto 2) cuando el tiristor SCR1 conduce en la fase L1, el diodo CR6 conduce también en la fase L3. Cuando el tiristor SCR2 conduce la fase L2, el diodo CR4 conduce en la fase L1 y cuando el tiristor SCR3 conduce en la fase L3 el diodo CR5 conduce la fase L2. Esta conducción es idéntica para el caso en que se dispare los tiristores a 60 grados (foto 3).

La conducción de los diodos para un disparo mayor a los 60 grados y un poco menor a los 120 grados es discontinua. Tomemos el caso de un disparo a los 90 grados (foto 4), cuando el tiristor SCR1 conduce la fase L1 el diodo CR5 conduce la fase L2 hasta que se vuelve menos negativa que la fase L3, una vez que esto ocurre, el diodo CR6 conduce la fase L3; de igual manera para la fase L2 cuando conduce el tiristor SCR2 y los diodos CR6 y CR4, como para la fase L3 cuando conduce el tiristor SCR3 y los diodos CR4 y CR5. Como se puede apreciar en las figuras 11, 12, 13 y 14 para los diversos ángulos de disparo de los tiristores.

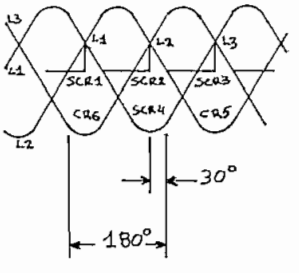


Fig.11 Conducción de los elementos con un ángulo de disparo de 30 grados.

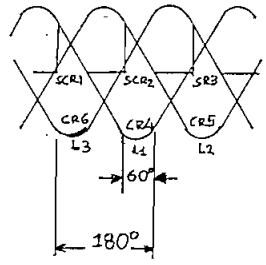


Fig.12 Conducción de los elementos para un ángulo de disparo de 60 grados.

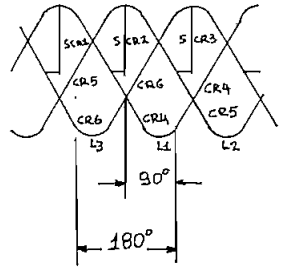


Fig.13 Conducción de los elementos para un ángulo de disparo de 90 grados.

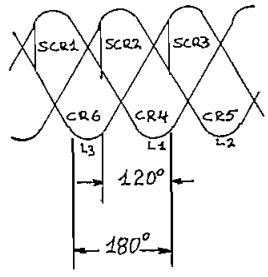


Fig.14 Conducción de los elementos para un ángulo de disparo de 120 grados.

La conducción continua se tiene a partir de los 120 grados (foto 5) hasta los 180 grados; pero no es posible tener una regulación mayor a los 120 grados pues el circuito se vuelve inestable.

En todos los análisis previos se asumió que la carga era puramente resistiva. La carga en un motor práctico no es puramente resistiva ni puramente pasiva. La armadura del motor presenta una carga inductiva a la corriente que pasa por los tiristores y por lo tanto la forma de onda de la corriente no puede cambiar abruptamente como sucede en el caso del voltaje. También, una vez que la armadura del motor está girando, genera una fuerza contraelectromotriz no pudiendo el voltaje de armadura bajar a cero en los ángulos bajos de conducción como ocurre en el caso de carga resistiva pasiva. Las fotos 6, 7 y 8 muestran las formas de onda del voltaje y la corriente de la armadura del motor de corriente continua, para ángulos de disparo de 30, 45 y 60 grados respectivamente.

En las fotos 6, 7 y 8 se puede apreciar la forma de onda del voltaje y la corriente en el motor.

La onda de la parte superior corresponde al voltaje en la armadura y la onda inferior a la corriente que pasa por la armadura del motor.

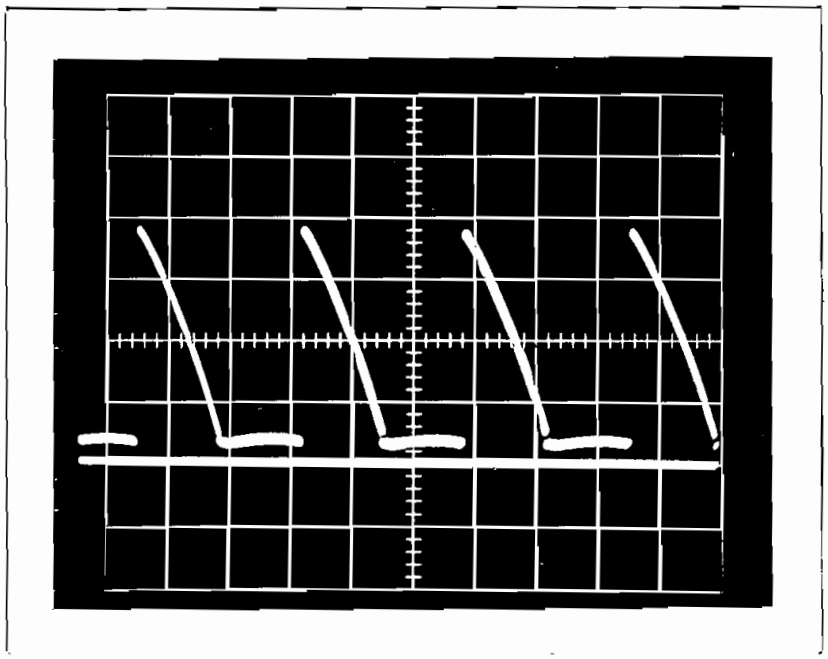


FOTO 5

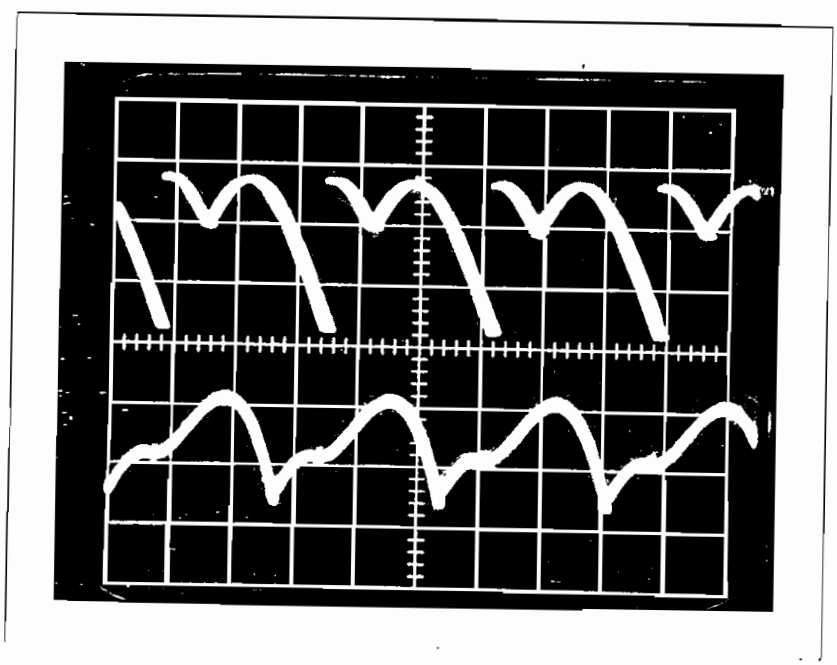


FOTO 6

La suma de una tercera armónica no necesariamente resulta en agudizar la onda. La figura 17 (c) muestra una onda que está aplastada por la suma de una tercera armónica. La diferencia está en la relación de fase entre la armónica fundamental y la tercera en la figura 17 (b) sus crestas son ambas positivas o ambas negativas al mismo tiempo y por lo tanto se suman; en la figura 17 (c) sus crestas son de polaridad opuesta y se restan. Con armónicas pares como en la figura 17 (a) si un par de crestas se suman, el siguiente se resta y ésta es la razón para la diferencia que existe entre la forma de las medias ondas positiva y negativa. Así, sumando componentes armónicas de muchas frecuencias, con varias amplitudes y relaciones de fase, la onda total puede tener una variedad tremenda de formas.

Más aún, una suma tal de componentes fundamental y armónica puede dar una onda total de cualquier forma. Este hecho se expresa usualmente de otra manera, diciendo que cualquier onda puede analizarse por una Serie de Fourier.

Cuando la declaración anterior se expresa en símbolos se tiene:

$$f(t) = \frac{1}{2} a_0 + a_1 \cos wt + a_2 \cos 2wt + a_3 \cos 3wt \ldots$$

$$+ b_1 \operatorname{sen} wt + b_2 \operatorname{sen} 2wt + b_3 \operatorname{sen} 3wt \quad \ldots(II.1)$$

La variable independiente se escribe aquí como t, que representa al tiempo, la función esta indicada como f (t) esta es

bastante general y puede representar a la corriente, voltaje o a cualquier cantidad física. El primer término de la serie $1/2\ a_0$ es una constante y que representa a la componente de continua de la onda de voltaje o corriente. Los términos con coeficientes a_1 y b_1 constituyen juntos la componente fundamental. Los términos con coeficientes a_2 y b_2 dan la componente de segunda armónica, y asi sucesivamente.

Para encontrar la serie que representa cualquier f (t), necesitamos evaluar los coeficientes a_0, a_1, b_1, a_2, etc. y lo realizaremos mediante un método que está basado en el hecho de que las funciones seno y coseno constituyen un sistema ortogonal; estoes, el promedio de sus productos en cruz es cero como se especifica en las siguientes integrales:

Si m y n son números enteros cualquiera

$$\int_0^{2\pi} \text{sen } mt\ dt = 0 \qquad \int_0^{2\pi} \cos mt\ dt = \int_0^{2\pi} \text{sen } mt \cos nt\ dt = 0 \tag{II.2}$$

Si m y n son enteros diferentes

$$\int_0^{2\pi} \text{sen } mt \text{ sen } nt\ dt = 0 \qquad \int_0^{2\pi} \cos mt \cos nt\ dt = 0 \tag{II.3}$$

Pero si m y n son enteros iguales las ecuaciones II.3 llegan a ser:

$$\int_0^{2\pi} (\text{sen } mt)^2 \, dt = \pi \qquad \int_0^{2\pi} (\cos mt)^2 \, dt = \pi \qquad \text{(II.4)}$$

Estos hechos de ortogonalidad pueden utilizarse para determinar los coeficientes de la serie en la ecuación II.1. Pongamos atención en uno de los coeficientes; por ejemplo a_3. Para encontrar a_3, primero se multiplica toda la ecuación II.1 por cos 3wt; a continuación multiplicamos ambos miembros de la ecuación por dt e integramos:

Por conveniencia adoptamos x en lugar de wt

$$\int_0^{2\pi} f(x) \cos 3x \, dx$$

$$= \int_0^{2\pi} 1/2 \, a_0 \cos 3x \, dx + \int_0^{2\pi} a_1 \cos x \cos 3x \, dx$$

$$+ \int_0^{2\pi} a_2 \cos 2x \cos 3x \, dx + \int_0^{2\pi} a_3 (\cos 3x)^2 \, dx \ldots$$

$$+ \int_0^{2\pi} b_1 \text{ sen } x \cos 3x \, dx + \int_0^{2\pi} b_2 \text{sen } 2x \cos 3x \, dx \ \ldots$$

Según las ecuaciones II.2 y II.3 se tiene

$$\int_0^{2\pi} f(x) \cos 3x \, dx = \int_0^{2\pi} a_3 (\cos 3x)^2 \, dx$$

Aplicando la ecuación II.4 nos queda

$$\int_0^{2\pi} f(x) \cos 3x \, dx = a_3 \pi$$

y $\quad a_3 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2} f(x) \cos 3x \, dx$

Tenemos ahora, una expresión para a_3 en función de una integral, por tanto, se ha conseguido encontrar el valor de uno de los coeficientes de la Serie de Fourier y puesto que este coeficiente particular no es diferente de los otros, el mismo método puede utilizarse para todos los demás. Si se generaliza a_3 por a_n se puede escribir:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{T_0}^{T_1} f(x) \cos nx \, dx \qquad \text{(II.5)}$$

Siendo T_0 y T_1 los límites de integración.

Un desarrollo similar después de multiplicar por una función seno da:

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{T_0}^{T_1} f(x) \operatorname{sen} nx \, dx \qquad \text{(II.6)}$$

Con estas dos ecuaciones es posible calcular todos los coeficientes de la serie (ecuación II.1). En general la forma usual de la Serie de Fourier y por brevedad se la escribe con el símbolo formal de la suma, así:

$$f(x) = 1/2 \; a_0 + \sum_{m=1}^{\infty} (am \cos mx + bm \operatorname{sen} mx) \qquad \text{(II.7)}$$

Que significa exactamente igual que la ecuación II.1, pero da mayor facilidad en la escritura y lectura de la misma.

Pero existe una forma mucho más simple de la Serie de Fou

rier, esta se obtiene cuando se agrupan los términos seno y coseno de igual frecuencia, así:

$$f(x) = \frac{a}{2}o + \sum_{m=1}(a_m \cos mx + b_m \operatorname{sen} mx) \qquad \ldots(II.7)$$

que significa exactamente igual que la ecuación II.1, pero da mayor facilidad en la escritura y lectura de la misma.

Pero existe una forma más simple de la serie de Fourier, esta se obtiene cuando se agrupan los términos seno y coseno de igual frecuencia, así;

$$f(t) = \frac{a}{2}o + c_1 \cos(Wt + \alpha_1) + c_2 \cos(2Wt + \alpha_2) + \ldots$$

donde:

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

$$\alpha_n = -\text{arc tg}\left[\frac{b_n}{a_n}\right]$$

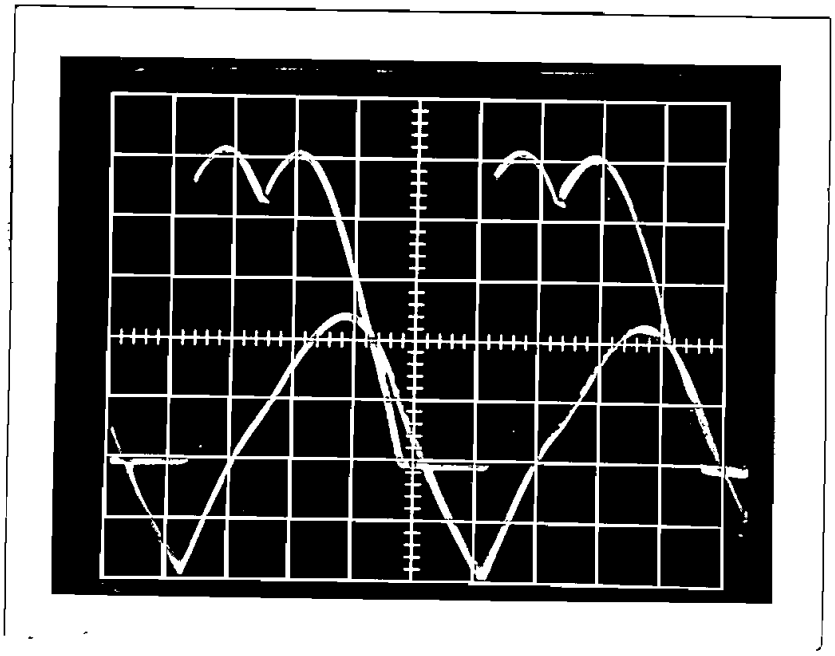


FOTO 12

RECTIFICACION TRIFASICA DE ONDA COMPLETA

En las fotos 12, 13 y 14 es posible observar las formas de onda de voltaje y corriente, obtenidas en el laboratorio para la condición máxima de carga. En estas fotos, las curvas de la parte superior corresponde a la forma de onda del voltaje y las inferiores corresponden a la onda de la corriente.

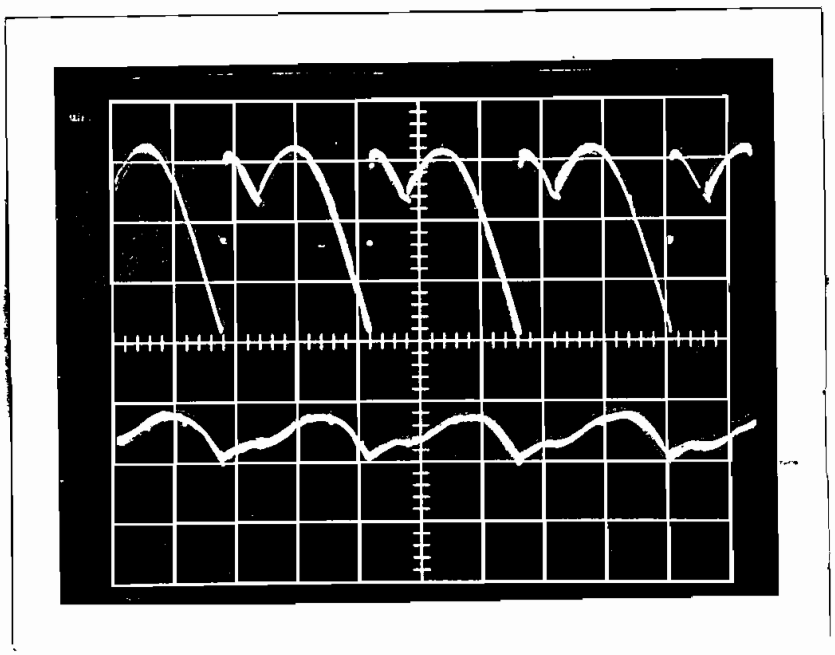


FOTO 12

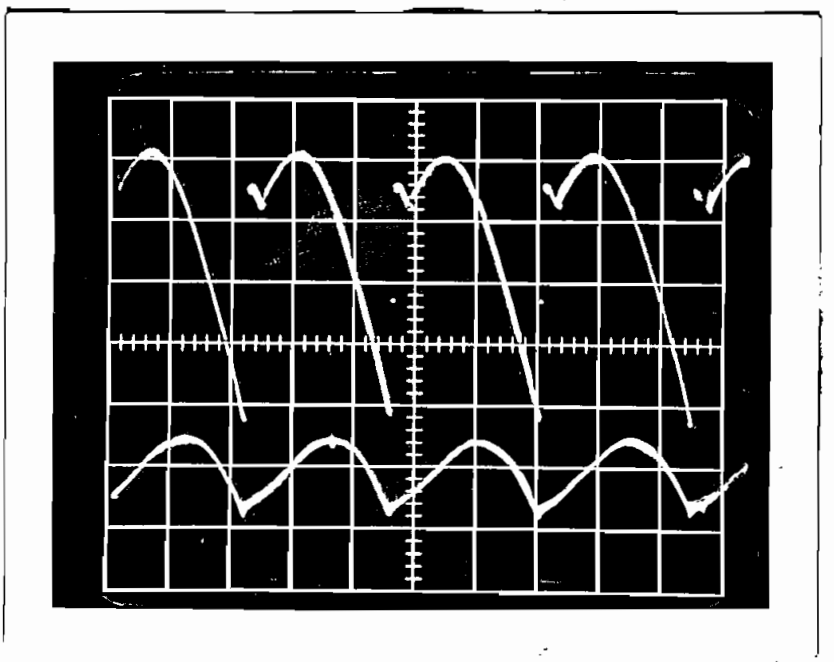


FOTO 13

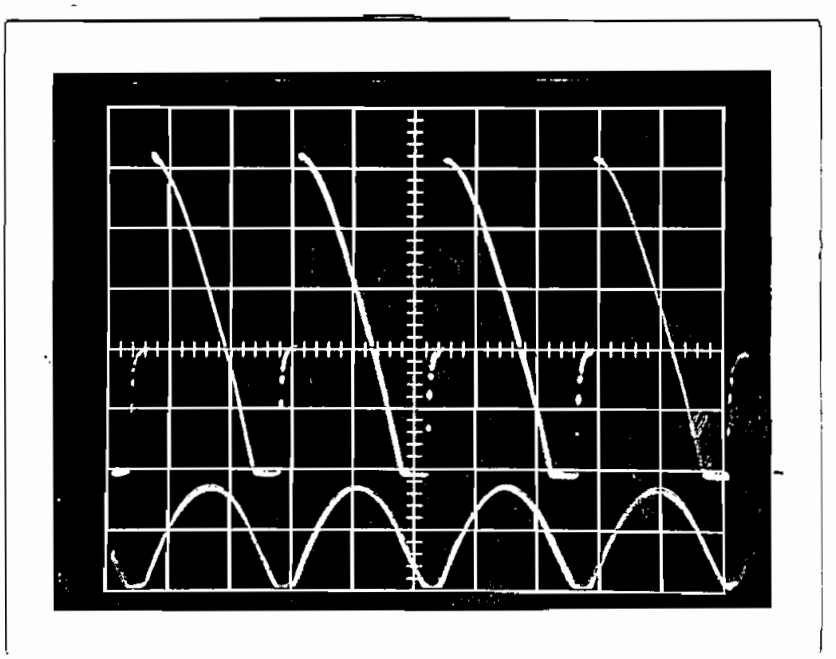
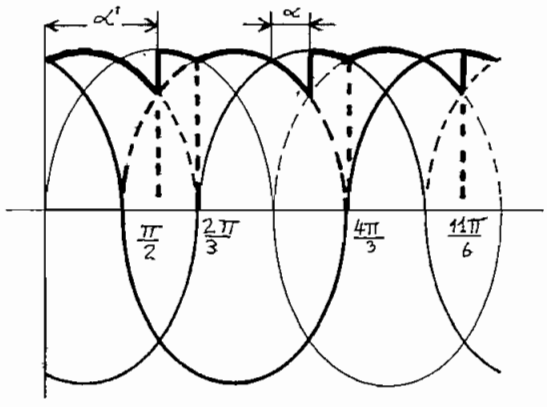


FOTO 14

Estas ondas como cualquier otra es posible analizarla por medio de las Series de Fourier. Para las ondas de voltaje se toma el eje vertical como se indica en la figura 18 y como un ejemplo se ubican los límites de integración en el caso de un ángulo de 30 grados de disparo del tiristor.



α ángulo de disparo de los tiristores.
α' ángulo de integración de la función.

Fig.18 Ubicación del eje vertical y límites de integración para un ángulo de 30 grados de disparo del tiristor.

De la figura 18 es posible conocer la función necesaria para el Análisis de Fourier. Dichas funciones son:

-Para la fase a

$f(x) = \text{sen}x$

-Para la fase b

$f(x) = \text{sen}(x - 120)$

-Para la fase c

$f(x) = \text{sen}(x-- 240)$

Con estas funciones fue posible la obtención de los coeficientes de la serie para los ángulos de disparo de 30, 45 y 90 grados de los tiristores; los mismos que se indican en la tabla 19.

	30°	45°	90°
a_0	187.1	171.17	100.27
a_1	-12.53	25.07	- 50.13
a_2	-126.97	- 95.38	- 33.42
a_3	6.26	0	- 50.13
a_4	34.77	12.73	- 6.69
b_1	- 74.34	-103.93	- 78.71
b_2	- 6.46	- 59.3	- 66.85
b_3	11.33	25.22	0
b_4	38.11	16.51	26.73

Tabla 19

Para las ondas de corriente la función real es posible obtener a partir del circuito de rectificación indicado en la figura 20, del mismo que se puede obtener la ecuación diferencial que dará la función de la corriente, en función de los parámetros de la máquina para un tiempo t cualquiera (valor instantáneo).

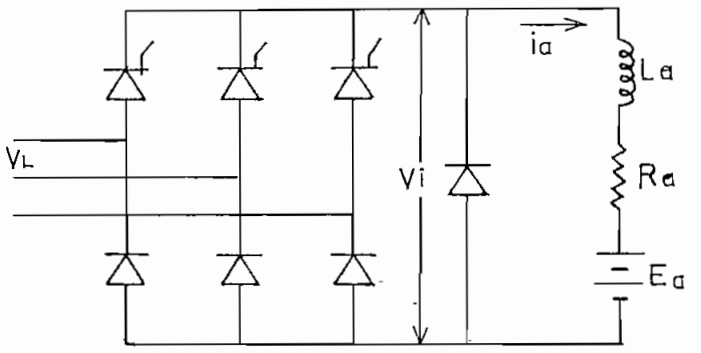


Fig.20 Circuito de rectificación trifásica.

Del circuito

$$Vi = La\frac{dia}{dt} + ia\ Ra + Ea$$

Si $Vi = \sqrt{2}\ V_L\ \text{sen}Wt$

$$\sqrt{2}\ V_L \text{sen}Wt = La\frac{dia}{dt} + ia\ Ra + Ea(\alpha)$$

Los límites de integración para el caso de $\alpha = 30$ grados serán:

Para $Wt = \alpha'$ $\qquad ia = Io$

$Wt = 120°$ $\qquad ia = I_1$

Y para $wt = 60$ $\quad ia = I_1$

$wt = 60 + \alpha$ $\quad ia = I_0$

Donde los valores de I_0 e I_1 son obtenidos de la curva de la corriente y son los indicados en la figura 21.

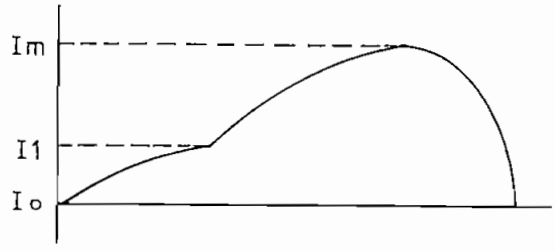
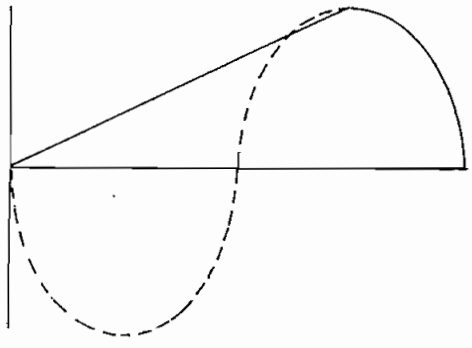


Fig.21 Ubicación de los valores I_0 e I_1 en la onda de corriente para $\alpha = 30$ grados.

Pero como es posible apreciar en la foto correspondiente al ángulo de disparo de 30 grados, es posible aproximar muy bien a la curva indicada en la figura 22 que esta compuesta por una recta desde cero hasta el valor máximo (Im) y una onda senoidal de tipo menos seno.



Eig.22 Aproximación de la onda de corriente.

Los coeficientes de la Serie de Fourier para la corriente son los indicados en la tabla 23, para los diversos ángulos de disparo.

	30°	45°	90°
a_0	6.208	4.408	2.406
a_1	-3.492	-1.692	-0.369
a_2	-3.086	-1.286	-0.065
a_3	-3.073	-1.273	-0.055
a_4	-3.025	-1.225	-0.019
b_1	-3.381	-1.581	-0.286
b_2	3.318	1.518	0.239
b_3	3.009	1.209	0.007
b_4	-3.12	-1.32	-0.09

Tabla 23

Cuando la corriente de onda no senoidal, como la indicada en la figura 22, pasa por una resistencia, produce una pérdida de potencia que se manifiesta en forma de calor y su magnitud depende del valor rms de la onda.

El valor rms de cualquier onda se encuentra rapidamente por la serie de Fourier. Si la corriente se expresa como:

$$i = Io + I_1\cos(Wt + \alpha_1) + I_2\cos(2Wt + \alpha_2)....$$

Y los valores rms de las componentes de I_1, I_2, etc. vienen dadas pordefinición por:

$$I_a = \frac{I_1}{2} \quad ; \quad I_b = \frac{I_2}{2} \quad ; \text{ etc.}$$

El valor rms de la corriente será:

$$Irms = \sqrt{Io^2 + Ia^2 + Ib^2 - \ldots} \qquad \ldots(II.7)$$

Donde:

Io es la componente constante

Ia e Ib son los valores rms

Una manera más sencilla de escribir la ecuación II.7 es expresandola en función de sus componentes iniciales, es decir que:

$$Irms = \sqrt{Io^2 + \frac{I_1^2}{2} + \frac{I_2^2}{2} - \ldots} \qquad \ldots(II.8)$$

Los diferentes valores rms para los diversos ángulos de

disparo son los indicados en la tabla 24.

	30°	45°	90°
Irms	7.1	3.561	1.262

Tabla 24

RECTIFICACIÖN MONOFASICA DE ONDA COMPLETA

Un análisis similar al de rectificación trifásica se puede obtener para el sistema monofásico, adaptando las condiciones a las formas de onda de voltaje y corriente para los diversos ángulos de disparo como se indican en las fotos 15, 16 y 17.

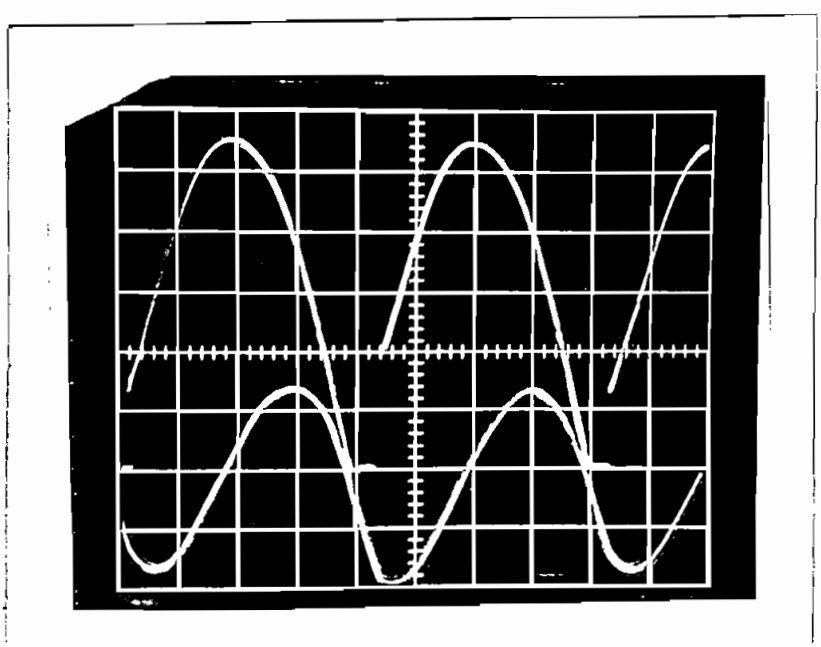


FOTO 15

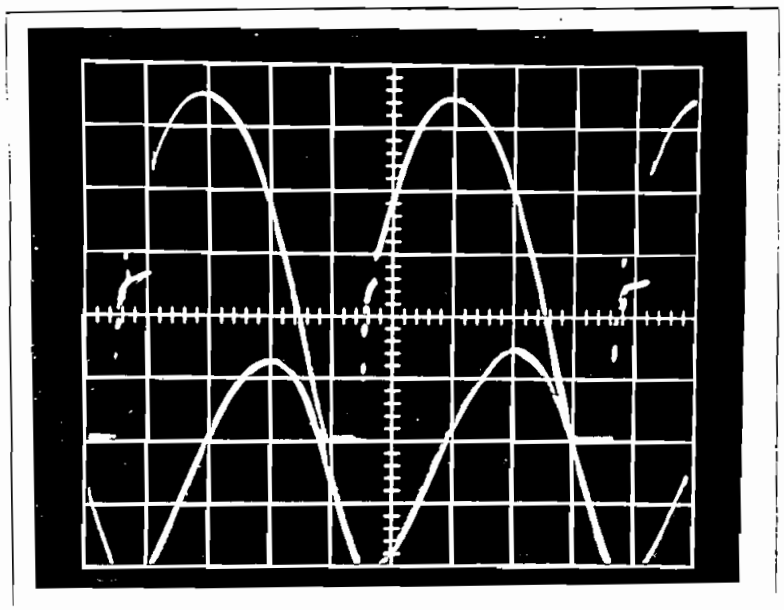


FOTO 16

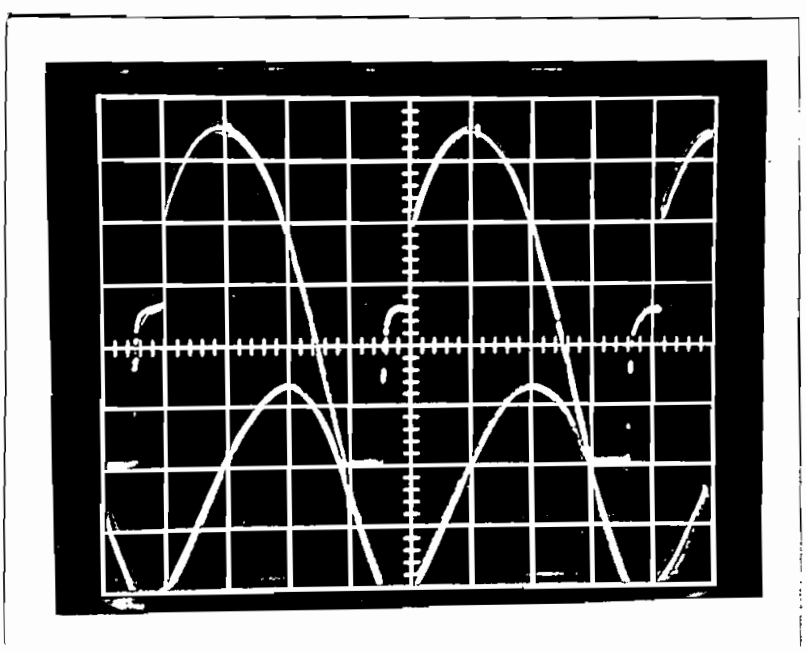


FOTO 17

Los coeficientes obtenidos con el Análisis de Fourier, para las ondas de voltajes y de corrientes son los indicados en las tablas 25 y 26 respectivamente. Así como también se indica en la tabla 27 los valores rms obtenidos para este caso de rectificación.

	30 °	45°	60 °
a_0	130.67	119.55	405.04
a_1	- 8.76	- 17.5	- 26.26
a_2	- 53.67	- 79.7	- 52.52
a_3	- 4.38	0	13.13
a_4	- 10.74	1.36	10.5
b_1	106.96	99.84	88.4
b_2	- 5.84	- 16.51	- 30.32
b_3	- 7.58	- 17.5	- 22.74
b_4	- 8.17	- 13.21	- 6.06

Tabla 25

	30°	45°	60°
a_0	4.33	4.33	4.33
a_1	0	0	0
a_2	2.89	2.89	2.89
a_3	0	0	0
a_4	- 0.29	- 0.29	- 0.29
b_1	3.4	3.4	3.4
b_2	0	0	0
b_3	0	0	0
b_4	0	0	0

Tabla 26

	30°	45°	60°
Irms	3.25	3.25	3.25

Tabla 27

CAPITULO III " ANALISIS MATEMATICO "

III.1 DESCRIPCION MATEMATICA DE LA MAQUINA DE CONTINUA CON VOLTAJES Y CORRIENTES FUNCIONES DEL TIEMPO

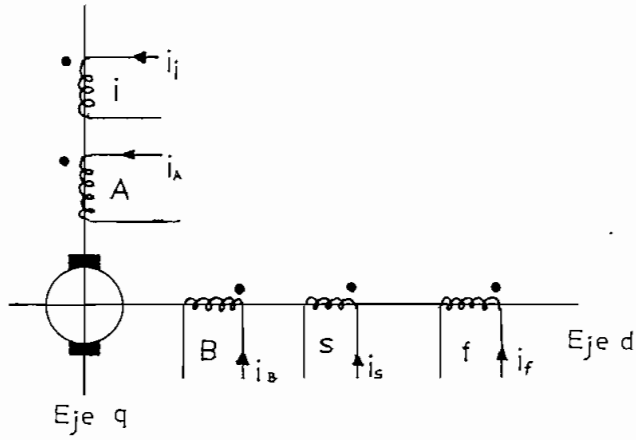
El modelo para representar a la máquina es un modelo de circuito, esto es, consiste solamente en un número de circuitos eléctricos; cada uno de ellos consta de una resistencia y una auto inductancia, estos circuitos están acoplados inductivamente.

Cuando estos circuitos son energizados, cada uno de ellos produce un campo magnético y si el campo magnético neto tiene las mismas características que el de la máquina física, las ecuaciones de circuitos pueden usarse para calcular el comportamiento de la máquina.

En el modelo el campo se lo puede descomponer en dos componentes a lo largo de los ejes. Así, las bobinas modelo quedan localizadas en dos ejes, los que son establecidos en ángulo recto para mayor facilidad de análisis. También se escoge que las bobinas modelo sean estacionarias, y en general cada bobina en la máquina real esta representada por una bobina en el modelo.

Se usará la dirección positiva "x" como un eje, lo llamaremos eje directo y estará representado por la letra d; en este eje se pueden representar tanto las bobinas del estator como las del rotor. El segundo eje, eje en cuadratura y representado por la letra q, se ubicará en la dirección positiva "y"; en este eje

también puede representarse bobinas del estator o del rotor. En la figura 28 se indica un diagrama del modelo de circuito de la máquina de corriente continua.



Notación: f campo shunt (eje d del estator)
s campo serie (eje d del estator)
i bobina de interpolo, arrollamientos de compensación y polos auxiliares (eje q del estator)
B devanado de armadura (eje d del rotor)
A devanado de armadura (eje q del rotor)

Fig. 28 Modelo de circuito de la máquina DC

La rotación angular θ del rotor de la máquina real se supone contrario al de las manecillas del reloj. Esta suposición se hace con el fin de establecer la notación de punto para voltajes de velocidad y definir el signo de los términos de voltajes de velocidad en las ecuaciones del modelo.

La designación de las bobinas del modelo con el fin de simplificar la notación se realizará de la siguiente manera: las

bobinas del estator con letras minúsculas acompañadas del tipo de eje en el que se encuentre y con letras mayúsculas para las bobinas del rotor más la letra d o q que indicaría el eje en el que se encuentra dicha bobina.

Debido a que los ejes son perpendiculares u ortogonales no puede existir flujo mutuo entre las bobinas de ejes ortogonales, así, existen voltajes inducidos de transformador entre todas las bobinas del mismo eje, pero no entre las bobinas de un eje y las del otro.

Las bobinas del estator, por definición, no tienen ningún voltaje generado por la rotacion del rotor, sin embargo, las bobinas del rotor tienen un voltaje de velocidad y se define que tienen un voltaje de velocidad mutua con respecto a cada bobina del eje opuesto, pero no con respecto a cualquiera de las otras bobinas en el propio eje. La polaridad de este voltaje se indica colocando un triángulo adyacente a la bobina del rotor que es de polaridad positiva, cuando la rotación angular θ aumenta en sentido contrario a las manecillas del reloj.

En una máquina real los voltajes se inducen de dos maneras:

a) Por acción de transformador, en la que el flujo concatenado en la bobina varía debido a la variación de la corriente de otras bobinas; este fenómeno se toma en cuenta en las ecuaciones de circuito por medio de las

inductancias mutuas.

b) Por acción de la velocidad, en el que el flujo concatenado de algunas bobinas varía debido al movimiento relativo entre las bobinas y el campo magnético. Estos voltajes se denominan voltajes de velocidad.

Como en el circuito seleccionado se adoptó bobinas estacionarias que no consideran los voltajes de velocidad que necesariamente se los deben considerar; se ha definido una inductancia mutua ficticia, para aquellas bobinas en las que el voltaje de velocidad es significativo. Dichas inductancias reciben el nombre de inductancias mutuas de velocidad y se representan por la letra "M" con su subíndice doble adecuado; los voltajes de velocidad asociados con estas inductancias mutuas de velocidad se deben a la velocidad angular del miembro giratorio y por lo tanto, aparecen en las ecuaciones del circuito en la forma de "Mxy pθ"; en donde el operador "p" se define como $\frac{d}{dt}$

El concepto de voltaje de velocidad e inductancia mutua de velocidad se pueden aclarar completamente con la ayuda de la figura 29.

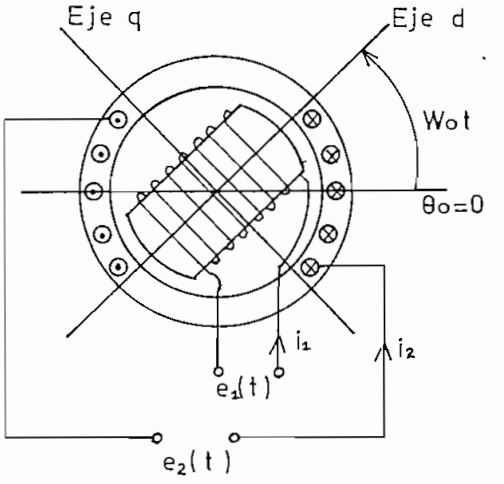


Fig.29 Ilustración del concepto de voltaje e inductancia mutua de velocidad.

El voltaje inducido en la bobina dos (e2), cuando la posición de la bobina uno es $\theta o = Wot$ y que por la bobina uno circula una corriente que es función del tiempo $i_1(t)$, aplicando la ley de Faraday se tiene que:

$$e_2 = \frac{d\phi_2}{dt}$$

$$\phi_2 = L_{22}\, i_2 + L_{21}\, i_1$$

por lo tanto:

$$e_2 = \frac{d}{dt}\,(L_{22}\, i_2 + L_{21}\, i_1)$$

$$= L_{22}\,\frac{di_2}{dt} + L_{21}\,\frac{di_1}{dt} + \left(i_2\,\frac{dL_{22}}{dt} + i_1\,\frac{dL_{21}}{dt}\right)$$

Los dos primeros términos implican la rapidez de cambio de corriente con respecto al tiempo y son del tipo de voltajes inducidos en circuitos estáticos, llamados frecuentemente voltajes de transformador.

Los dos términos restantes aparecen siempre que exista un movimiento relativo entre las dos bobinas.

Si $\frac{d\theta}{dt}$ es la velocidad relativa instantánea se tendrá que los términos se convierten en:

$$i_2 \frac{dL_{22}}{dt} + i_1 \frac{dL_{21}}{dt} = \left[i_2 \frac{dL_{22}}{d\theta} + i_1 \frac{dL_{21}}{d\theta} \right] \frac{d\theta}{dt}$$

Los términos en corchete son de rapidez de cambio del flujo concatenado con respecto al espacio. Entonces los voltajes de velocidad están dados por:

$$\left[i_2 \frac{dL_{22}}{d\theta} + i_1 \frac{dL_{21}}{d\theta} \right] p\theta$$

Los términos $\frac{dL_{22}}{d\theta}$ y $\frac{dL_{21}}{d\theta}$ son, por definición coeficientes de velocidad, son representados por la letra M con sus subíndices respectivos, así, M_{22} y M_{21}; como se puede ver tienen dimensiones de inductancia. En el caso de la figura 27 y en algunas máquinas prácticas las M no son constantes.

Sin embargo en las máquinas prácticas las M pueden ser las mismas que las inductancias mutuas, siempre y cuando las inductancias varíen en el espacio en forma senoidal.

Las ecuaciones simultáneas para los circuitos en el modelo de la figura 28, escritas en forma matrical, son:

$$\begin{bmatrix} V_f \\ V_B \\ V_i \\ V_s \\ V_A \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c|c|c|c} R_f + L_{ff}\,p & L_{fB}\,p & - & L_{fs}\,p & - \\ L_{Bf}\,p & R_B + L_{BB}\,p & M_{Bi}\,p\theta & L_{Bs}\,p & M_{BA}\,p\theta \\ - & - & R_i + L_{ii}\,p & - & L_{iA}\,p \\ L_{sf}\,p & L_{sB}\,p & - & R_s + L_{ss}\,p & - \\ -M_{Af}\,p\theta & -M_{AB}\,p\theta & L_{Ai}\,p & -M_{As}\,p\theta & R_A + L_{AA}p \end{array}\right] \begin{bmatrix} i_f \\ i_B \\ i_i \\ i_s \\ i_A \end{bmatrix}$$

La potencia que se obtiene de los terminales se expresa por:

$$P = iv$$

que expresada en forma matricial quedaria

$$P = [i]^T [v]$$

III.2 ANALISIS MATEMATICO PARTICULAR CON LA ALIMENTACION DE ONDA COMPLETA MONOFASICA Y TRIFASICA.

Puesto que la construcción física de las máquinas de corriente continua varían muy poco con el uso que se las quiera dar motor o generado, y el tipo de excitación, derivación, serie o compuesta; el modelo de circuito para cualquier forma de excitación de la máquina, puede obtenerse a partit del modelo general expuesto en el punto anterior, al igual que las ecuaciones necesa

rias.

Como la forma de excitación de la máquina en el presente trabajo es de excitación independiente y no está provista de interpolos, la ecuación matricial a partir del modelo general será:

$$\begin{bmatrix} V_f \\ V_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f + L_{ff}\, p & 0 \\ M_{Af}\, p\theta & R_{AA} + L_{AA} p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \\ i_A \end{bmatrix}$$

Aunque, obviamente es posible obtener estas ecuaciones a partir del circuito particular, indicado en la figura 30.

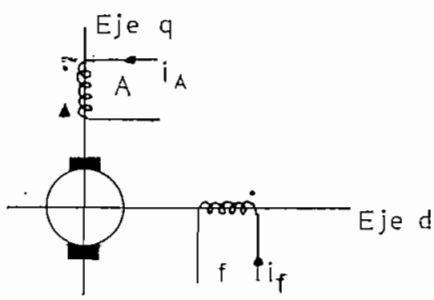


Fig.30 Modelo de circuito para el motor o generador con excitación independiente.

La potencia suministrada a la máquina de continua, con exitación independiente será:

$$[P] = [i]^T [V]$$

$$[P] = [i]^T [Z] [i]$$

siendo:

$$[Z] = \begin{bmatrix} Rf + Lffp & 0 \\ M_{Af}\, p\theta & R_A + L_{AA}p \end{bmatrix}$$

por lo tanto:

$$P = \begin{bmatrix} if & i_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Rf + Lffp & 0 \\ M_{Af}\, p\theta & R_A + L_{AA}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} if \\ i_A \end{bmatrix}$$

$$P = \begin{bmatrix} if & i_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (Rf + Lffp)if & \\ (M_{Af}\, p\theta)if & (R_A + L_{AA}p)i_A \end{bmatrix}$$

$$P = if(Rf + Lffp)if + i_A M_{Af}\, p\theta\, if + i_A(R_A + L_{AA}p)i_A \qquad \text{(III.1)}$$

en donde:

$if^2 Rf + i_A^2 R_A$ .....es la rapidez con que la energía se convierte en calor.

$if\ Lffp\ if + i_A L_{AA}p\ i_A$.....es la rapidez con que la energía es almacenada en el campo magnético de Lff y L_{AA}

$M_{Af}\ if\ i_A p\theta$.....es la rapidez con que la energía es convertida para uso externo.

Esta será la potencia cuando tanto el campo como la armadura son alimentados con corrientes que varían con el tiempo; pero, cuando el campo es alimentado con corriente continua la potencia se modifica un poco, como se puede ver a continuación:

Sea, If la corriente continua que alimenta el campo.

$$P = I_f^2 \; R_f + I_f \; i_A \; M_{Af} \; p\theta + i_A^{\,2} \; R_{AA} + i_A \; L_{AA} \; pi_A \qquad \text{(III.2)}$$

De la relación de potencia se calcula el torque, puesto que:

$$P = Tem \times W$$

Donde:

Tem es el torque electromagnético.

W es la velocidad angular.

La que puede interpretarse para una condición instantánea

$$P = Tem \; p\theta$$

Donde:

θ es el ángulo de giro en radianes.

p es la variación con respecto al tiempo $\frac{d}{dt}$

Así:

$$Tem = \frac{P}{p\theta}$$

Sustituyendo la potencia P por I_f i M_f $p\theta$ que es la ener

gía de uso externo y que en el caso del motor es la potencia entregada al eje, se tiene que:

$$Tem = \frac{If\ i_A\ M_Af\ p\theta}{p\theta}$$

Por lo tanto:

$$Tem = If\ i_A\ M_Af \quad \text{(en Newton-metro)} \qquad \text{(III.3)}$$

Los parámetros de la máquina fueron obtenidos de una manera similar a la indicada en la referencia (1) y los resultados obtenidos son los indicados en la tabla 31.

L_A	M_Af	R_A	R_f
15.9	9.48	5.3	235.7

L_A y M_Af están en milihenrios.
R_A y Rf están en ohmios.

Tabla 31

Los valores obtenidos para el torque, con los diversos sistemas y ángulos son los indicados en la tabla 32 y en la 33. Para el cálculo de estas tablas se toma los valores de las corrientes obtenidas en las tablas 23 y 26, siendo la corriente de campo constante e igual a 0.53 Amp.

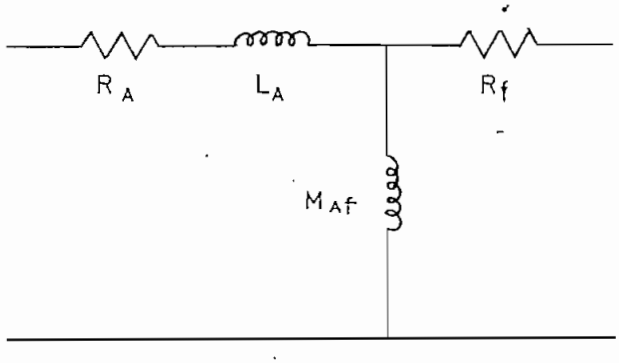
	30°	45°	90°
Tem	1.479	1.05	0.573

Tabla 32 Sistema trifásico.

	30°	45°	60°
Tem	1.032	1.032	1.032

Tabla 33 Sistema monofásico.

Con el objeto de visualizar graficamente el comportamiento de la máquina de continua se ha elaborado un circuito equivalente con parámetros concentrados como se indica a continuación.



III.3 PREDICCION TEORICA SOBRE TORQUE Y CALENTAMIENTO DE LA APLICACION DE RECTIFICACION CONTROLADA.

Cuando la máquina de corriente continua es alimentada con corriente rectificada sufre un aumento de la temperatura de trabajo, y su magnitud depende del sistema de rectificación utilizado.

Es posible notar en las diversas fotografias de esta tesis, la variación de la cantidad de armónicas en la corriente de los sistemas de rectificación empleados. Además se puede observar que dichas armónicas son función del ángulo empleado.

Por un estudio de las formas de ondas de la corriente, para los diversos ángulos, se puede predecir, con que sistema la máquina va ha tener un mayor calentamiento. Este estudio dejó como resultado, que el sistema trifásico va ha producir mayor calentamiento en la máquina, que el sistema monofásico.

Este hecho se confirma con el análisis de Fourier realizado en el capítulo II; observando la componente rms de la corriente, que es la que produce el calentamiento, se notó que el sistema trifásico tiene una componente mayor que el monofásico.

Debe notarse, según la componente rms, para el sistema monofásico el calentamiento es igual para cualquier ángulo de disparo estudiado. Lo que no sucede con el sistema trifásico, pues la componente rms se incrementa con la disminución del ángulo de disparo, es decir, que para un menor ángulo el calentamiento de

la máquina será mayor.

Cuando al motor de continua se le alimenta con corriente monofásica rectificada y controlada, el torque electromotríz producido será casi constante para los diferentes ángulos de disparo de los tiristores, pero será menor que el torque producido cuando se alimenta con corriente rectificada trifásica.

El torque en el motor de continua cuando trabaja con el sistema trifásico disminuirá conforme aumenta el ángulo de disparo.

CAPITULO IV " COMPROBACION EXPERIMENTAL "

IV.1 LA MAQUINA DE CONTINUA ALIMENTADADA CON CONTINUA PURA

La gran mayoría de las máquinas se usan en aplicaciones en que la característica importante es el funcionamiento de estado permanente. Para los motores las características más importantes del funcionamiento de estado permanente son:

-Característica velocidad-torque

-Característica de rendimiento

-Característica de calentamiento

En general también es deseable obtener la curva de saturación, que junto con las características anteriores proporcionan la suficiente información para predecir el comportamiento del motor.

CURVA DE SATURACION DE LA MAQUINA.

Un generador produce un voltaje generado que es función de la intensidad de corriente de los devanados de campo. La relación entre el voltaje generado y la corriente de campo puede determinarse por medio de pruebas, la figura A1 indica la curva de saturación típica de la máquina a utilizarse.

En la curva se observa que existe un voltaje generado de seis voltios cuando la corriente es nula; a este voltaje se le conoce como "voltaje residual", puesto que es debido al magnetismo residual en el circuito de campo y es de vital importancia para la generación de voltaje en el caso del generador shunt. En

el caso del generador excitado independientemente, una fuente externa produce una corriente a través del circuito de campo para producir un campo magnético. Así mismo es posible observar que para grandes corrientes de campo el circuito de campo llega a saturarse, de tal manera que incrementos en la corriente de campo producen incrementos relativamente pequeños en el voltaje generado.

Los valores obtenidos en el laboratorio para la elaboración de la curva de saturación son los indicados en la tabla 34 en donde Vt es el voltaje terminal e If es la corriente de campo, los valores están expresados en voltios y amperios respectivamente.

If	0	0.05	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4	0.45	0.5
Vt	6	20	40	55	66	74	79	83	86.4	89.8	92

Tabla 34 Valores de laboratorio para la curva de saturación.

CARACTERISTICA VELOCIDAD-TORQUE

Para entender la característica velocidad-torque de un motor de corriente continua, puede lograrse con las siguientes ecuaciones:

a) $Ea = Ka \, \phi \, Wm$

b) $Vt = Ea + Ia \, Ra$

c) $Tem = Ka \, \phi \, Ia$

donde: Wm es la velocidad angular de la máquina

Ea es la tensión inducida

Tem es el torque electromagnético

De las ecuaciones a y c se tiene:

$$Tem = \frac{Ea\ Ia}{Wm}$$

Y de las ecuaciones a y b tenemos que:

$$Wm = \frac{Vt - Ia\ Ra}{Ka\ \emptyset}$$

En un motor de excitación independiente con polos conmutadores y embobinado compensador, el flujo por polo no es afectado practicamente por la corriente de armadura y es por lo tanto constante. Por lo tanto, si el motor está girando a una cierta velocidad y el torque demandado por la carga aumenta, la velocidad disminuye hasta que la corriente de armadura aumente al valor requerido por el torque incrementado. Con la ausencia de interpolos y un embobinado compensador se tiene algún debilitamiento en el campo debido a la reacción de la armadura; en el caso de una reacción de armadura pronunciada, la velocidad puede realmente aumentar después de que el torque exceda un cierto valor haciendo que el motor se vuelva inestable.

Con fines comparativos en lo posterior, en el laboratorio se obtuvo la curva velocidad-torque para diversos valores de corriente de armadura, como se puede apreciar en la tabla 35.

Ia	Tem	n
3.55	210	1725
3.25	190	1750
2.95	172.5	1800
2.65	155	1825
2.35	135	1850
2.15	120	1875
1.9	105	1910
1.7	90	1930
1.45	75	1980

Tabla 35

En donde:

Ia es la corriente de armadura, en amperios.

Tem es el torque electromagnético, en onza-pulgada.

n es la velocidad, en RPM.

Con estos valores se elaboró la curva velocidad vs. torque de la figura A2.

Es posible apreciar en la curva anterior, la forma en que la velocidad del motor disminuye cuando el torque aumenta, es posible también observar que esta manera de variación torque-veloci

dad depende enteramente del valor de la corriente de armadura del motor.

CARACTERISTICA DE RENDIMIENTO

En la máquina de corriente continua, el rendimiento esta determinado por las pérdidas y al igual que en los transformadores o que en cualquier otro dispositivo de conversión de energía, viene dado por la fórmula:

$$\text{Rendimiento} = \frac{\text{Potencia de salida}}{\text{Potencia de entrada}}$$

que puede expresarse también como:

$$\text{Rendimiento} = \frac{\text{Potencia de entrada} - \text{Potencia perdida}}{\text{Potencia de entrada}}$$

$$\text{Rendimiento} = 1 - \frac{\text{Potencia perdida}}{\text{Potencia de entrada}}$$

o por:

$$\text{Rendimiento} = \frac{\text{Potencia de salida}}{\text{Potencia de salida} + \text{Potencia perdida}}$$

Es mucho mejor trabajar, para el cálculo del rendimiento, con las pérdidas que con la potencia de salida y entrada, por cuanto resulta más conveniente y económico medir las pérdidas, dando resultados más precisos al calcular el rendimiento.

Si representamos por:

η = Rendimiento.

Ps = Potencia de salida.

Pe = Potencia de entrada.

Pp = Potencia perdida.

Se tiene:

$$\eta = 1 - \frac{Pp}{Pe}$$

o

$$\eta = \frac{Ps}{Ps + Pp}$$

La potencia de entrada en la máquina shunt de exitación independiente esta dada por:

$$Pe = Vt \times Ia$$

Y la potencia de salida por:

$$Ps = Tem \times W$$

Donde W es la velocidad en radianes por segundo.

Tem es el torque electromagnético en newtons-metro.

Los valores obtenidos en el laboratorio se indican en la tabla 35, con los cuales ha sido posible el cálculo de las potencias y en consecuencia del rendimiento. Los resultados se muestra en la tabla 36, para los diversos valores de corriente de armadura.

En base a estos valores se obtuvo las curvas de la figura A3.

Ps (W)	Pe (W)	η (%)
267.9	372.75	72
245.942	341.25	72
229.594	309.75	74
209.275	278.25	75
184.632	246.75	75
166.314	225.75	74
148.416	199.5	74
128.545	178.5	72
109.897	152.25	72

Tabla 36

CARACTERISTICA DE CALENTAMIENTO

La potencia que una máquina eléctrica puede soportar depende de la temperatura que adquiera bajo determinadas condiciones de servicio, ya sea continuo o intermitente.

Las causas del aumento de temperatura en una máquina eléctrica son las pérdidas y dicho aumento será mayor en cuanto peores sean las condiciones de enfriamiento de la misma.

La temperatura admisible que una máquina puede adquirir depende principalmente del aislante o aislantes utilizados en su

diseño. Por ejemplo el algodón pierde sus características de rigidez mecánica y dieléctrica a temperaturas superiores a 95 grados centígrados, por tanto cuando se utiliza el algodón como aislante la máxima temperatura admisible es de 90 grados centígrados.

El calentamiento de la máquina es uno de los factores más decisivos en la vida de la máquina, debido a que la degradación del aislamiento es funsión de la temperatura y el tiempo. Esta degradación es causada principalmente por un fenómeno químico de oxidación lenta que endurece los aislamientos volviéndolos frágiles y quebradizos en detrimento de su duración mecánica y dieléctrica. En general, la degradación, así como la vida del dieléctrico siguen una ley exponencial.

$$\text{Vida} = Ae^{B/T}$$

Donde: A y B son unas constantes.

T es la temperatura absoluta.

A continuación se dan las temperaturas de seguridad límite de acuerdo al tipo de aislante: valores que no pueden ser sobrepasados para evitar el deterioro y la disminución de la vida útil de estos materiales, ya que la pérdida de rigidez dieléctrica puede traer graves consecuencias como corto circuitos o tensiones peligrosas en sitios accesibles a los operarios.

Normas americanas AIEE (American Institute of Electrical Engineers).

Clase	Naturaleza	Temperatura de Seguridad Límite °C
O	Algodón, seda, papel y sustancias análogas, cuando no están impregnadas ni sumergidas en aceite.	90
A	Algodón, seda, papel etc.impregnados y cubiertos de esmalte sobre los conductores.	105
B	Mica, vidrio, asbesto y sustancias inorgánicas en forma reforzada, unidas por un aglutinante orgánico.	125
C	Mica, vidrio, asbesto con aglutinante de silicona.	175

A continuación se incluye una tabla semejante de acuerdo a las normas VDE 0532

SUBDIVISION DE LOS AISLANTES

Clase	Aislante	Tratamiento	Temperatura máxima de servicio permanente en el punto más caliente.
A	Substancias orgánicas como algodón, seda, papel y análogos	Embebidas con aglutinantes orgánicos (1)	105°C
Ao	Substancias orgánicas como algodón, seda, papel y análogos, así como laca para hilos.	Con aceite	115°C
	Folios sintéticos resistentes al calor, papel duro, papel laca y laca para hilos.	No embebidas	
E	Papel	Embebido con lacas a base de resinas sintéticas (1)	120°C
B		Embebidas con lacas a base de resinas sintéticas (1)	130°C
F	Substancias inorgánicas como mica, asbestos, derivados del vidrio y substancias minerales análogas.	Embebidas por ejemplo con siliconas modificadas con substancias orgánicas sintéticas (1)	155°C
H		Embebidas con siliconas puras (1)	180°C
C	Mica, porcelana, vidrio, cuarzo y substancias análogas resistentes al fuego.	No embebidas	Limitadas sólo por el poder aislante eléctrico y la influencia sobre los aislantes contínuos.

(1) Se entiende por aislante embebido aquel en el que se ha sustituido el aire entre componentes por una substancia adecuada. La substancia de embebimiento debe poseer buenas cualidades aislantes, envolver por completo a los componentes y tener consistencia u fuerza adherente con el conductor. No deben producirse oquedades al vaporizarse el diluyente ni por ningún otro motivo. No debe resblandecerse ni gotear hasta la temperatura límite, debiendo ser resistente al calor.

Por lo general el calentamiento medio en los devanados de una máquina se determina mediante el aumento de resistencia en los mismos con el aumento de temperatura. Se sabe que en los metales la resistencia eléctrica sube con el aumento de temperatura, no sucede lo mismo con otros materiales como los aislantes. El calentamiento local se determina por medio de termómetros o termopares colocados en las partes accesibles más calientes de la máquina e igual procedimiento se sigue para la carcasa, núcleos o medios refrigerantes.

La resistencia eléctrica en los metales aumenta dentro de intérvalos del orden de 0 a 100 C en forma practicamente lineal. Este incremento de resistencia viene dado por la siguiente expresión:

$$R_2 = R_1(1+\alpha\Delta t)$$

en donde:

$$\alpha = \frac{1}{To + t_1}$$

Siendo To una constante e igual a 234.5 para el cobre y 236.4 para el aluminio.

$$\Delta t = t_2 - t_1$$

Siendo:

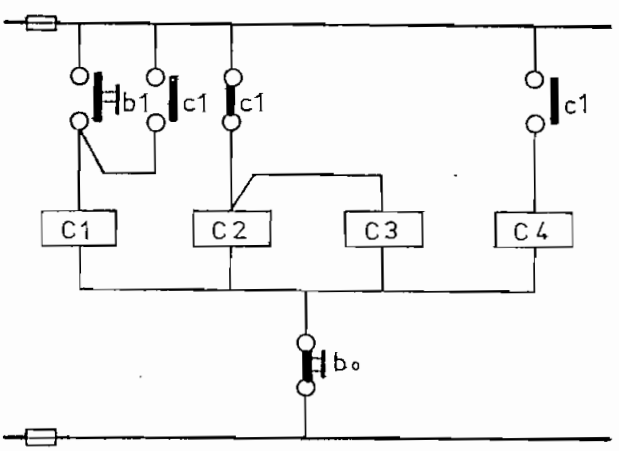
t_1 = temperatura a la que fue medida R_1

t_2 = temperatura correspondiente a R_2

Por lo tanto la variación de temperatura viene dado por:

$$\Delta t = \frac{R_2 - R_1}{R_1} (T_0 + t_1)$$

En el laboratorio, la medición de la resistencia a diferente tiempo, para obtener la curva de calentamiento de los devanados de armadura y de campo, se procedió con la ayuda del circuito siguiente:



Circuito unifilar

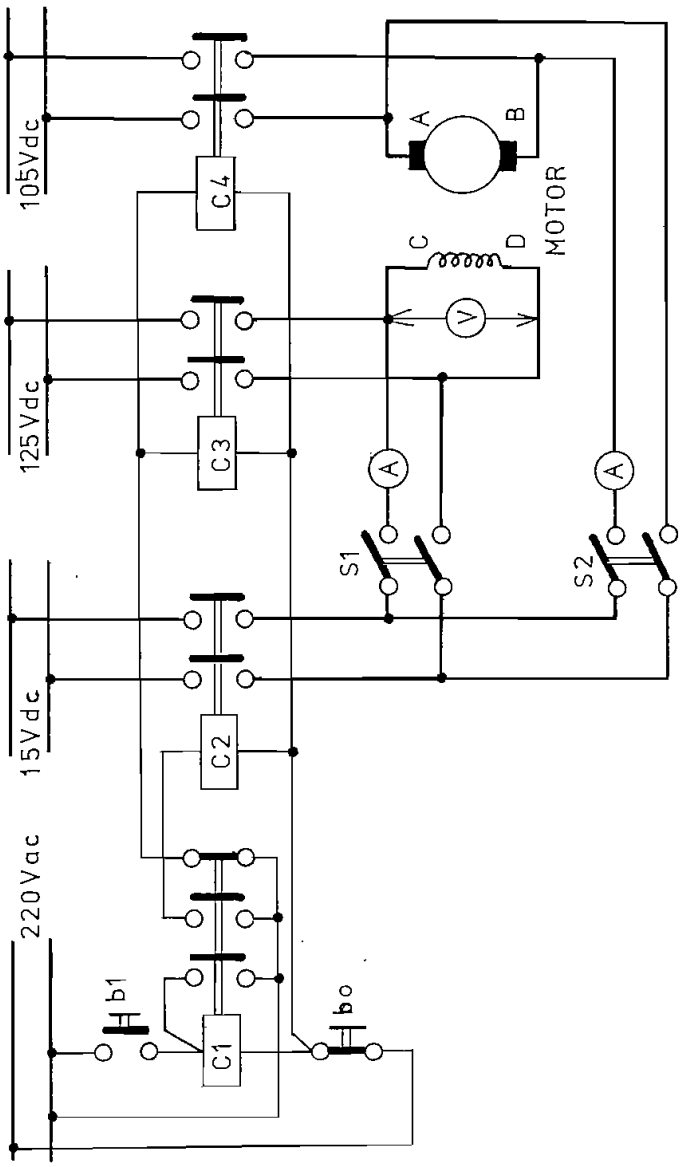


Diagrama de fuerza

El funcionamiento de este circuito es simple y se puede explicar de la siguiente manera:

Para el funcionamiento normal del motor se utilizan los contactores c_2 y c_3.

La medición de la resistencia de campo y armadura, por medio de s_1 y s_2 respectivamente, se consigue con el contactor c_4.

Al activar el contactor c_1, por medio del pulsante b_1, los contactores c_2 y c_3 dejan de funcionar dejando al motor sin alimentación; al mismo tiempo que los contactores c_2 y c_3 son bloqueados, el contactor c_4 es activado dejando posibilidad para la medición de la resistencia del campo o de la armadura. El motor vuelve a su funcionamiento normal solo cuando se pulsa b_0.

Los valores obtenidos en el laboratorio y por realización de cálculos fueron los que se indican en las tablas 37 y 38.

t (min)	V (volt.)	I (amp.)	R (Ω)	T (°C)
0	12.5	2.35	5.3191	20
0.5	12.5	2.34	5.3419	21.0909
1.5	12.5	2.336	5.351	21.5263
3	12.5	2.3	5.4348	25.5358
4	12.5	2.28	5.4825	27.8181
5	12.5	2.27	5.5066	28.9712
7	12.5	2.26	5.531	30.1387
9	12.5	2.25	5.5556	31.3157
12	12.5	2.24	5.5804	32.5023

Tabla 37 Valores experimentales de calentamiento para la armadura del motor.

t (min)	V (volt.)	I (amp.)	R (Ω)	T (°C)
0	16.5	0.07	235.7143	20
0.5	16.5	0.068	242.6471	27.4853
1,5	16.5	0.065	253.8462	39.5770
3	16.5	0.064	257.8125	43.8594
4	16.5	0.062	266.1290	52.8388
5	16.5	0.061	270.4918	57.5493

continuación:

t (min)	V (volt.)	I (amp.)	R (Ω)	T (°C)
7	16.5	0.0606	272.2772	59.4770
9	16.5	0.06	275	62.4168
12	16.5	0.0598	275.9197	63.4098

Tabla 38 Datos experimentales para el campo del motor.

En base a estos valores se obtuvo las curvas de calentamiento de la armadura y campo del motor y son indicadas en la figura A4 y figura A5.

En la figura A4 es posible apreciar la manera de incrementarse el calentamiento en la armadura del motor con respecto al tiempo; se puede ver que hasta los 6.5 minutos la temperatura se incrementa rapidamente, luego un período de incremento lento hasta llegar a incrementos muy pequeños, en este momento la armadura del motor entra en el período de estabilización térmica.

En la curva de calentamiento del campo, figura A5, no sucede como en la armadura, pues el período de incremento rápido es mucho menor, llegándose rapidamente a la estabilización térmica.

IV.2 LA MAQUINA DE CONTINUA SUJETA AL CONTROL TRIFASICO DE ONDA COMPLETA

CARACTERISTICAS VELOCIDAD-TORQUE

Los valores indicados en las tablas 39, 40 y 41 son los resultados obtenidos con el circuito de la figura 10.

Ia	Tem	n
3.35	200	1770
3.1	190	1790
2.8	170	1820
2.6	155	1860
2.2	135	1875
2	120	1890
1.8	110	1920
1.6	95	1950
1.35	80	1980

Tabla 39

Para 30° de disparo.

Ia	Tem	n
2.8	170	1600
2.65	155	1640
2.45	140	1660
2.2	130	1700
1.95	112	1730
1.75	105	1750
1.6	90	1790
1.4	80	1810
1.2	70	1830

Tabla 40

Para 45° de disparo.

Ia	Tem	n
1.4	80	1030
1.38	78	1110
1.35	77	1160
1.31	75	1220
1.305	72.5	1340
1.3	70	1372
1.25	68	1490
1.21	66	1620

Tabla 41

Para 90° de disparo

Donde: Ia es la corriente de armadura, en amperios.

Tem es el torque electromagnético, en onza-pulgada.

n.. es la velocidad, en rpm.

Con estos valores se elaboró las curvas velocidad-torque de las figuras A6, A7, A8.

CARACTERISTICAS DE RENDIMIENTO

Con los valores de las tablas 44, 45 y 46 fue posible calcular las potencias y el rendimiento que se indican en las tablas 42, 43 y 44.

Ps (W)	PE (W)	η (%)
261.73	351.75	74.4
251.563	325.5	77.3
221.906	294	75.5
213.29	276	77.3
187.127	231	81.0
167.643	210	79.8
156.23	189	82.7
137.025	168	81.6
117.154	141.75	82.9

Tabla 42

Para un ángulo de 30° de disparo.

Ps (W)	Pe (W)	η (%)
201.236	252	79.9
188.062	238.5	78.9
171.928	220.5	78
163.431	198	82.5
143.306	175.5	81.7
135.983	157.5	86.3
118.096	144	82
107.095	126	85
94.672	108	87.7

Tabla 43

Para un ángulo de 45° de disparo.

Ps (W)	Pe
60.944	77
64.05	75.9
66.085	74.25
67.703	72.05
71.848	71.78
70.978	71.5
74.898	68.75
79.057	66.55
79.996	60.5

Tabla 44

Para un ángulo de disparo de 90°

Con los valores del rendimiento y de la corriente de armadura, se elaboró las curvas a y b de la figura A9.

CARACTERISTICAS DE CALENTAMIENTO

Los valores indicados en las tablas siguientes son los obtenidos experimentalmente.

a) Para la armadura:

t	V	I	R	T
0.5	16	2.75	5.818	43.871
1.5	16	2.73	5.861	45.928
3	16	2.71	5.904	47.985
4	16	2.68	5.97	51.143
5	16	2.55	6.275	65.736
7	16	2.39	6.695	85.832
9	16	2.31	6.926	96.884
12	16	2.3	6.957	98.368

Tabla 45

Para 30° de disparo

t	V	I	R	T
0.5	16	2.78	5.755	40.856
1.5	16	2.74	5.839	44.875
3	16	2.72	5.882	46.933
4	16	2.69	5.948	50.091
5	16	2.65	6.038	54.397
7	16	2.62	6.107	57.698
9	16	2.58	6.202	62.244
12	16	2.54	6.299	66.885

Tabla 46.

Para un ángulo de 45° de disparo.

t	V	I	R	T
0.5	16	2.92	5.479	27.651
1.5	16	2.87	5.575	32.244
3	16	2.85	5.614	34.11
4	16	2.81	5.694	37.938
5	16	2.77	5.776	41.861
7	16	2.74	5.839	44.875
9	16	2.71	5.904	47.985
12	16	2.68	5.970	51.143

Tabla 47

Para un ángulo de 90° de disparo.

Con estos valores se construyeron las curvas a, b y c de la figura A10.

b) Para el campo:

t	V	I	R	T
0.5	34	0.139	244.604	29.598
1.5	34	0.128	265.625	52.294
3	34	0.125	272	59.178
4	34	0.121	280.992	68.886
5	34	0.118	288.136	76.6
7	34	0.116	293.103	81.962
9	34	0.114	298.246	87.515
12	34	0.111	306.306	96.218

Tabla 48

Para 30° de disparo.

t	V	I	R	T
0.5	34	0.14	242.86	27.715
1.5	34	0.135	251.85	37.422
3	34	0.13	261.54	47.884
4	34	0.127	267.72	54.556
5	34	0.123	276.42	63.950
7	34	0.122	278.69	66.401
9	34	0.12	283.33	71.411
12	34	0.117	290.60	79.260

Para un ángulo de 45° de disparo

Tabla 49

t	V.	I.	R.	T.
0.5	34	0.14	242.86	27.715
1.5	34	0.134	253.73	39.451
3	34	0.132	257.58	43.608
4	34	0.127	267.72	54.556
5	34	0.125	272	59.178
7	34	0.123	276.42	63.95
9	34	0.122	278.69	66.401
12	34	0.12	283.33	71.411

Para 90° de disparo

Tabla 50

Donde: t esta en minutos.

V. esta en voltios

I. en amperios.

R. en ohmios

T. en grados.

Las curvas a, b y c de la figura A 11 son las correspondientes a las tablas anteriores.

IV.3 LA MAQUINA DE CONTINUA SUJETA AL CONTROL MONOFASICO DE ONDA COMPLETA

CARACTERISTICAS VELOCIDAD-TORQUE

Los valores obtenidos en el laboratorio son los que se muestran en las tablas 51, 52 y 53.

Ia	Tem	η
2.2	125	1340
2	115	1370
1.9	105	1390
1.7	95	1420
1.6	85	1450
1.45	80	1490
1.32	75	1540
1.25	67	1580
1.1	60	1630

Para 30° de disparo

Tabla 51

Ia	Tem	ɳ
2	115	1290
1.9	110	1320
1.8	100	1360
1.65	90	1390
1.5	80	1430
1.4	75	1490
1.3	70	1530
1.2	65	1570
1.05	55	1600

Para 45° de disparo

Tabla 52

Ia	Tem	n
2	112.5	1280
1.9	107.5	1320
1.76	97.5	1360
1.61	92.5	1400
1.51	85	1450
1.4	77.5	1480
1.25	67.5	1500
1.1	60	1520
1	55	1540

Para 60° de disparo

Tabla 53

Con los valores de las tablas se obtuvieron las curvas de las figuras A 12, A 13 y A 14.

CARACTERISTICAS DE RENDIMIENTO

Con los valores de las tablas anteriores se obtuvo los valores, de las potencias y el rendimiento, indicados en las tablas 54, 55 y 56

Ps	Pe	η
123.911	195.8	63.3
116.498	178	65.4
108.009	169.1	63.9
99.782	151.3	65.9
91.109	142.4	64
88.161	129.05	68.3
85.475	117.48	72.8
78.045	111.25	70.2
72.376	97.9	73.9

Para 30° de disparo

Tabla 54

Ps	Pe	ɳ
109.696	164	66.9
107.408	155.8	68.9
100.551	147.6	68.1
92.579	135.3	68.4
84.611	123	68.8
82.700	114.8	72
79.152	106.6	74.3
75.466	98.4	76.7
65.012	86.1	75.5

Para 45° de disparo

Tabla 55

Ps	Pe	η
106.432	144	73.9
104.920	136.8	76.7
98.129	126.72	77.4
95.738	115.92	82.6
91.109	108.72	83.8
84.780	100.8	84.1
74.930	90	83.3
67.492	79.2	85.2
62.574	72	86.9

Para 60° de disparo

Tabla 56

Donde las potencias estan expresadas en vatios y el rendimiento en tanto por ciento.

CARACTERISTICAS DE CALENTAMIENTO

Los valores obtenidos para este sistema son los indicados en las tablas que siguen.

a) Para la armadura

t	V	I	R	T
0.5	16	2.8	5.714	38.895
1.5	16	2.76	5.797	42.866
3	16	2.73	5.861	45.928
4	16	2.7	5.926	49.038
5	16	2.66	6.015	53.296
7	16	2.63	6.084	56.598
9	16	2.6	6.154	59.947
12	16	2.57	6.226	63.392

Para 30° de disparo

Tabla 57

t	V	I	R	T
0.5	16	2.8	5.714	38.895
1.5	16	2.76	5.797	42.866
3	16	2.73	5.861	45.928
4	16	2.7	5.926	49.038
5	16	2.65	6.038	54.397
7	16	2.63	6.084	56.598
9	16	2.61	6.13	58.799
12	16	2.57	6.226	63.392

Para 45°de disparo

Tabla 58

t	V	I	R	T
0.5	16	2.8	5.714	38.895
1.5	16	2.76	5.797	42.866
3	16	2.73	5.861	45.928
4	16	2.7	5.926	49.038
5	16	2.65	6.038	54.397
7	16	2.63	6.084	56.598
9	16	2.61	6.130	58.799
12	16	2.56	6.250	64.54

Para 60° de disparo

Tabla 59

Donde: t esta en minutos

V en voltios

I en amperios

R en ohmios

T en grados centígrados.

De estas tablas las curvas resultantes son las de la figura A 16 a, b y c.

b) Para el campo:

t	V	I	R	T
0.5	34	0.14	242.86	27.715
1.5	34	0.135	251.85	37.422
3	34	0.13	261.54	47.884
4	34	0.128	265.63	52.3
5	34	0.125	272.00	59.178
7	34	0.1225	277.55	65.17
9	34	0.121	280.99	68.884
12	34	0.1181	288.14	76.604

Para 30° de disparo

Tabla 60

t	V	I	R	T
0.5	34	0.14	242.86	27.715
1.5	34	0.135	251.85	37.422
3	34	0.13	261.54	47.884
4	34	0.128	265.63	52.3
5	34	0.1251	271.78	58.94
7	34	0.1225	277.55	65.17
9	34	0.121	280.99	68.884
12	34	0.118	288.14	76.604

Para 45° de disparo

Tabla 61

t	V	I	R	T
0.5	34	0.14	242.86	27.715
1.5	34	0.135	251.85	37.422
3	34	0.13	261.54	47.884
4	34	0.127	267.72	54.556
5	34	0.125	272.00	59.178
7	34	0.1225	277.55	65.17
9	34	0.121	280.99	68.884
12	34	0.118	288.14	76.604

Para 60°de disparo

Tabla 62

Las dimensiones son las mismas que para la armadura.

Las curvas de calentamiento para el campo, con los ángulos de disparo de 30, 45 y 60 son las indicadas en la figura A 17 a, b y c respectivamente.

IV.4 COMPARACION TEORICA-PARTE EXPERIMENTAL

Es evidente que la teoría va ha ser un poco diferente a la parte experimental, pero se puede decir que con la parte teórica es posible predecir el comportamiento de la máquina con una buena aproximación y sin temor a equivocación.

Si comparamos la predicción sobre el calentamiento con las curvas de calentamiento de la parte experimental, se podrá notar que, si bien en la parte teórica no se tiene una idea del valor mismo de temperatura a la que va ha llegar cada sistema y como este valor varía con las diversas condiciones de trabajo del sistema y del tiempo, se puede saber con que sistema se va ha tener un mayor o menor calentamiento y dentro de este sistema, es posible también, saber que es lo que va a suceder cuando se varía el ángulo de disparo de los tiristores del sistema. Con la parte experimental se tiene una confirmación de la teoría y además se puede conocer la magnitud y la forma de variación del calentamiento.

El análisis teórico del torque nos da con una muy buena aproximación la magnitud de torque comparado con el torque obtenido en la parte experimental.

El exito de la predicción teórica del torque y calentamiento depende del sistema de Análisis de Fourier y del método de obtención de los parámetros de la máquina.

En la teoría se observa que el calentamiento para el sistema monofásico, cuando funciona con cualquier ángulo es constante, en la práctica esto no sucede asi; esta diferencia se debe a que para el Análisis de Fourier, de la onda de corriente, se toma que su valor máximo no varía.

Nota:

En todas las pruebas experimentales el campo del motor fue alimentado por medio de un grupo motor-generador con una forma de onda igual a la indicada en la foto 18, además la potencia del motor con el que se trabajó fue de 1/3 de Hp.

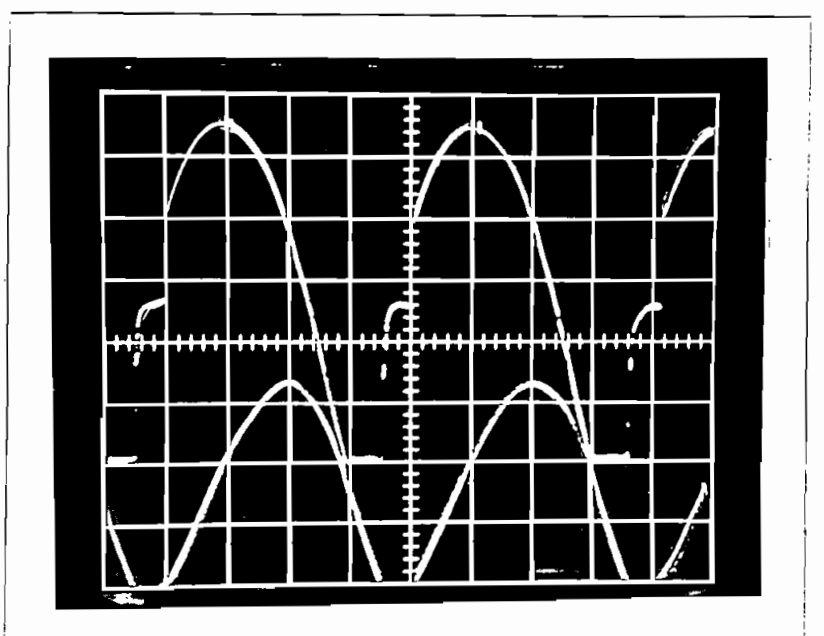


FOTO 18

CONCLUCIONES.

La tendencia acelerada hacia el uso de los equipos de conversión de potencia controlada con elementos de estado sólido, en reemplazo del convencional sistema motor-generador Ward-Leonard, de corriente directa y con ajuste de la velocidad, ha llevado la atención al estudio del comportamiento del motor de continua cuando esta alimentado con energía rectificada y controlada.

Un punto importante es la optimisación de los circuitos de disparo de los tiristores, pues de ellos depende el correcto funcionamiento del circuito de rectificación cuando trabaja con una carga reactiva inductiva y mucho más con un motor como carga.

En definitiva, cuando el circuito electrónico no esta diseñado para funcionar con un motor de carga presenta inestabilidad cuando el ángulo de disparo de los tiristores es lo suficientemente grande: esta inestabilidad es observable experimentalmente cuando el torque, del motor varía, la variación del torque, en un circuito inestable, implica una variación del ángulo con este torque, en consecuencia una variación del voltaje de alimentación.

Esta inestabilidad se presentó en el circuito de rectificación trifásica semicontrolada, cuando el ángulo de disparo fue de 90, en este caso, si se realiza la obtención de la potencia de entrada y salida se debe considerar la variación del voltaje, en

caso contrario, se llegará a un momento dado en que la potencia de entrada es menor que la potencia de salida, es decir, se obtendrá un rendimiento mayor que uno, lo que es practicamente imposible.

Para fines de estudio se presenta este problema de inestabilidad, sin tomar en cuenta la variación de voltaje, en el capítulo IV parte 2, tabla 44.

El escogitamiento del sistema de rectificación depende en primer lugar de la potencia del motor y luego del rango de variación de velocidad que se necesite.

Cuando la potencia del motor es lo suficientemente grande de tal manera que no se pueda suministrar la suficiente potencia por medio de un sistema de rectificación monofásica, no queda más que el escogitamiento entre un sistema trifásico semicontrolado o un sistema trifásico controlado completamente, el primero fue ya estudiado en este trabajo.

El escogitamiento se debe hacer tomando en cuenta que:

a) Cuando el motor funciona con un sistema semicontrolado, tiende a calentarse más que un sistema controlado.
b) El sistema semicontrolado es más simple y confiable, con un factor de potencia mayor.que el sistema integramente controlado.

Cuando el motor es de una potencia relativamente baja es mejor utilizar el sistema monofásico debido a su simplicidad, con

fiabilidad, costo y sobre todo por su rango de variación de velocidad, en pasos relativamente finos; pero cuando se requiera un torque electromagnético relativamente grande se debe obtar necesariamente por el sistema trifásico.

Es importante notar que en los dos sistemas estudiados la corriente tiene mayor ondulación que aquella esperada al obtener de un generador de corriente continua.

Esta corriente ondulada produce pérdidas extras que aumentan el calor y además disminuye la capacidad de conmutación.

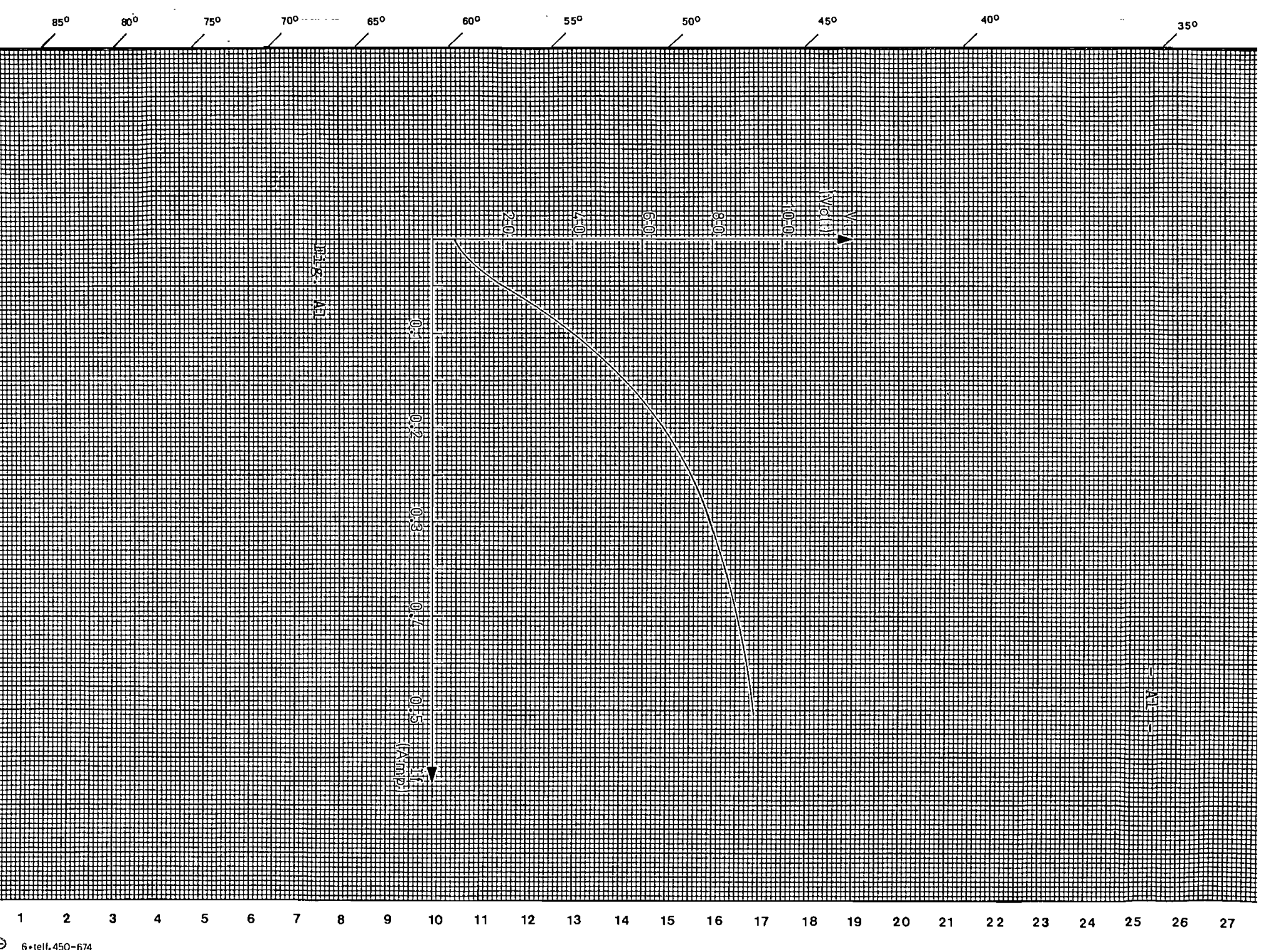
A esta corriente ondulada se la puede descomponer en tres componentes:

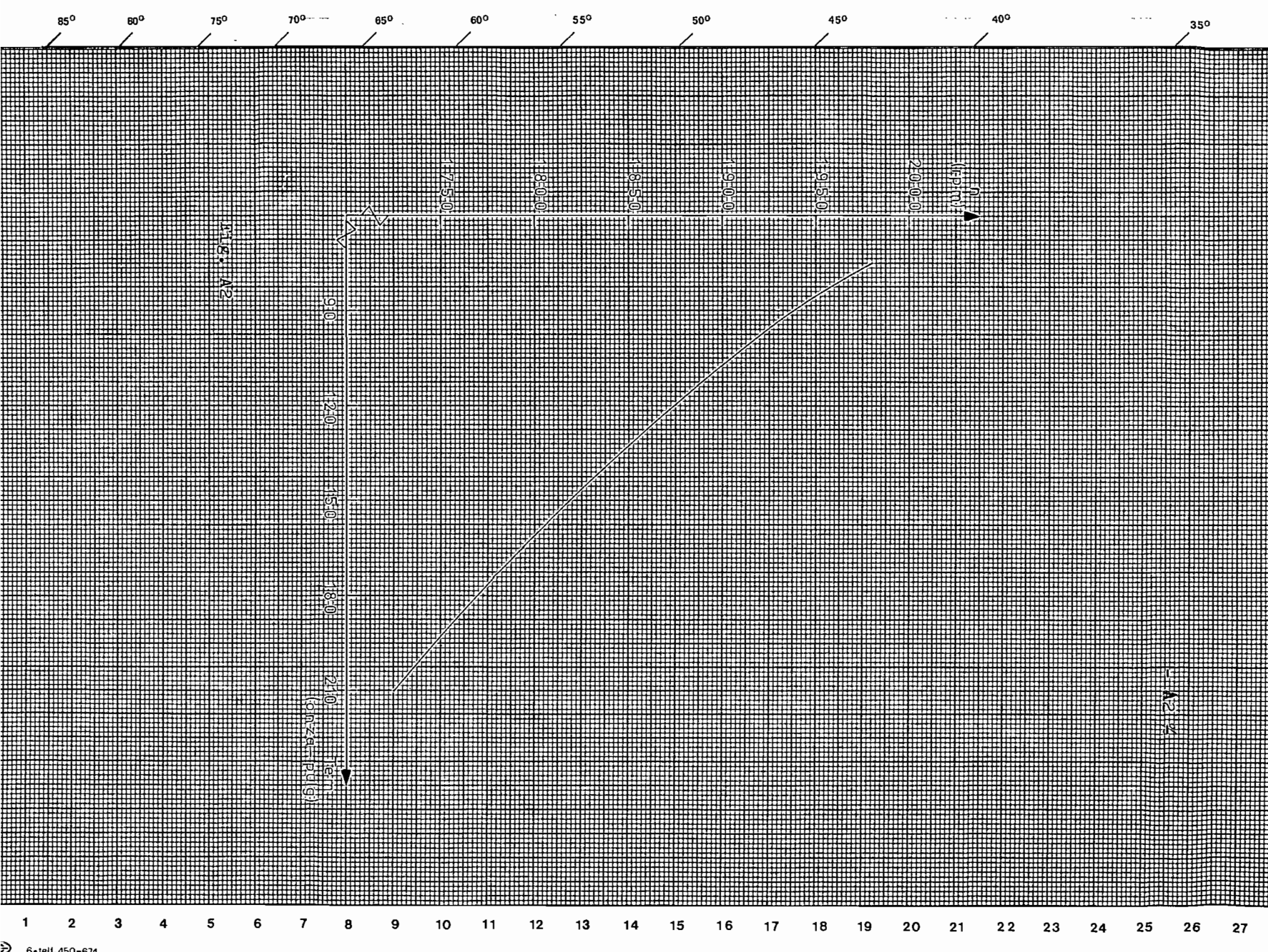
a) Valor promedio o valor medio de la corriente, este valor es el que produce la componente de torque.

b) Valor rms de la corriente es la componente productiva de calor adicional.

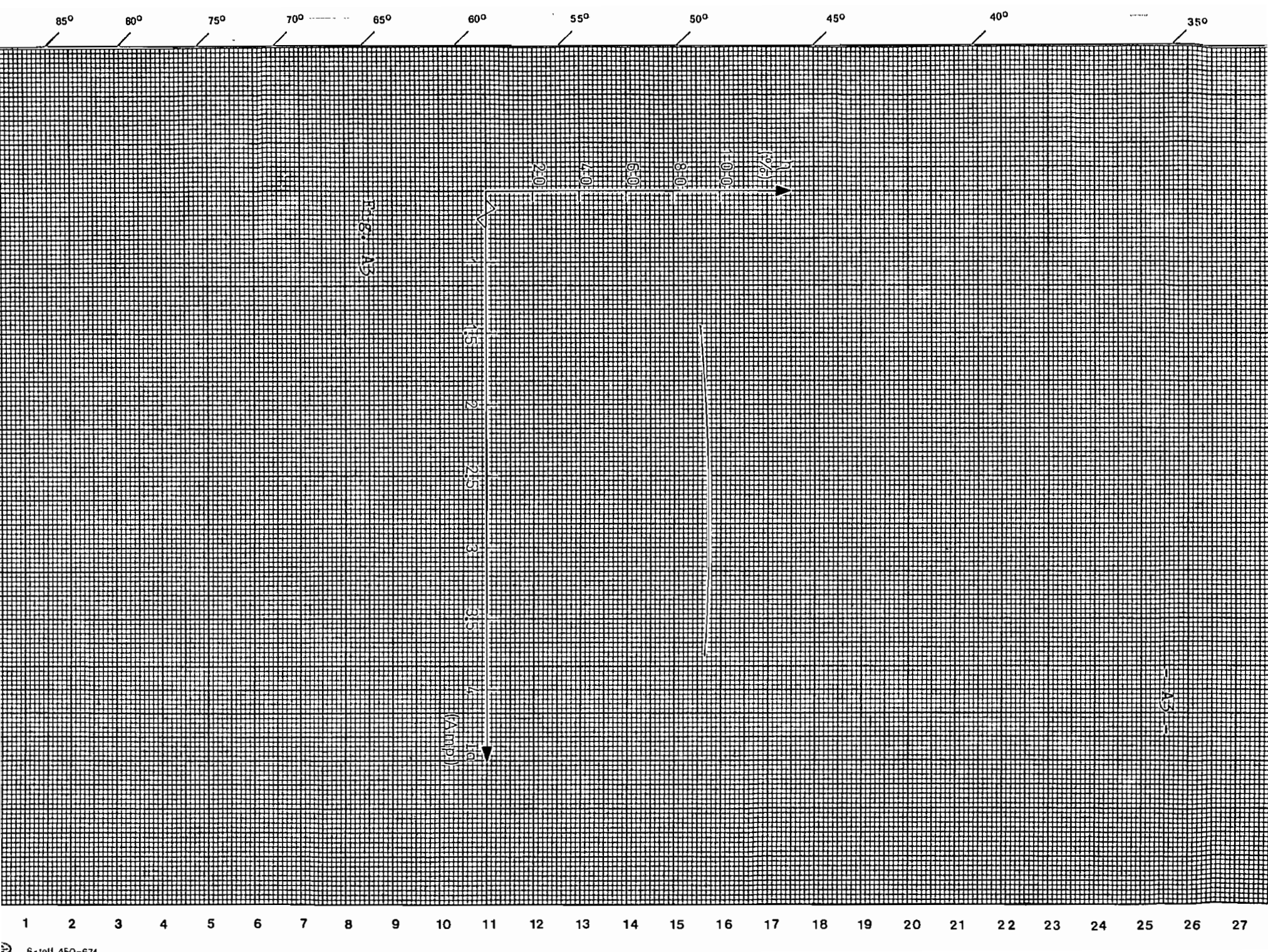
c) El valor pico de la corriente, es la componente que incide en la conmutación.

En una corriente rectificada el valor pico y el valor rms de la corriente son mayores que el valor promedio; esto implica, que para producir un torque determinado, la conmutación y el calentamiento incurren más en la potencia rectificada que en la potencia generada.

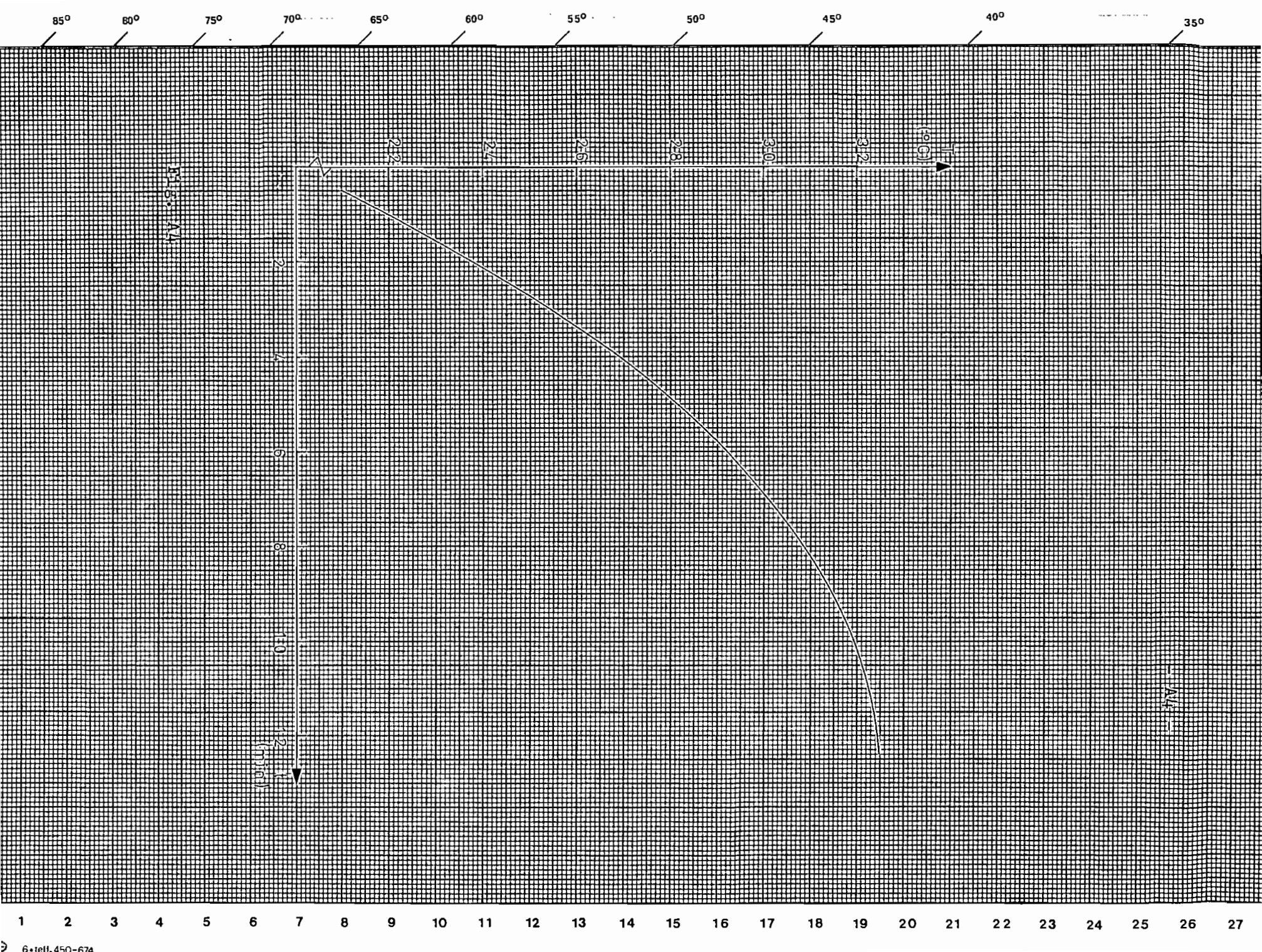

85°
80°
75°
70°
65°
60°
55°
50°
45°
40°
35°
1-0
2-0
5-0
6-0
8-0
10-0
AVOID
0-5
0-10
0-15
0-20
0-25
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27



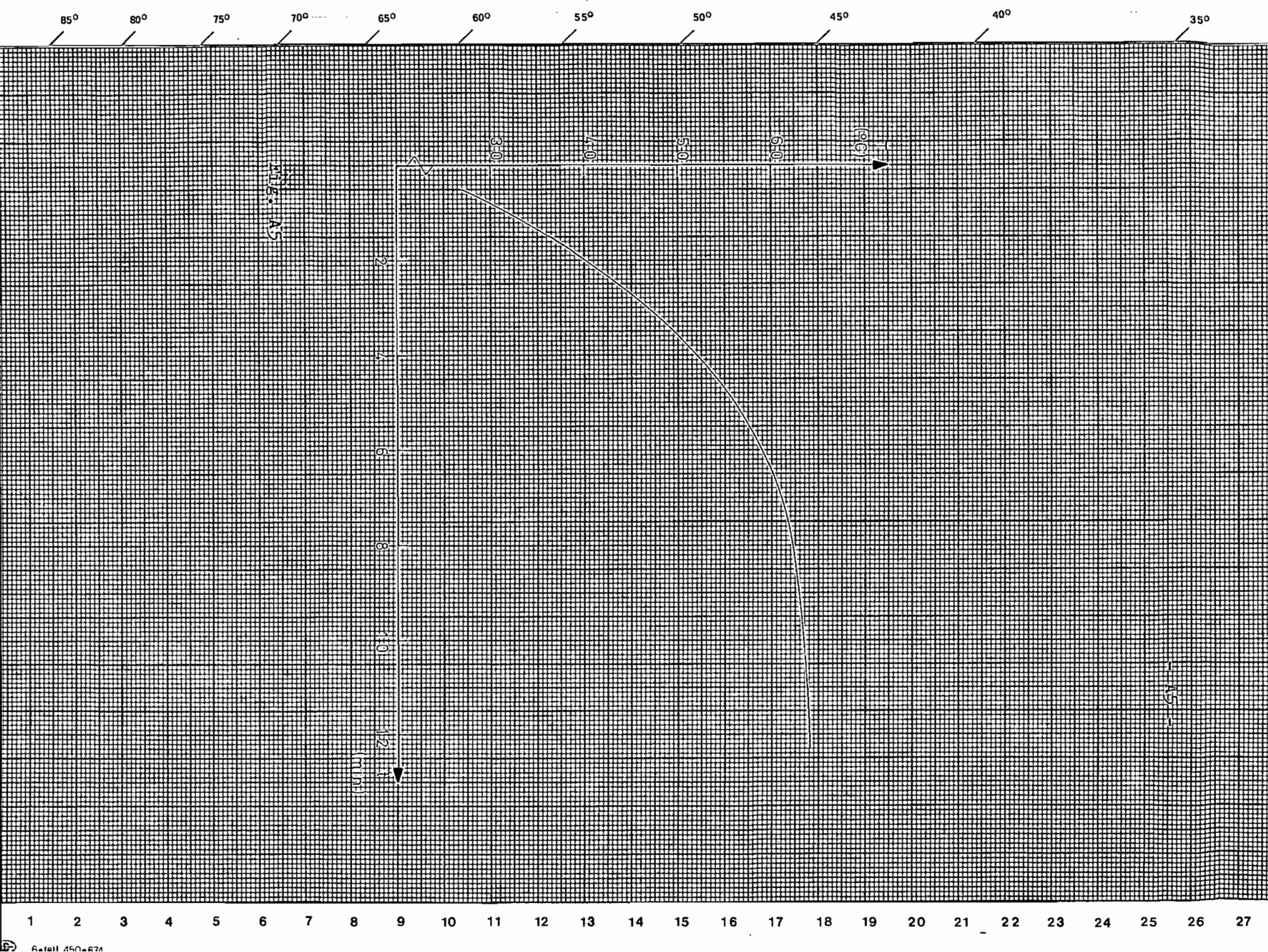
6.tell 450-671

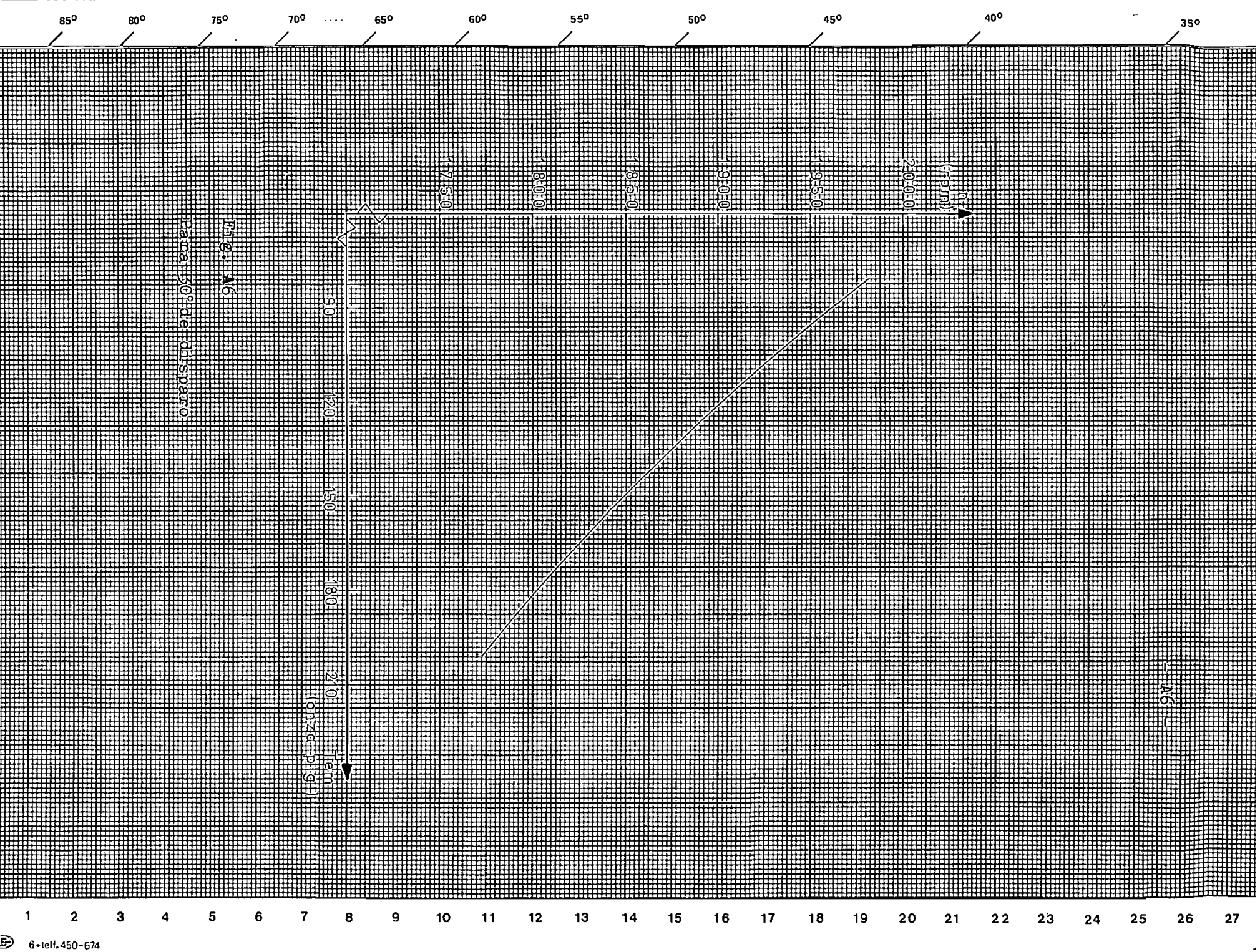


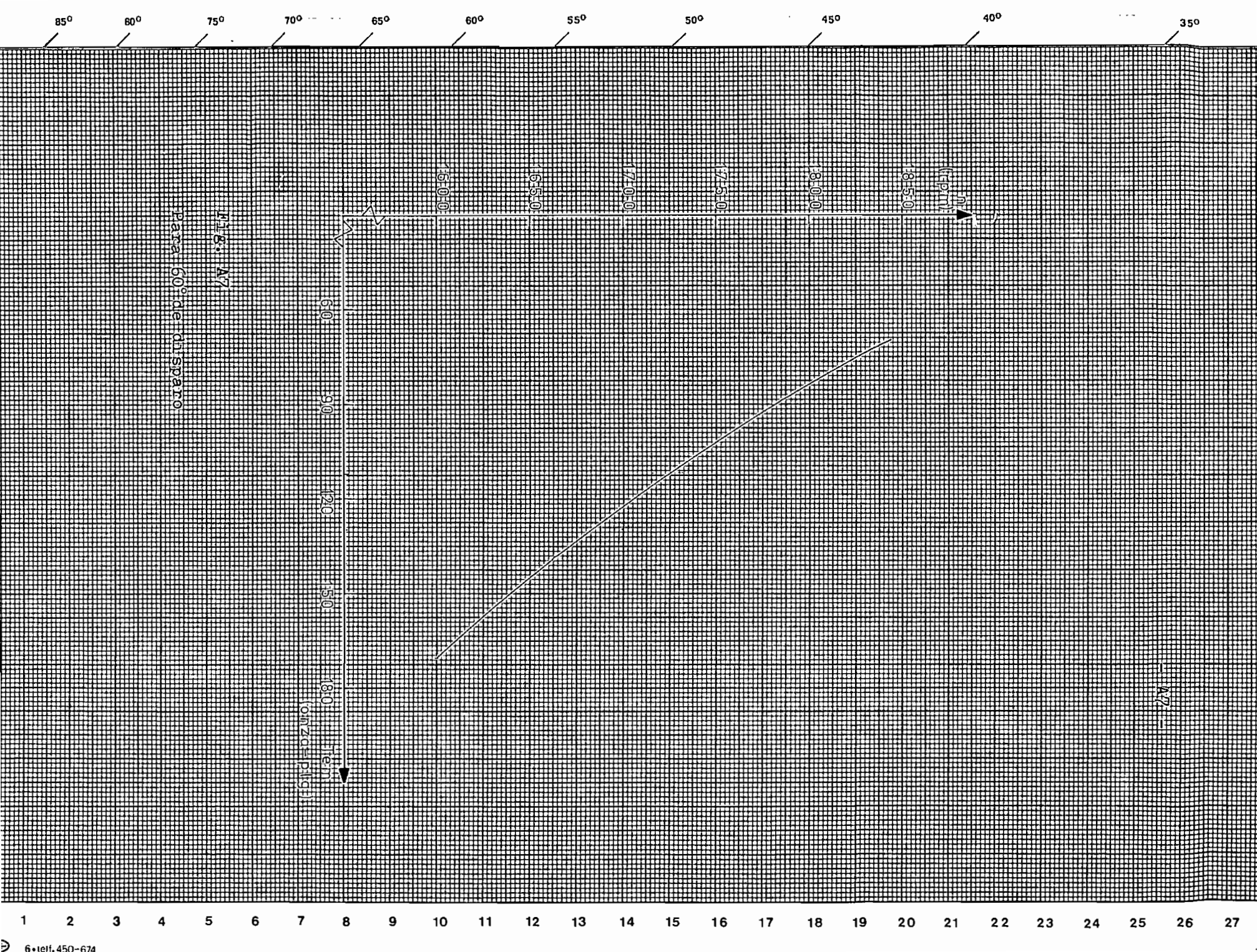
6-roll 450-674

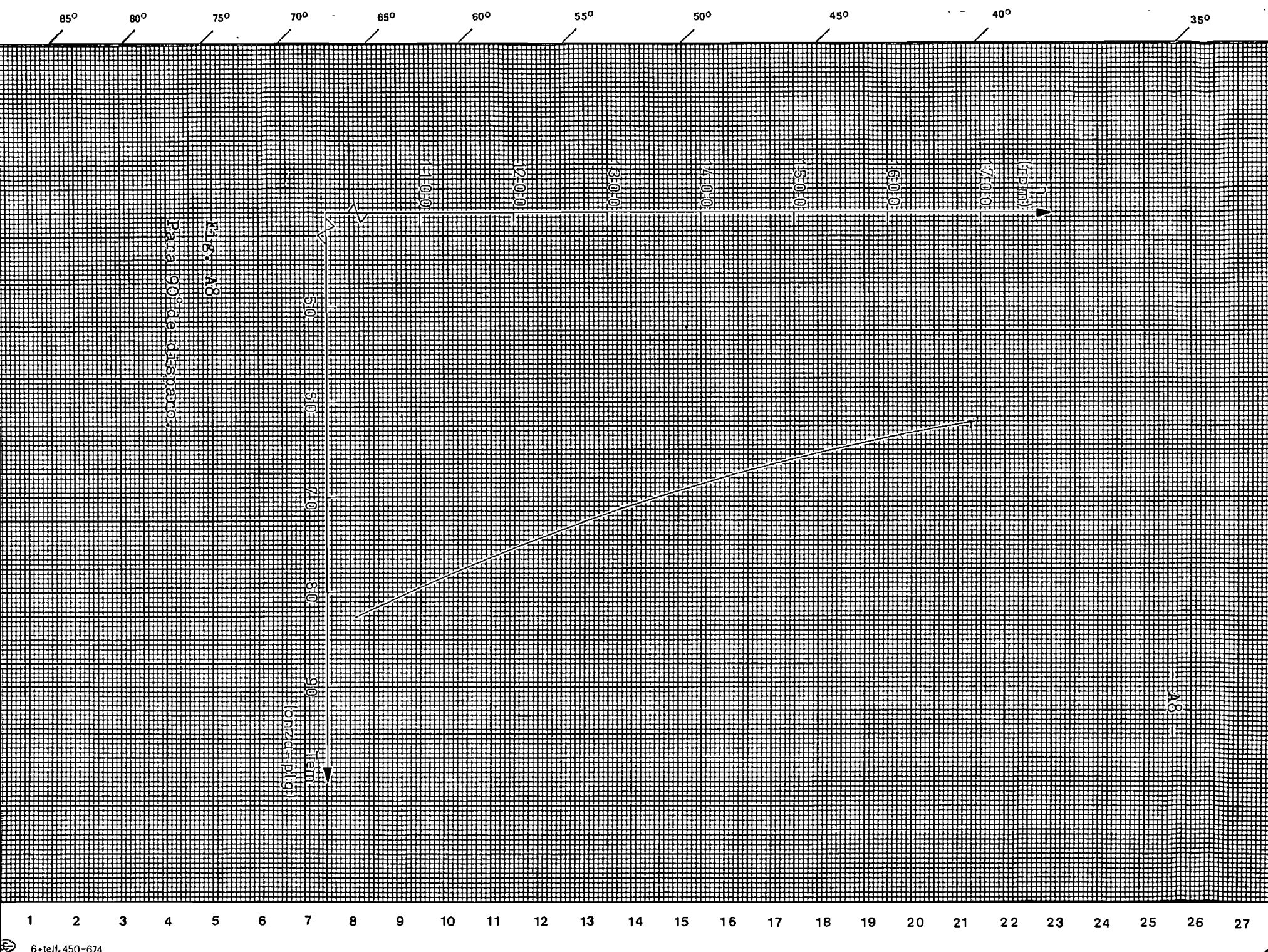


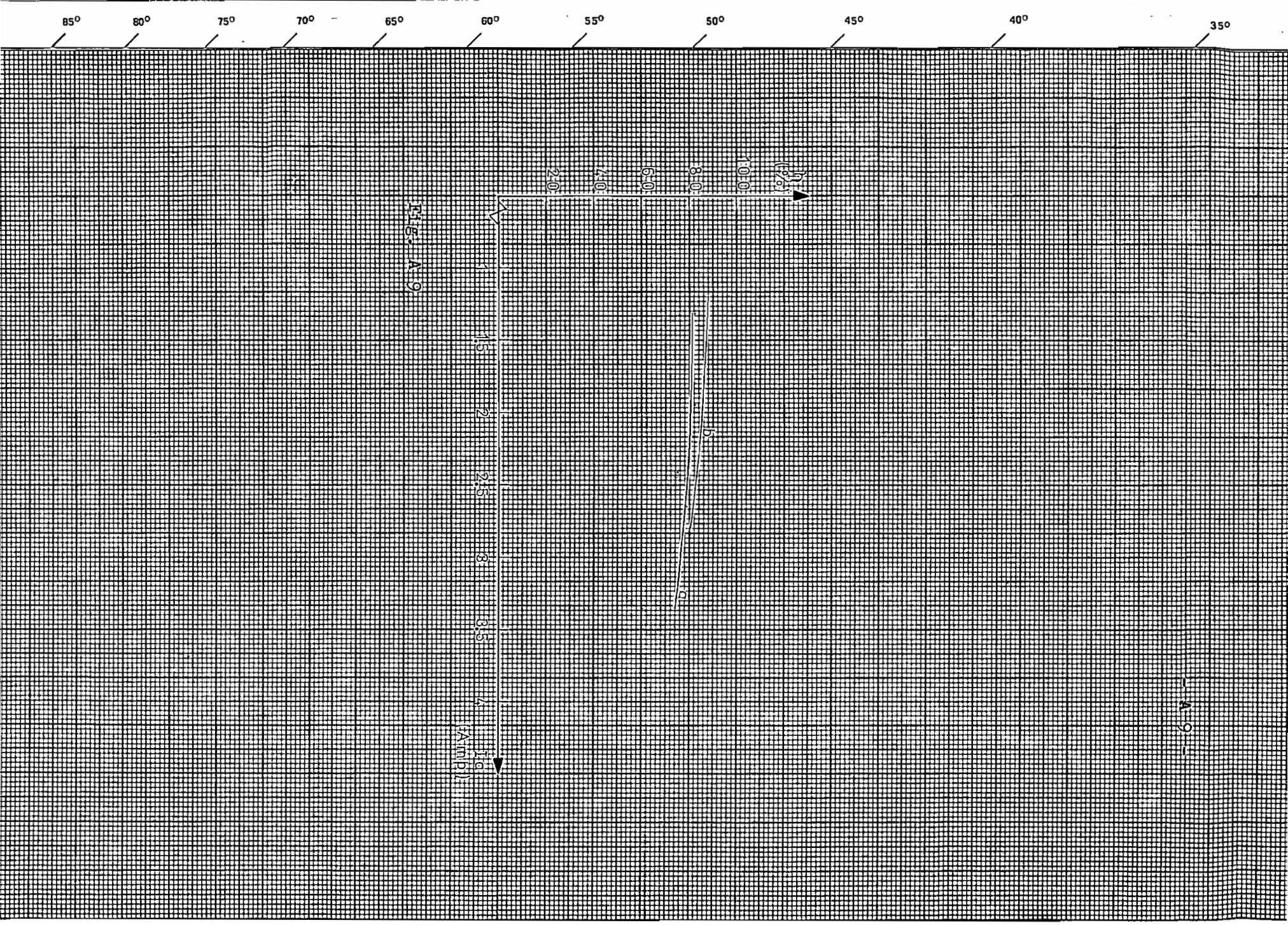
6•Jell-450-674


85°
80°
75°
70°
65°
60°
55°
50°
45°
40°
35°
3-0
4-0
5-0
6-0
(6-0)
FLUG: A5
2
4
6
8
10
12
(FLUG)
1-65
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27

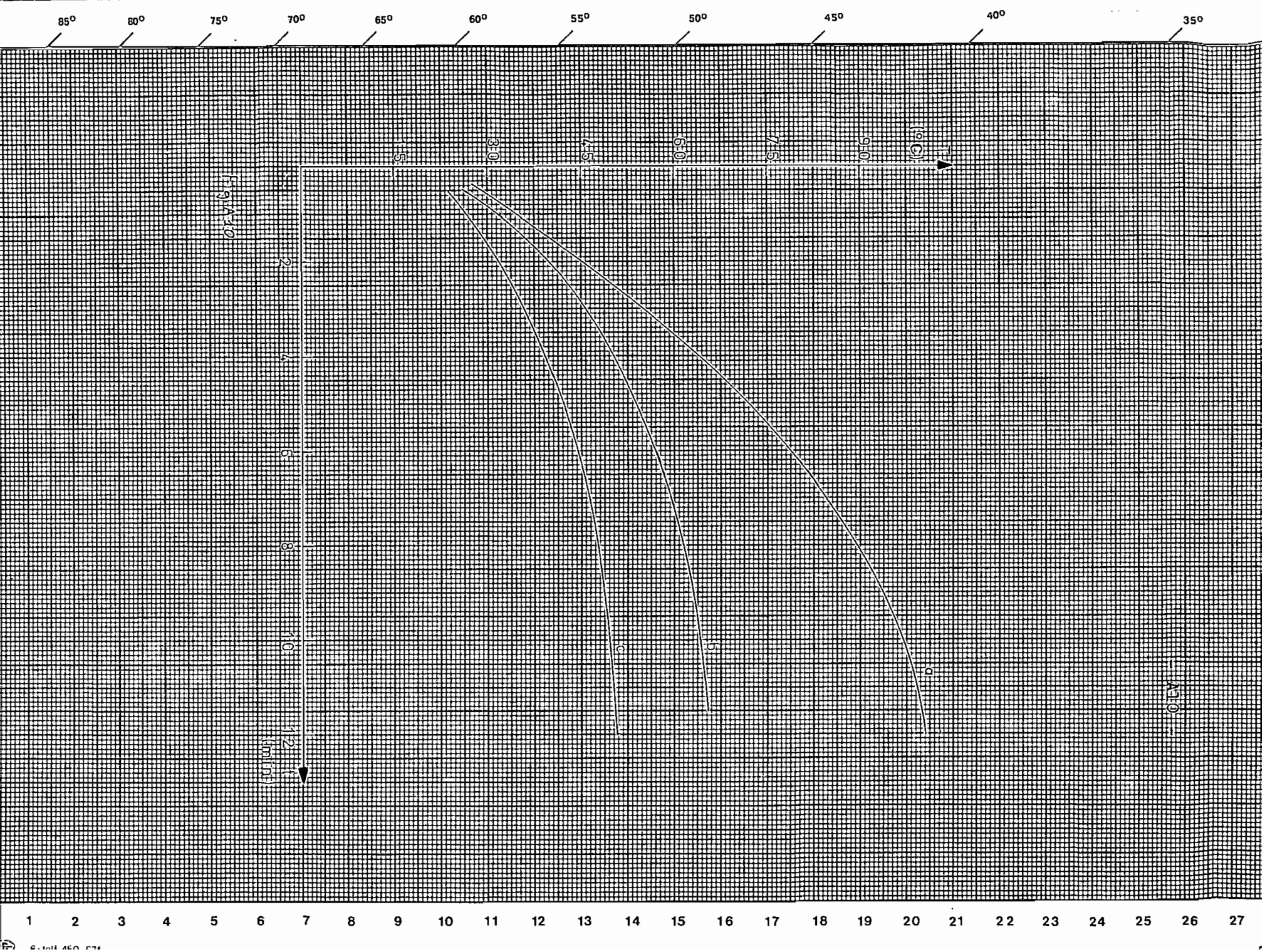

85° 80° 75° 70° 65° 60° 55° 50° 45° 40° 35°
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27
A
A
Fig. A6
Parte 30° del Sparo
30
120
150
180
210
Orizz. Piano
Terra
A6
A6
1175-0
1180-0
1185-0
1190-0
1195-0
1200-0
Prua


85°
80°
75°
70°
65°
60°
55°
50°
45°
40°
35°
6500
6550
7700
7750
8000
8550
Para 60° de disparo
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27

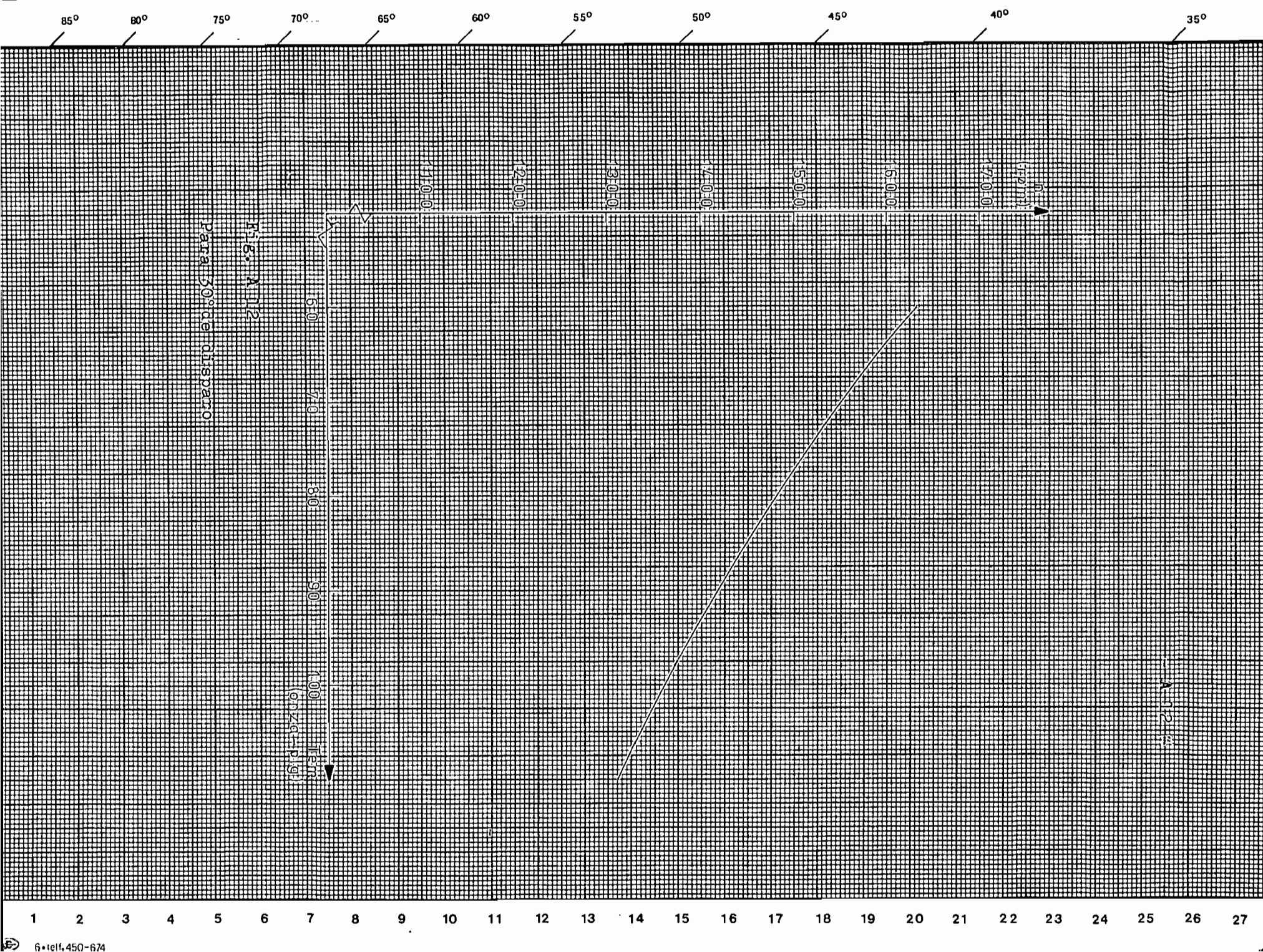

85°
80°
75°
70°
65°
60°
55°
50°
45°
40°
35°
E 10-01
E 20-01
E 30-01
E 40-01
E 50-01
E 60-01
E 70-01
Piano
Fig. 3 - A8
Piano 90° per diffrazione
S 90
S 80
S 70
S 60
S 50
S 40
S 30
S 20
S 10
Fianco
Fianco (lonza - pilota)
A8
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27



6•telf.450-674

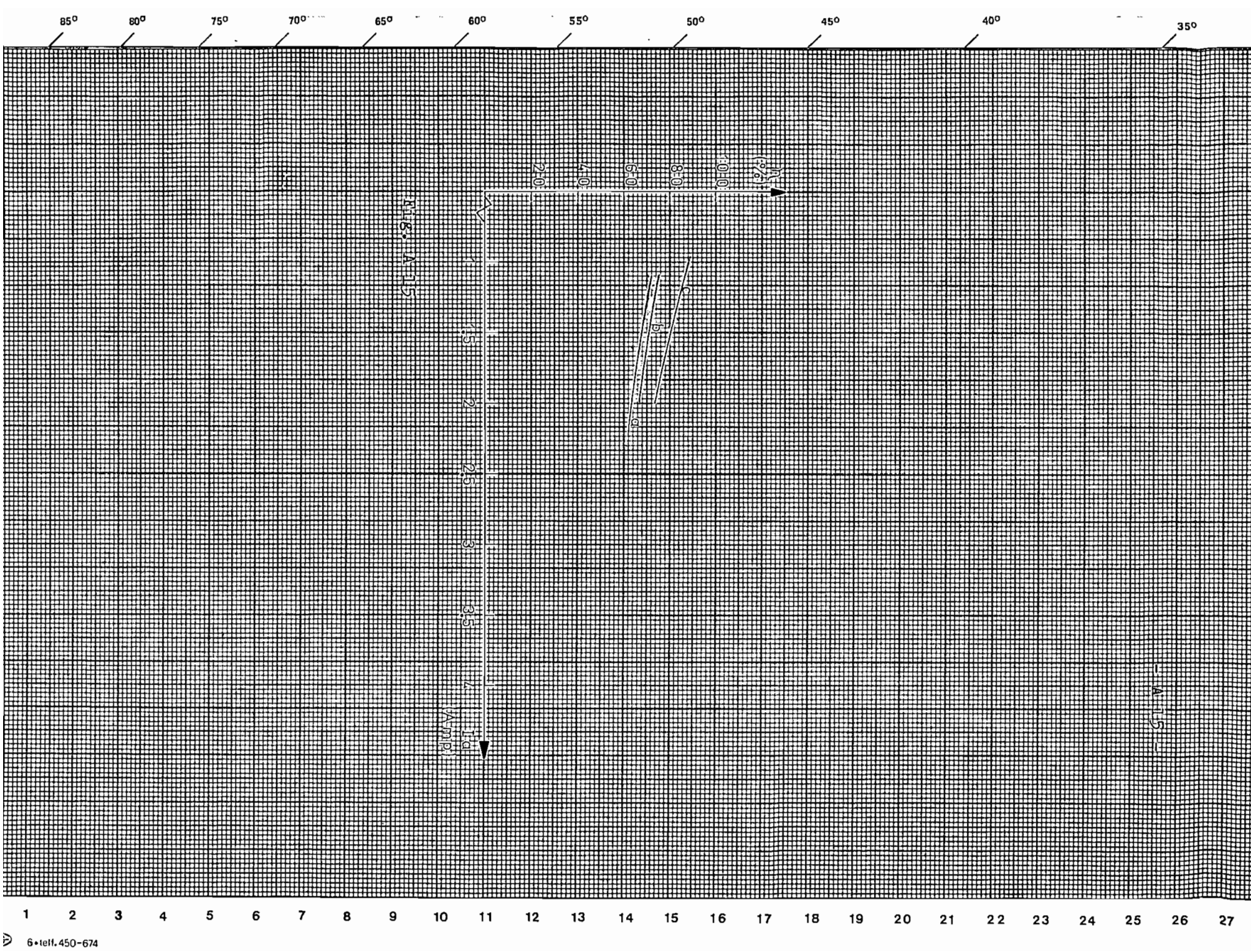

85°
80°
75°
70°
65°
60°
55°
50°
45°
40°
35°
3·0
5·5
6·0
7·5
6·0
[10°C]
EL
EL-ALT 0
2
4
6
8
10
12
[1000 ft]
a
b
c
ALT = 0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27

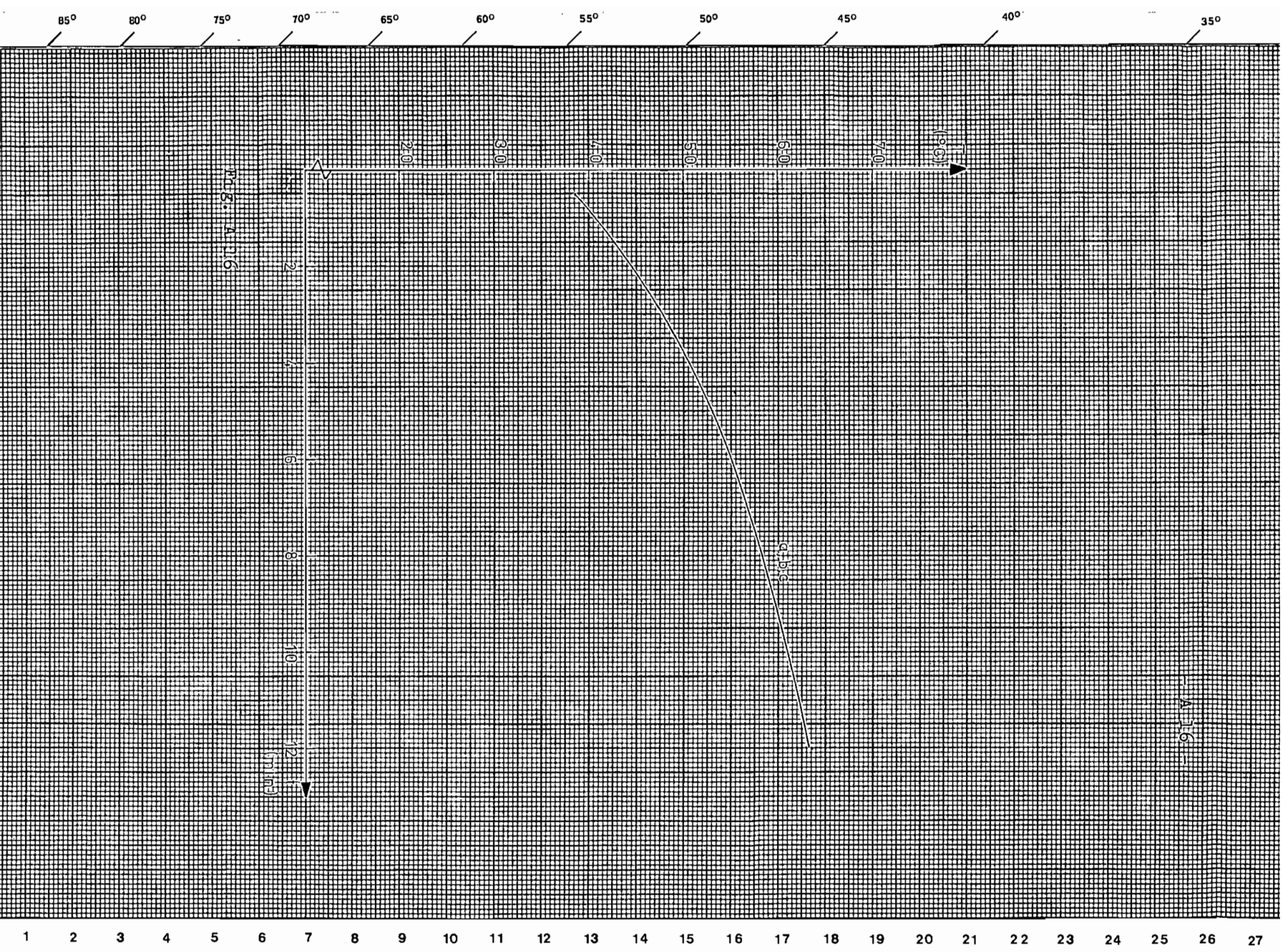
85°
80°
75°
70°
65°
60°
55°
50°
45°
40°
35°
35
30
25
20
15
10
5
(°C)
T
2
4
6
8
10
12
14
(mm)
Hg
p
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27

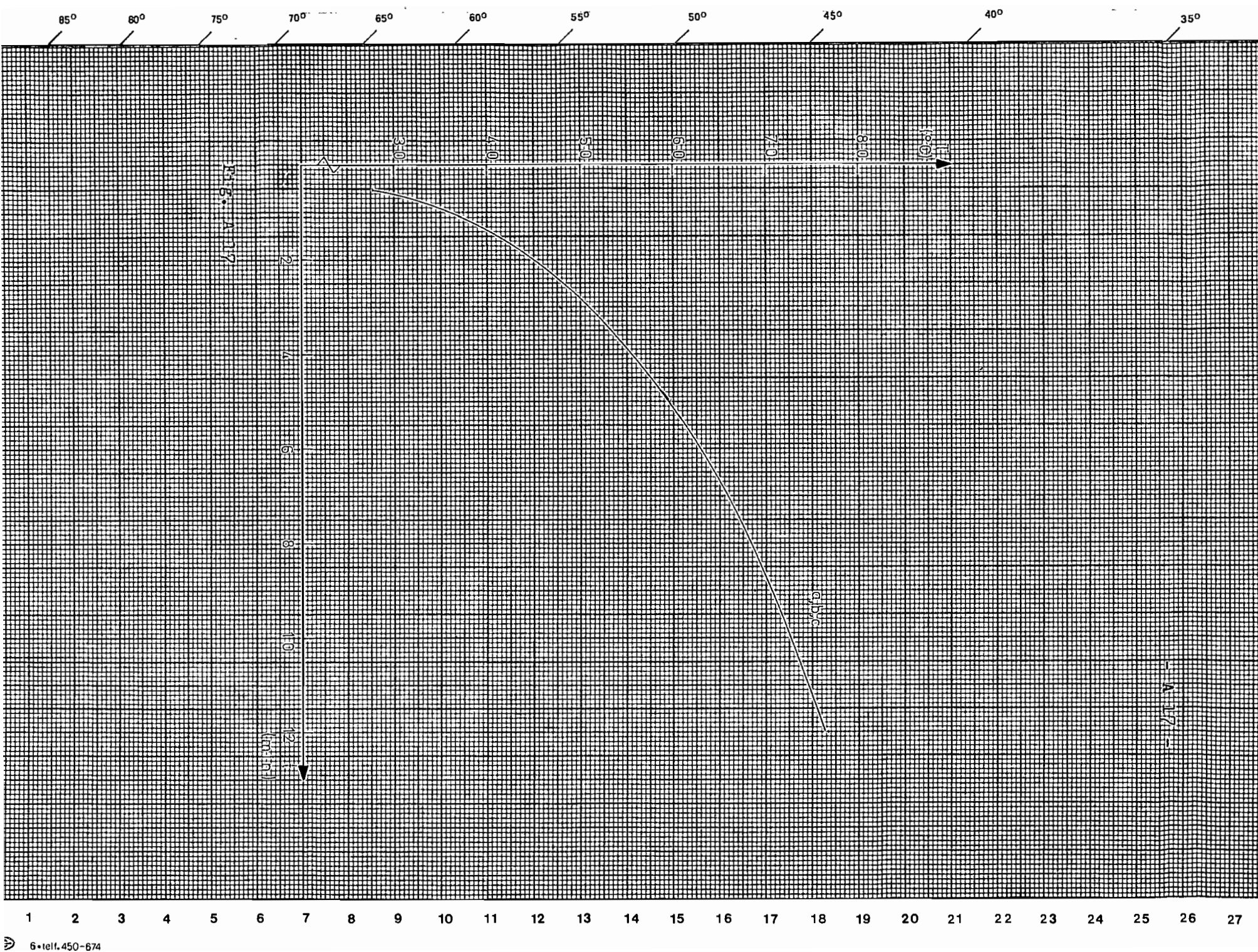

85°
80°
75°
70°
65°
60°
55°
50°
45°
40°
35°
1-0-0
2-0-0
3-0-0
4-0-0
5-0-0
6-0-0
Para 30° de disparo
R 15° A 12
6-0
7-0
8-0
9-0
10-0
A 12
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27
6 • telf. 450-674

6 x 10 to the 45D = 674

85°
80°
75°
70°
65°
60°
55°
50°
45°
40°
35°
1-10-0
2-20-0
3-30-0
4-40-0
5-50-0
6-60-0
7-70-0
(Fpd)
Y
Y
E1.6 : A 1/4"
Para a 60° de distancia
5-10-0
7-70-0
8-80-0
6-60-0
6-60-0
(Fpd) = 2 — Pd (g/l)
A 1/4"
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27
Katoli 450=674


85°
80°
75°
70°
65°
60°
55°
50°
45°
40°
35°
20
40
60
80
100
120
Fig 5. A=15
15
2
25
3
35
4
A=15
1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20 21 22 23 24 25 26 27


85°
80°
75°
70°
65°
60°
55°
50°
45°
40°
35°
2.0
3.0
4.0
5.0
6.0
7.0
(6.9)
ESE
PLT3 · AL16
2
4
6
8
10
12
(11.1)
a-b=c
c-A=b16
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27


85°
80°
75°
70°
65°
60°
55°
50°
45°
40°
35°
3.0
4.0
5.0
6.0
7.0
8.0
9.0
Ft/sec
2
4
6
8
10
12
Ft/min
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27

BIBLIOGRAFIA

(1) Snively, H. D., y Robinson, P. B., "Measurement and Caculation of D-C Machine Armature Circuit Inductance", AIEE Trans., 69, pp 1228 - 1237, 1950

(2) Heuman, K., "Pulse Control of DC and AC Motors by Silicon Controlled Rectifiers", IEEE Trans., Conmunication and Electronics, 83, pp 390 - 399, 1964

(3) Charles E. Robinson, "Redesing of DC Motors for applications With Thyristor Power Suplies", IEEE Trans., Industry and General Applications, vol. IGA-4, N 5, pp 508 - 514, Septiemb/ Octub., 1968

(4) A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley, Alexander Kusko, "Electric Machinery", International Student Edition, McGraw-Hill Kogakuusha", Ltd., Third Edition, 1971

(5) Leander Matsch, "Máquinas Electromecánicas y Electromangnéticas", Representaciones y servicios de ingeniería, S.A., Mexico, Primera Edición, 1974

(6) George J. Thaler, Milton L. Wilcox, "Máquinas Eléctricas", Editorial Limusa, Mexico, Primera Edición, 1974

(7) Hugh Hildreth Skilling, "Circuitos en Ingeniería Eléctrica", Compañía Editorial Continental, S.A., Mexico, Primera Edición, 1963

(8) E. E. Staff del M.I.T., "Circuitos Magnéticos y Transformadores", Editorial Reverté, S. A., Mexico, 1965