

技術資料

誘導加熱の金屬への應用 (I)

石田 制 一*

ON THE APPLICATION OF THE INDUCTION HEATING TO THE METALS

Seichi Ishida Dr. Eng.

Synopsis:

An inductor heating circuit is fundamentally a transformer wherein the inductor carrying the alternating currents is a primary and the substance to be heated is made the secondary. And the total power (P) absorbed in the work which is a cylinder in this case is:

$$P = \frac{8\pi H_0^2}{\sigma} \frac{a}{s} F s = \frac{1}{2\pi \sqrt{10^{-9} \mu_r a f}} F = \sqrt{2} \frac{\text{ber}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \text{ber}'\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) + \text{bei}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \text{bei}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right)}{\left[\text{ber}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right)\right]^2 + \left[\text{bei}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right)\right]^2}$$

where H_0 represents the magnetic intensity of the solenoid. The conductivity of the cylinder is σ mhos per centimeter cube; a represents the radius of the cylinder; μ_r permeability; & f , applied frequency.

And as the power absorbed in the cylinder to the power lost is proportional to F , it is understood that the importance of using high frequency to an effective coupling and a critical frequency for the effective coupling is:

$$f_c = \frac{128 \cdot 5 \times 10^6}{\sigma \mu_r a^2}$$

There are three sources of high frequency current which find a commercial acceptance for induction heating.

a) A rotating equipment (motor-generator) of frequency from 1000 to 10,000 is used at capacities up to 10,000 kilowatts.

b) Oscillators of spark-gap type, provide frequency in the order of 100,000 to 400,000 cycles. In Japan this type is conveniently used known as a Torikai's apparatus.

c) Frequencies of several hundred thousand cycles are developed by vacuum-tube oscillators with the capacities up to 150 kilowatt input. In Japan there is a tendency to use this type instead of spark-gap oscillator types.

Noteworthy applications of the induction heating are as follows.

a) Surface hardening. This heating is used for surface hardening for its advantages in technical & economical merit. But to enjoy this merit, design of the work coil (a secondary circuit to heat the substance) is very important and therefore the patents of the coils are too numerous to be mentioned. The majority of machine assembly depend to a large extent on induction hardening, especially large gears of tracks (transmission gear of 10t track & D-8 tractor) are

* 東京都立工業奨励館材料部長, 工博

subjected to complete machining, including shaving, in the soft-annealed state. Then they are induction-hardened without distortion, very improved wearing qualities being obtained.

b) Heating for Forging and Forming. Many advantages inherent in the use of induction heating for forging operations are responsible for the wide acceptance and use of this way of heating. Induction units which heat slabs for upsetting machines are provided with automatic fixtures, where the passage of the parts thorough the inductor is controlled by a plunger mechanism. A magazine feed runs from the timer or mechanically is tied with the operating lever of the press. The entire operation requires only one operator. But in Japan, this process is still in its infancy,

c) Brazing and Soldering. Also many advantages are obtained in brazing and soldering by using an induction heating too. This process is utilized extensively in the automotive, and farm machinery, soldering of cans, high speed tools or carbide tips fixed to mild steel tools etc., and will be developed to infinitely.

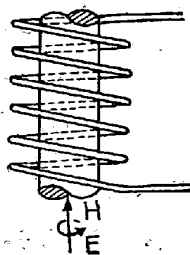
d) Annealing and Normalizing.

e) Welding. f) Cutting. g) Sintering. h) Melting.

I. 誘導加熱の原理

磁性材料を磁化する場合に磁化熱を発生する事は1843年に Joule に依つて発見された。更に Warburg は 28.7 絶対単位の磁気能率を有する磁石に於ては $20.3 \times 10^6 \text{ cal}$ の熱が発生され Ewing は回転機鉄心に於て温度上昇 $dt = 2.81 \times 10^{-8} \int H dt$ があると述べているが何れも磁化の現象としての研究であり未だこの現象の工業的応用ということとはなかつた。その工業的応用の始めは Nothrup に依るものであり磁化に於て発生する渦流損及びヒステリシス損を利用し、而も高周波電流によるときは之等損失を磁化体表面に局限発生せしめる事により、有効な誘導加熱を達成することを考えたのである。即ち被加熱物を二次回路とし、一次磁化線輪に高周波電流を流すことにより二次被加熱物を通る磁束及び渦流をその表面層に集中せしめ此の表面層に渦流損及びヒステリシス損を集中発生せしめて表面層を鉄鋼の A_1 乃至 A_3 点以上に加熱し、次いで此の加熱層に水を噴射して急冷し、鋼材内部の組織を変ずる事無しに表面層のみを Martensite 組織となすのである。

今少しくこの場合の高周波電流による誘導加熱に関し



第 1 圖

て理論的考察を加えて見よう。

第 1 圖の様に円筒導体がソレノイドコイルによつて生ずる磁場は一様で 1 cm 当り H_0 ampere turns とすると円筒内の磁界の強さは

$$\dot{H} = A \left[\text{ber} \left(\frac{\sqrt{2} r}{s} \right) + j \text{bei} \left(\frac{\sqrt{2} r}{s} \right) \right] \dots (1)$$

$$\text{ここで } s = \frac{2}{\sqrt{\pi \mu_r \sigma f}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{10^{-9} \mu_r \sigma f}} \dots (2)$$

σ : 1 cm^3 の伝導度

μ_r : relative permeability

f : 負荷電流の周波数

である。

又電場の強さは

$$\dot{E} = \frac{\sqrt{2} A}{\sigma s} \left[\text{ber}' \left(\frac{\sqrt{2} r}{s} \right) + j \text{bei}' \left(\frac{\sqrt{2} r}{s} \right) \right] \dots (3)$$

で

ここで $\text{ber} \left(\frac{\sqrt{2} r}{s} \right)$, $\text{bei} \left(\frac{\sqrt{2} r}{s} \right)$ はベッセル函数の

実数部及虚数部で下の様な無限級数である。

$$\text{ber}(x) = 1 - \frac{x^4}{2^2 \cdot 4^2} + \frac{x^8}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2} - \frac{x^{12}}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2 \cdot 10^2 \cdot 12^2} + \dots$$

$$\text{bei}(x) = \frac{x^2}{2^2} - \frac{x^6}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2} + \frac{x^{10}}{2^2 \cdot 4^2 \cdot 6^2 \cdot 8^2 \cdot 10^2} - \dots$$

$\text{ber}'(x)$ 及 $\text{bei}'(x)$ は夫々の第一次微係数である。

常数 A は円筒の表面の条件を入れ即ち円筒の直径 $r = a$ に於て $H = 2H_0$

$$2H_0 = A \left[\text{ber} \left(\frac{\sqrt{2} a}{s} \right) + j \text{bei} \left(\frac{\sqrt{2} a}{s} \right) \right] \text{ から}$$

$$\dot{H} = 2\dot{H}_0 \frac{\left[\text{ber}\left(\frac{\sqrt{2}r}{s}\right) + j \text{bei}\left(\frac{\sqrt{2}r}{s}\right) \right]}{\left[\text{ber}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) + j \text{bei}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \right]} \dots\dots(4)$$

又電場の強さ

$$\dot{E} = -\frac{\sqrt{2} \cdot 2H_0}{s} \frac{\left[\text{ber}'\left(\frac{\sqrt{2}r}{s}\right) + j \text{bei}'\left(\frac{\sqrt{2}r}{s}\right) \right]}{\left[\text{ber}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) + j \text{bei}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \right]} \dots\dots(5)$$

電場の強さの絶体値 E は

$$E = \frac{\sqrt{2} \cdot 2H_0}{s} \sqrt{\frac{\left[\text{bei}'\left(\frac{\sqrt{2}r}{s}\right) \right]^2 + \left[\text{ber}'\left(\frac{\sqrt{2}r}{s}\right) \right]^2}{\left[\text{ber}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \right]^2 + \left[\text{bei}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \right]^2}} \dots\dots(6)$$

又円導の単位長さに吸収される全電力は

$$P = \int_{r=0}^{r=a} 2\pi r E^2 \sigma dr$$

$$= \frac{8\pi H_0^2}{\sigma} \left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \frac{\text{ber}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \text{bei}'\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right)}{\left[\text{ber}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \right]^2}$$

$$+ \frac{\text{bei}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \text{ber}'\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right)}{\left[\text{bei}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \right]^2} \dots\dots(7)$$

$$F = \sqrt{2} \cdot \frac{\text{ber}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \text{ber}'\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right)}{\left[\text{ber}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \right]^2}$$

$$+ \frac{\text{bei}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \text{bei}'\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right)}{\left[\text{bei}\left(\frac{\sqrt{2}a}{s}\right) \right]^2} \dots\dots(8)$$

とおくと

$$P = \frac{8\pi H_0^2}{\sigma} \cdot \frac{a}{s} \cdot F \text{ となる.}$$

$$a/s < 1 \text{ の場合は } \frac{a}{s} F \doteq \frac{1}{4} \left(\frac{a}{s}\right)^4$$

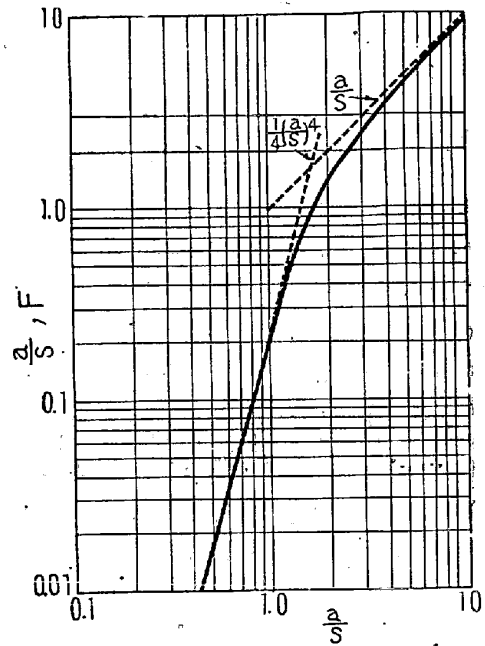
故に $P \doteq \frac{2\pi H_0^2}{\sigma} \left(\frac{a}{s}\right)^4$

また $a/s > 5$ の場合は $\frac{a}{s} F \doteq \frac{a}{s}$

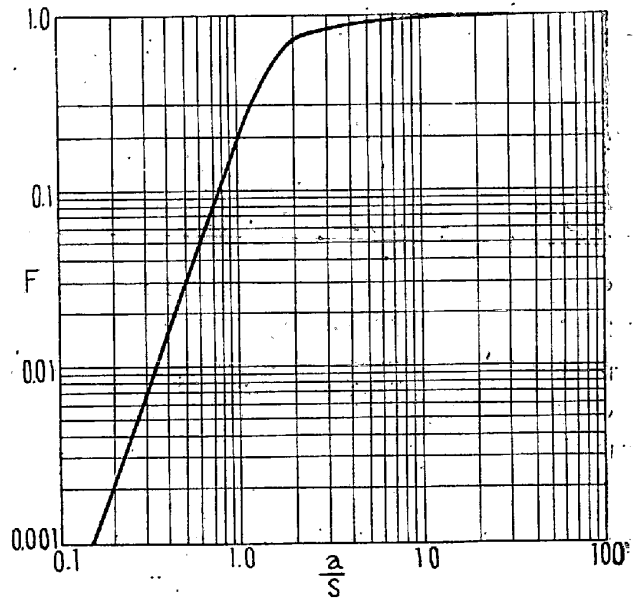
故に $P \doteq \frac{8\pi H_0^2}{\sigma} \frac{a}{s}$

第2図は $\frac{a}{s} F$ と $\frac{a}{s}$ の関係を示したもので、之より

円導導体に効率的に電力を発生するためには高周波を用いることが大切なことを示している。



第 2 圖



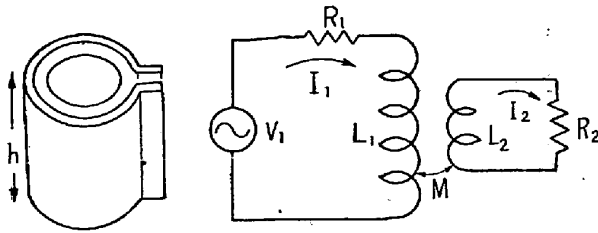
第 3 圖

第3図は結合能率をよくするため必要な周波数の上限を示すものにもなるのであつて、いろいろ難しい理屈は抜きにするがその円導への吸収電力はこの F に比例するものであつて、即ち $a/s > 2.25$ になつても F は殆んど 1.0 になつてさして大きくならないからこゝに能率から考えた周波数の限界をおいて之を critical freq. f_c

とすると $f_c = \frac{128 \cdot 5 \times 10^6}{\sigma \mu_r a^2}$ となる。

次にコイルの能率について考えよう。

第4図の様に誘導加熱と等価回路を考える。



第 4 圖

$$\begin{cases} V_1 = (R_1 + j\omega L_1)I_1 + j\omega MI_2 \\ 0 = j\omega MI_1 + (R_2 + j\omega L_2)I_2 \end{cases} \dots\dots\dots (9)$$

此の式から

$$I_2 = - \frac{j\omega M}{R_2 + j\omega L_2} I_1 \dots\dots\dots (10)$$

今 $\frac{-j\omega M}{R_2 + j\omega L_2} = A$ と置けば

$$I_2 = AI_1 \dots\dots\dots (11)$$

一般に高周波回路に於ては $R_2 \leq \omega L_2$ であるから

$$A = \frac{-j\omega M}{R_2 + j\omega L_2} \approx - \frac{M}{L_2} \dots\dots\dots (12)$$

上の関係を (9) 式に代入すれば

$$E = I_1 \{ (R_1 + A^2 R_2) + j\omega (L_1 - A^2 L_2) \} \dots\dots\dots (13)$$

従つて鋼材を加熱する熱は

$$I_2^2 R_2 = A^2 I_1^2 R_2 \dots\dots\dots (14)$$

又一次線輪に於ける損失は $I_1^2 R_1$ であるから加熱能率 η_0 は

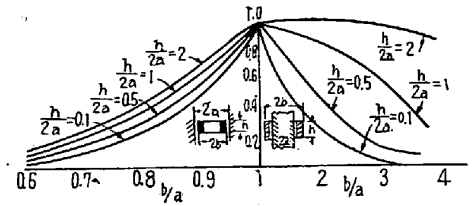
$$\eta_0 = \frac{A^2 I_1^2 R_2}{A^2 I_1^2 R_2 + I_1^2 R_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{A^2 R_2}} \dots\dots\dots (15)$$

(15) 式は結合因数 A を含んでいるが此の値の大きい程能率 η_0 は大となり、 η_0 が 30~40% 以下であると表面硬化は非常に困難である。従つて本誘導加熱装置の製作に当つては因数 A を出来る限り大ならしめる様に努め併せて一次線輪の抵抗をなるべく少い様にすべきである。

因数 A は (12) 式により L_2 及び M を計算する事により算出される訳であるが、Babat 氏は被処理物の径 a と誘導線輪の径 b との比 $\frac{a}{b}$ に対する A_0^2 の値をグラフで示した。第 5 図は此のグラフを示す。又一次線輪が n 回巻の時は $A_0^2 n^2$ とすればよい。

滲透深さは周波数の平方根に逆比例するから、従つて抵抗は周波数の平方根に正比例する。これまでの説明は被熱金属の厚さは滲透深さの少くとも数倍以上大きいという仮定にたつてなされた。

若しコイル中に挿入される金属の厚さ又は径がこの要件をみたすとすれば能率を示す (15) 式中の R_2 は周波



第 5 圖

数の平方根に比例して変化する。しかし同時にコイルの抵抗 R_1 についても同じことが云える。よつてこの場合は R_2/R_1 は周波数に無関係となり、能率もまた同様に周波数に無関係となる。

我々は $Q(\omega L_2/R)$ は大きく滲透深さは conductor の厚さ又は径にくらべ小さいと仮定したことを忘れてはならない。又このことは capacitance の影響が問題となるような極めて高い周波数まで extrapolate することはできない。

兎に角こゝでは能率は周波数には無関係であるので、周波数の撰択に影響を与える他の factor を検討することは興味深い。真空管式の場合は使用する真空管の特性から電力は限定される。よつて一定の電力と Q の大きい値に対して、一次電流 I_1 は

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{\frac{P}{R_1 + \Delta R_1}} = \sqrt{\frac{P}{R_1 + \left(\frac{M}{L_2}\right)^2 R_2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{R_1}} \sqrt{\frac{P}{1 + \left(\frac{M}{L_2}\right)^2 \frac{R_2}{R_1}}} \end{aligned}$$

若し R_2/R_1 が周波数に無関係であれば、一定電力に対しては一次電流は一次抵抗の平方根に逆比例する。しかしこの抵抗は周波数の平方根に正比例するから

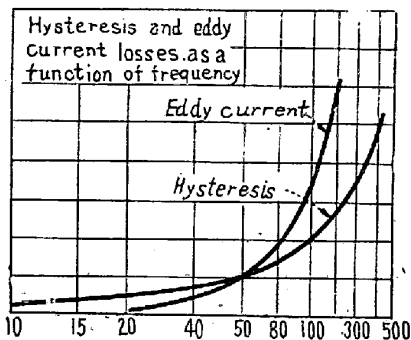
$$I_1 \propto \frac{1}{f^{\frac{1}{4}}} \quad \text{となつて}$$

これまでの仮定によれば、入力端子におけるインダクタンスは周波数に無関係である。またこの端子におけるリアクタンスは抵抗にくらべ大きいのが通常である。

よつて
$$V_1 = \omega(L_1 + \Delta L_1)L_1$$

$$V_1 \propto f^{\frac{3}{4}} \quad \text{である。}$$

次に加熱量についての計算を述べよう。加熱効果として実用上考慮すべきものは渦流損とヒステリシス損であつて前者は材料内に於て(表面に集中するが)起る渦流による抵抗損であるから $I^2 R$ であり後者は磁性材料に於て生ずるもので交番磁場のために各分子が振動するための摩擦によつて発生する熱量である。従つて振動を起す磁場の振動数と磁場の強さに比例するものである。両者の振動数と発熱量との関係は第 6 図に示す様な形となる。



第 6 圖

今この二つの熱効果を求めて見よう。

第 4 図に示した様に二次電流 (渦流) I_2 は鋼壁の円筒方向に流れるのであつて、円筒内部の電流の分布は

$$\frac{d^2 \dot{I}}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\dot{I}}{dr} + \left(r^2 - \frac{l_2}{r_2} \right) \dot{I} = 0 \dots\dots(16)$$

を解いて

$$\dot{I}_r = \dot{I}_R \frac{J_1(\dot{\gamma}r)}{J_1(\dot{\gamma}R)} \dots\dots(17)$$

但し $\dot{\gamma}^2 = -j4\pi\sigma\mu\omega$

として表わされるわけであるが、この場合高周波であり且一次電流 I_1 の近接効果を受けるから、二次電流密度 I_2 は鋼壁表面を最高 I_{20} とすると鋼心に向い対数的に減少し、表面より X なる深さに於ける電流密度は

$$I_{2x} = I_{20e^{-ax}} = I_{20e^{-2\pi\sqrt{\frac{\mu f}{\rho}} \cdot x}}$$

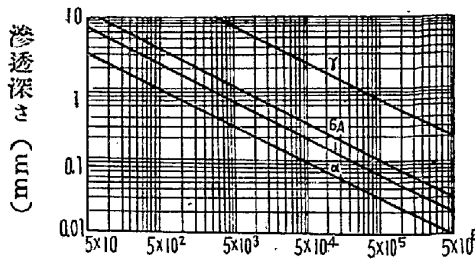
にて表わされる。Steinmetz 氏¹⁾によれば二次電流によつて生ずる全熱量は

$$\delta = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{P}{\mu f}} = 5030 \sqrt{\frac{P}{\mu f}} \text{ (cm)} \dots\dots(18)$$

なる厚さの層を値 I_{20} なる電流が一様に流れた場合に発生する熱量に等しいと云われている。実際の経験からも渦流によつて生ずる全熱量の90%以上がこの δ なる厚さの表面層に集中する訳で此の δ は所謂滲透深さ (depth of penetration) と呼ばれ重要な因子である。この(18)式は任意の形状の導電体に齊しく適用されるが、表面の突起している部分では此の式から算出した値よりも稍々大きく、又凹んでいる部分では算出値よりも稍小さい。

第 7 図は α 鋼 (但し $\rho = 10 \times 10^{-6} \Omega \text{ cm}, \mu = 100$), r 鋼 (但し $\rho = 100 \times 10^{-6} \Omega \text{ cm}, \mu = 1$), 銅 (但し $\rho = 1.7 \times 10^{-6} \Omega \text{ cm}, \mu = 1$) 及び I ($\rho = 1 \times 10^{-6} \Omega \text{ cm}, \mu = 1$) なる物質に対する周波数 f と滲透深さ δ との関係を図示したものである。二次オーム抵抗 R_{20} は

$$R_{20} = \frac{I_a}{\delta \cdot g_a} \rho a = \frac{I_a}{g_a} \cdot 2\pi \sqrt{\rho a \mu f} \text{ (}\Omega\text{)}$$



周波数

- $\alpha: \rho = 10 \times 10^{-6} \Omega \text{ cm}, \mu = 100$
- $\gamma: \rho = 1000 \times 10^{-6} \Omega \text{ cm}, \mu = 1$
- 銅: $\rho = 1.7 \times 10^{-6} \Omega \text{ cm}, \mu = 1$
- $I: \rho = 1 \times 10^{-6} \Omega \text{ cm}, \mu = 1$

第 7 圖

で表される。茲に I_a は二次電流の平均通路長 $= \pi(2a \pm \delta)$ (cm), g_a は二次電流通路の巾即ち鋼壁の高さ $= h$ (cm) である。従つて渦流損 W_e は

$$W_e = I_2^2 R_{20} = A^2 I_1^2 \frac{I_a}{g_a} 2\pi \sqrt{\rho a \mu f} = \text{定数} \times \sqrt{\rho a \mu f} \dots\dots(19)$$

此の式は本加熱法に於ける基本式である。

次にヒステリシス損について計算しよう。

第 1 図に示す如く鋼壁を一次線輪によつて磁化する場合鋼壁内の磁束密度の分布は

$$\frac{d^2 \dot{B}}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d\dot{B}}{dr} + \dot{\gamma}^2 \dot{B} = 0 \dots\dots(20)$$

但し $\dot{\gamma}^2 = -j4\pi\sigma\mu\omega$

を解いて

$$\dot{B}(r) = \dot{B}_R \frac{J_0(\dot{\gamma}r)}{J_0(\dot{\gamma}R)} \dots\dots(21)$$

で表わされる。今

$$x_1 = \pi R \sqrt{\mu \sigma f} \dots\dots(22)$$

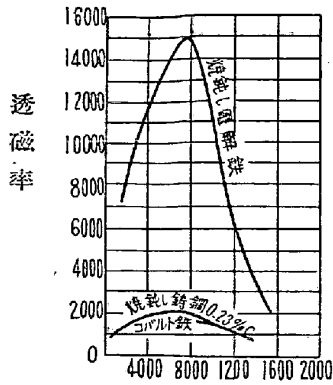
とすれば $x_1 > 2$ の場合磁束は鋼壁の表面部即ち外径 $2R$ より中間径 $2r_1$ に至る表面部のみを通ると考えられ、此の径 R 及び r_1 の関係は

$$\frac{R^2}{R^2 - r_1^2} = x_1 + 1/4 + \frac{3}{64x_1} \dots\dots(22')$$

と書ける²⁾而して此の表面の厚さ $(R - r_1) = \delta'$ は前の電流分布に於ける δ に相応するものである。然し茲に注意せねばならないことは磁束の表面層集中によりその表面層に於ける磁束密度は飽和状態に達することである。而して磁束密度が飽和に近づくと共に同磁率 μ は第 8 図に示す如く急減するから、上記磁束密度の分布の関係式には此の μ の変化を加味せねばならぬ。従つて実際には此の(22)式により算出せられた表面層にのみ磁束が

1) Steinmetz: Theory and Cal. of Transicent. Ele. Phenomena and Osci. p 383

2) Hund Phenomena in High Freq. Systems § 134



第 8 圖

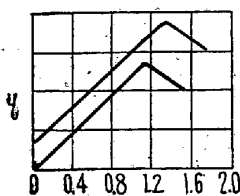
集中することは無く、此の表面層の磁束密度が飽和に達すれば磁束は次第に鋼塊内部を通る様になる。而してこの μ の変化を考慮した磁束分布の式は甚だ複雑になるわけであるから実用的なものは求め得ない。従つてその場合について大体の磁束分布を決定せねばならぬ。而して此の磁束分布を決定出来れば、最大磁束密度 B_{max} 及び該磁束密度にて磁束が分布しているものと仮定した厚さ δ'' が分るからヒステリシス損 W_h は

$$W_h = \eta f B_{max}^{1.6} \times 10^{-7} \times V(W) \dots \dots (23)$$

但し η = ヒステリシス係数

$V = \delta''$ = なる厚さの表面層の体積 (cm^3)

から求められる。而してヒステリシス係数 η は炭素鋼に於てもその成分により著しく異なるのみならず、その処理によつても又甚だ違つて来るものであるが、我々のよく使用する炭素量 0.4% 近くの鋼に於ては空中放冷した時 0.01~0.012, 焼鈍した場合 0.008~0.01, 硬化した場合 0.02~0.03 とすれば大差はない。尙炭素量の変化による η の変化の一例を第 9 図に示した。実際に此のヒステリシス損による発熱量は渦流損による発熱量に比し小さいのを常とする。



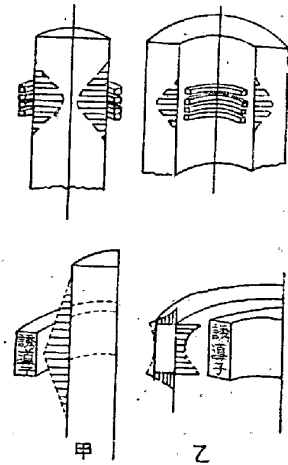
第 9 圖

Derele 氏は多くの場合渦流損は全発熱量の過半を占め、場合によつては此の渦流損及びヒステリシス損の外に更に Thomson 効果による発熱があり、之がヒステリシス損の 15% にも達すると発表した。然し一般に此の Thomson 熱は僅少で、本誘導加熱に於ては無視して差

支無かろうと思われる。

以上の渦流損及びヒステリシス損が被加熱物の表面層に集中して発生するから、その表面層を局部的に加熱し得るのである。而も此の加熱作用は数秒と云うごく短時間に行われるのである。

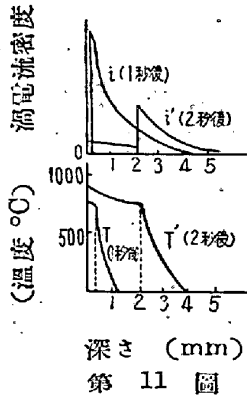
尙上記の如く磁束分布並びに電流分布が複雑であるので Babat 及び Lukoshkow 両氏は模型を用いて磁界並びに電流分布を実測した。即ち電解液の中にエポナイト等の絶縁体で作つた線輪及び被加熱物の模型を浸し電極を磁界の等磁位面に相当する位置に配置して交番電圧を加えると、模型の周り電流分布が測定せんとする磁界分布を示かす、探針法により此の電流分布を測定して行くのである。磁界の強さ H が分れば電流密度 I も分るわけで、第 10 図は斯くして求めた電流分布を示すも



第 10 圖

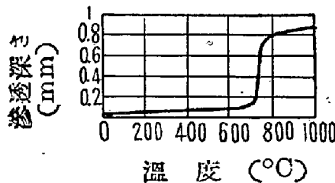
のである。第 10 図に於いて甲は円錐の外壁を誘導加熱する場合、乙は円筒の内壁を加熱する場合である。

さて上に述べた如く高周波誘導加熱法に於ては、渦流損も鉄損も加熱当初は全部表面の薄い層の部分に集中して発生するのであるが、渦流損 W_e は (19) 式に示した如く $\sqrt{\rho a \mu}$ に関係し此の抵抗 ρa は鋼に於ては始めは温度上昇と共に比較的急速に増加するが次第に緩かに増加する様になり、 A_2 点近くに於ては強磁界の影響を受けて反つて減少の傾向がある。又導磁率は温度上昇と共に次第に急速に減少の傾向がある。又導磁率は温度上昇と共に急速に減少して A_2 点に於ては $\mu=1$ となつてしまふ。従つて渦流損 W_e は始めは温度の上昇と共に急に増大し、最大電力 $W_{e_{max}}$ に達するが、 A_2 点に於て急に減少して爾後はあまり変らぬ、之は熱が鋼の内部にて発生する様になるからである。又ヒステリシス損は μ の減少に相応して温度上昇と共に減少し、 A_2 点に達



第 11 圖

すれば零となつて了。第 11 図は温度並びに電流密度の分布の変化を示すもので、温度の上昇と共に最大電流密度の位置は内部に移動し、一方表面に於ける電流密度は μ の減少に伴つて減少することを示す。従つて加熱層の厚さは比較的速かに増大するが表面の温度上昇は逐次緩かとなつて溶損の惧れが少い。第 12 図は温度の函数として示した滲透深さ δ の変化を示し始めは徐々に増すが A_2 点に達すると急激に増加する。

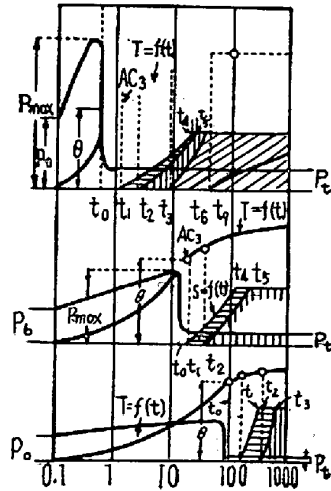


第 12 圖

第 13 図は被加熱物に供給される電力 P の変化を示したもので時刻 t_0 迄の始めの加熱期間に於ては加熱電力 P は P_0 から P_{max} 迄急速に増加し t_0 に於て最大となる。之を過ぎると急減して P_1 となり爾後は余り変らぬ。一般に P_1 は P_0 の $1/5 \sim 1/6$ 程度であると考えられる。然もこの場合始めの電力 (initial power) P_0 を上より下に減少せしめて加熱度を弱めた場合について記してある。

斯くの如く A_2 点に達すると加熱エネルギーが自動的に急減することは、実に本誘導加熱法の最大特徴の一であつて、焰硬化法等に於ては加熱エネルギーは全加熱期間中一定値を保持するが故に、表面の過熱をさける事が困難であるのに比較して極めて優れた性質である。これは外部から熱を加えずに被加熱層自身の内部に熱を発生する事と共に本誘導加熱法の最も重要な特徴である。

さて時刻 t_1 に於て被加熱層は A_3 に達しオーステナイトの生成を開始する。曲線 $\delta = f(t)$ は被加熱物内部に於ける固溶体の生成過程を示す。 t_2 に於てかゝる固溶体の生成過程は終り、その後は此の固溶体の温度を上昇せしめる。 t_3 以後は此の固溶体も過熱する事になるが實際



第 13 圖

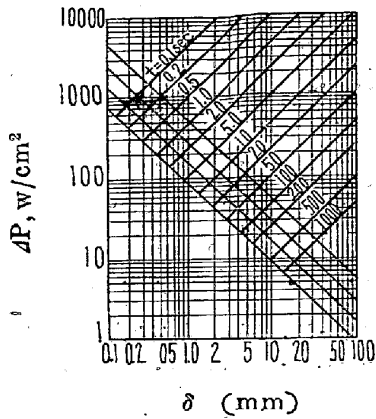
は上記の様に加熱は被処理物の内部に進入するので加熱層の厚さを厚くするに過ぎぬ。図に於て水平影部は固溶体の生成体を示し縦影部は硬化準備完了帯を表わし、斜影部は過熱帯即ち加熱進入部分を示す。即ち曲線 $t_1 \sim t_4$ は個溶体の生成開始線、曲線 $t_2 \sim t_5$ は全部固溶体になつた線であり、曲線 $t_3 \sim t_6$ は過熱線即ち加熱進入を示す。鋼の表面の焼入温度に加熱するに要するエネルギーは約 30 w/cm^2 である。即ち P_1 は此の消費エネルギーを充分供給し得るものでなければならぬ。従つて始めの電力 P_0 は少くとも $150 \sim 200 \text{ w/cm}^2$ 以上なければならぬ。

P_0 が大なれば加熱は短時間で済み而も薄い硬化層が得られる。周波数一定の場合反対に P_0 が小ならば加熱時間は長くかゝり次第に熱の伝導も考えられ硬化層も厚くなる。 P_0 が $300 \sim 400 \text{ w/cm}^2$ ならば $3 \sim 5 \text{ mm}$ の厚さの硬化層が得られ、又 P_0 が $700 \sim 800 \text{ w/cm}^2$ ならば $0.5 \sim 2 \text{ mm}$ の薄い硬化層が得られる。然し実際にはもう少し余分な電力を見込んだ方がよく、従つて例えば、 1 m^2 の広い面積を硬化するには少くとも数万 kW の電力を必要とするわけであるが、かかる場合には処理面積を多数の小面積に区分し、各区分を順次硬化してゆく所謂 Successive process を実施しなければならぬし實際最近の高周波焼入はこの方面の応用が進展している。

さて以上によつて考えられる様に誘導加熱には次の二つの極限が考えられる。即ち

(イ) 熱が全加熱帯に略々一様に発生し、而も加熱量甚だ多く且つ加熱時間が甚だ短くて、表面加熱帯と内部との間に熱の移動が殆んど行われぬ場合。

(ロ) 熱の発生する部分が硬化せられるべき層に比して相当薄く従つて熱量少く熱は主として伝導により全加熱帯に伝播せられる場合。



第 14 圖

実際の加熱に於ては此の両極限を折衷した中間の加熱現象である。第 14 図は誘導加熱の上記両極限のスケジュールを示すもので、実太線は (I) の場合を、実細線は (II) の場合を示す。1cm³ の鋼を室温から γ 鋼に加熱するに要する熱量を 4600 joules であるとするれば (I) の場合の比電力 (specific power) ΔP' は

$$\Delta P' = 4600 \delta / t \text{ (w/cm}^2\text{)}$$

但し δ = 硬化層の厚さ (cm), t = 加熱時間 (s) として表わせる。此の関係を実線に示した。

又 (II) の場合熱の伝導は加熱層の温度降下 ΔT' に関係し 600~1000°C に於ける炭素鋼の熱伝導率を 0.25 w / C°cm とすれば内部に向つて流入する電力 ΔP'' は

$$\Delta P'' = 0.25 \frac{\Delta T'}{\delta} \text{ (w/cm}^2\text{)}$$

で此の關係は点線で図示してある。

本図表より得られる値よりも小さい入力の場合には所要の厚さの硬化は不可能である。周波数 f が大で δ√f > 1000 なる場合は熱伝導が重要で、加熱スケジュールは大体線によればよく f が余り大でなく δ√f < 500 の場合には熱容量が重要であつて大体実線によればよい。厚さ 1mm 程度の硬化層を得るには (I) の場合によるのがよく、加熱時間は短くて大きい電力 (ΔP = 1kw/cm²) で加熱するのがよい。厚い硬化層例えば 5mm 以下のものを得るには加熱方法は任意で、若し低周波を用いる場合は加熱時間は比較的短い、大なる入力が必要とするし、若し高周波を用いる場合は加熱時間は比較的長いが入力は少なくて済む。入力が与えられた場合、一定時間内に処理出来る面積は高周波の方が大きい。又単位時間内に処理出来る面積は入力によつて決定される。上掲第 14 図は理論的最小電力を示すもので、実際加熱に當つては之より 2 乃至 4 倍の消費電力を見込むのが安全である。従つて数倍以下の薄い硬化層を得るには、上述の

如く 1kw/cm² 近くの電力を必要とする。誘導加熱の計算例を示し上記に於て述べた誘導加熱理論を更に具体的に説明する為、極めて簡単な場合を仮想して計算してみる。第 4 図に示す様な誘導装置に於て、a = 5cm, b = 5.3cm, h = 10cm とし、3000~10000 A の電流で誘導加熱するものとする

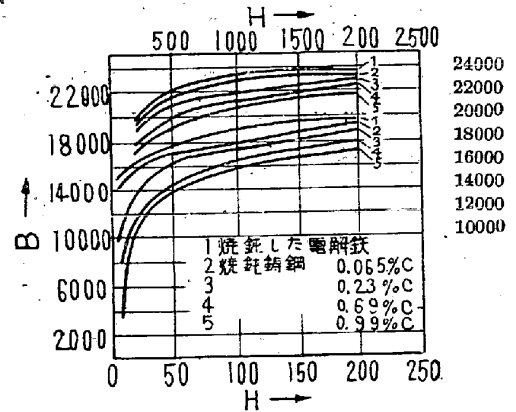
先ず渦流損 W_e は (19) 式により

$$W_e = A^2 I_1^2 \left(\frac{I_a}{\delta g_a} \rho_a \right) \text{ (w)}$$

で之に各該当値を算入すればよい。唯 δ は (18) 式により普通には ρ = 20 × 10⁻⁶, μ = 100 とすれば求められるが、本例に於ては次のヒステリシス損に於て算出した μ = 17.5 を用いることにする。然る時は、

$$W_e = 0.93 \times 10^8 \left(\frac{31.1}{0.098 \times 10} \times 20 \times 10^{-6} \right) = 59 \times 10^3 \text{ w}$$

次にヒステリシス損についてはまず磁界の強さ H は $H = \frac{4\pi}{10} \frac{N_1}{h} I_1$ により 1257 gauss であるから、鋼塊の平均磁束密度 B₀ は第 15 図より約 2200 lines/cm² として求められる。従つて μ = B/H = 17.5 に低下している。



第 15 圖

次に (22) 式により x₁ を求めれば x₁ = 25.45 であるから式 (22)' より r₁ = 4.9cm が得られ、δ' = 0.1cm となる。然しながら既に述べた様に斯かる薄層に磁束が集中する事はあり得ない。勿論直流磁化に於ける均一な分布状態よりも偏倚していることは推察される。若し鋼塊が飽和することなく μ = 17.5 の状態で斯かる薄層に磁束が集中したとすれば式 (23) より W'_h は約 146kw と云う莫大なものになる筈であるし、又直流磁化に於ける如く B = 22000 にて均一に分布しているとすれば W''_h は約 20kw である筈である。本例に於ては鋼塊の飽和を考慮して B = 25000 位の最大磁束で δ = 3cm の外側層を通つてると仮定すれば W_h = 22kw が得られる。

(但し以上の計算には $\eta=0.01$ とした)

従つて全加熱量 P_0 は

$$P_0 = W_e + W_h = 80.5 \text{kw}$$

となる。尙一次線輪の抵抗損は同じく (19) 式を参照して

$$I_1^2 R_1 = 10^8 \left(\frac{33.7}{0.12 \times 10} \times 1.69 \times 10^{-6} \right) = 4.76 \times 10^3 W$$

として求められる。

又一次電圧 E_1 は式 (13) に $R_1=0.476 \times 10^{-4} \Omega$, $R_2=8.05 \times 10^{-4} \Omega$, $L_1=75.5 \times 10^{-9} H$, $L_2=68 \times 10^{-9} H$, $M=66 \times 10^{-9} H$ を代入して $E_1=8+j23=8.3V$ を得られる。

次に上記全損失 80.5kw により鋼燻表面を加熱するわけであるが、損失 $P(w)$ と熱量 $Q(\text{cal})$ との間には

$$Q = 0.24 P_t \text{cal} \quad \text{但し } t \text{ は時間 (s)}$$

なる関係があるし、又鋼の熱容量は温度と共に変化する。今鋼燻を常温から焼入温度 (900°C) に迄加熱するに要する平均熱容量を 160 cal/kg とすれば /cm³ の鋼を 900°C 迄に熱するに要する熱量はの密度を 7.8 として約 1125 cal であるから加熱時間 t は

$$t = \frac{1125 \times 30 \cdot 6}{0.24 \times 80.5 \times 10^3} \doteq 1.85$$

として求められる。然し実際には上に記した様に温度上昇に伴う損失量の変化並びに加熱層の変化があるために実際の加熱所要時間は計算で求めずに数個の試料につき試験して見た結果から決定する。而して此の一旦決定された加熱時間を誘導加熱装置の加熱制御継電器に整定する事により、常に一樣で正確な硬化層が自動的に得られる。以上で誘導加熱の原理について述べた。

II. 誘導加熱装置

誘導加熱装置とは I. の原理で述べた様に一般電力を高周波電力に変換して、これを被焼入物体 (work) に与える装置であつて次の各部から成り立っている。

- 1) 高周波発生装置
- 2) 加熱部 (Work station 又は applicator)
- 3) 制御盤 (Control board)

それで工業用高周波発振器は無線通信技術の進歩に従つて逐次変化しているが、これを大別すれば次の型式であり現在各式とも使用されている。即ち

- 1) 瞬滅火花式発振器 (Quenched spark gap convertor)
- 2) 高周波発電機 (High frequency generator)
- 3) 真空管発振器 (Valve oscillator) であつて、

米国の Ohio Crank Shaft Co. では上記 3 種の発振器を次のように使われている。

種 別	周波数	最大出力
高周波発電機	1~30kc	1500kw
火花発振器	100~400kc	25kw
真空管発振器	400kc~5Mc	50kw

然し米国の Westinghouse Electric Corp. 及び General Electric Co. 等では出力 500kw の工業用真空管発振器を製作している。又米国では火花発振器の Power capacity を出力又は入力で表示しているが、日本では Input K.V.A. capacity で示している。

上記の各型式は夫々特徴、欠点を持つているが本稿ではその詳細は省略して直ちに各型式の概略について説明するに止めよう。

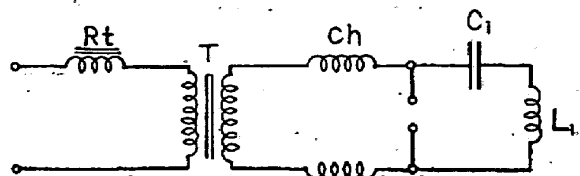
(イ) 火花式発振器

火花発振器は無線通信の初期に於て使用されたものでその発振機構は最も原始的なものである。現在は万国無線会議 (CCIR) に於てその使用が禁止されている。この装置の欠点は能率が悪いこと、Gap の損耗による障害が多いこと、悪質の妨害電波を放射すること、騒音が高いこと等であるが、他面操作が簡単であること、運転費が安いこと、創設費が低廉である等の利点があるので日本では未だ相当に使用されている。

日本では京大の応用科学研究所により独特の研究が進められ、所謂鳥養式火花発振器が考案された。本邦で使用されている火花発振器の入力 KVA はほぼ下表の通りである。(山崎著高周波表面焼入に依る)

入 力 (KVA)	主変圧器の二次電圧 (RV)	周 波 数 (RC)	インダクタンス L_1 (MH)	静電容量 C_1 (MF)
10	10	26~71	50	0.75~0.1
20	15	"	"	"
50	20	"	"	"
100	30~40	23	50~100 (75)	0.5~0.8 (0.65)
200	40~50	16	100~200 (150)	"

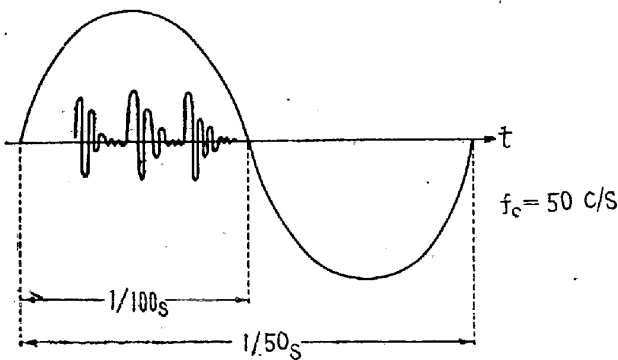
第 16 図は火花発振器の原理を説明する回路接続図である。



第 16 図

R_i は火花放電が起つた時 T の一次コイルを流れる Short circuit current を少なくするために用いられる。 R_i には適当にタップが附されそのリアクタンスを調整出来るから、高周波の出力調整に使用出来る。然し Leakage transformer を使用する装置では R_i は必要がない。 C_h は高周波電流が主変圧器側へ侵入するのを防止する。 C_h の代りに抵抗を使用する場合もある。 G は Spark gap で一般に直径 10cm 程度の水冷式電極で放電面には銀板が溶接されている。米国では直径 1 吋程度の水冷式 tungsten disk が用いられている。水冷式 gap は放電面に附着する湿気が問題となるので、米国では運転の初めに温水を循環しているが、熱風を吹きつけてもよい。蓄電器 (C_1) は一般に Oil filled paper condenser を用いるが、米国では High frequency loss の少ない Mica Condenser を用いている。紙及び絶縁油の loss angle ($tg\delta$) は 5×10^8 程度であるから、大容量の装置では水冷式とする必要がある。水冷式を採用しないと多数の蓄電器を用意しなくてはならないから、据付の Space が大きくなるのみならず、製作費が高む欠点がある。

第 16 図の入力端支に電力を加えると蓄電器 C_1 が充電され、その端支電圧が Spark gap の放電電圧に達すると、放電を開始し、放電電流は $C.L.G$ 回路を流れる。この場合該回路が自由振動 (Free oscillation) の条件 ($\frac{1}{L.C.} > \frac{R_1^2}{4L_1^2}$) を満足すれば、第 17 図で示すような減衰振動が発生する。この振動電流 i は次の微分方程式を解けば求められる。



第 17 図

$$L_1 \frac{di}{dt} + R_1 i + \frac{1}{C} \int i dt = 0 \dots \dots \dots (1)$$

$$i = E_c \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} e^{-\frac{R_1}{2L_1}t} \sin \omega t \dots \dots \dots (2)$$

但し $E_c = C_1$ の初期端支電圧

$$\omega = 2\pi f$$

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \dots \dots \dots (3)$$

(2) 式により明かなように、この電流 i はその大きが時間と共に指数函数的に減衰して行く。又その実効値 I_{eff} は次式で示される。

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{NL_1}{2R_1}} \cdot I_{max} \dots \dots \dots (4)$$

但し $N =$ 放電の回数

$$I_{max} = E_c \sqrt{\frac{C_1}{L_1}}$$

発振回路の C_1 に蓄積されるエネルギーは次式で示されこれが振動のエネルギーに変換される。

$$W_c = \frac{1}{2} n c_1 E_c^2 (W) \dots \dots \dots (5)$$

但し $n =$ 電源周波数の 2 倍

(5) 式は電源周波数の半サイクル毎に 1 回の放電が行われる場合の計算値であるが、実際には gap の枚数を調整して半サイクル毎に 4~6 回程度の放電を行わしめるから、(5) 式は次式のように変えなくてはならない。

$$W_c' = \frac{1}{2} n c_1 E_c^2 \times B (W) \dots \dots \dots (6)$$

一般に gap の間隙は 0.2~0.3mm で動作電圧は約 1000V で gap の個数は略 $m = \frac{E_2(V)}{1000} \times 1.5$ としている。

(E_2 は主変圧器の二次電圧 (V) である) 従つて (6) 式を次の如く変形すれば実用上便利である。

$$W_c'' = f_c C_1 m^2 B \times 10^{-3} (kw) \dots \dots \dots (7)$$

但し $f_c =$ 電源周波数 (c/s)

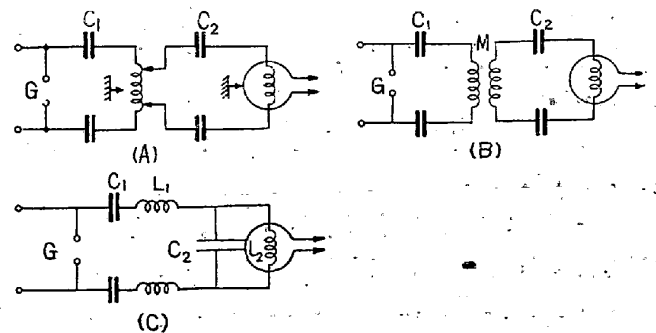
$C_1 =$ Tank condenser の capacity

$m =$ gap の枚数

$B =$ 半サイクル内での放電の回数

この Gap converter の能率は実際測定の結果 30~40% である。

大出力の火花発振器は gap の数を多く使用しているから、内部抵抗は高くなる。然るに焼入に使用する Work



第 18 図

Coil 側の負荷インピーダンスは非常に低いので、一次回路の電力を二次回路へ有効に変換するため第 18 図のような結合回路を使用する。結合回路には

誘導結合回路

静電結合回路

の 2 種があつて、誘導結合回路は更に自己誘導結合回路 (L 結合) と相互誘導結合回路 (M 結合) の 2 種となる。第 18 図中 A は L 結合 B は M 結合、C は静電結合 (C 結合) である。C は所謂鳥渡式回路と称すもので実用化しておるのは之のみであるが、調整は何れの回路も一次と二次を同調せしめ、結合度 $(k = \frac{x_{R1}}{\sqrt{x_1 x_2}})$ を適当に保ち、一次回路の電力を能率よく二次回路に変換すればよいわけである。又厳密に考えれば load matching 及び re-matching を行わなくてはならないが、本型式に対しては日本では未だその方法は考えられていない。

(ロ) 高周波発電機

この方法は一般電力方面で使用されている交流発電機と同様の原理により廻転機により直接高周波電流を発生するもので、この考案は 1890 年頃から欧米各国に於て始められ、1909 年頃から無線通信に実用された。高周波応用工業に使用される高周波発電機は殆んど総べて誘導子型で、世界的に有名な米国の Tocco Machine もこの方程式によつてゐる。この方式では磁界線輪により発生した磁力線の変化を所要の速度で断続するだけである。発電子中に誘起される高周波電圧の周波数は次式で与えられる。

$$f = \frac{pm}{60} \quad (C/S)$$

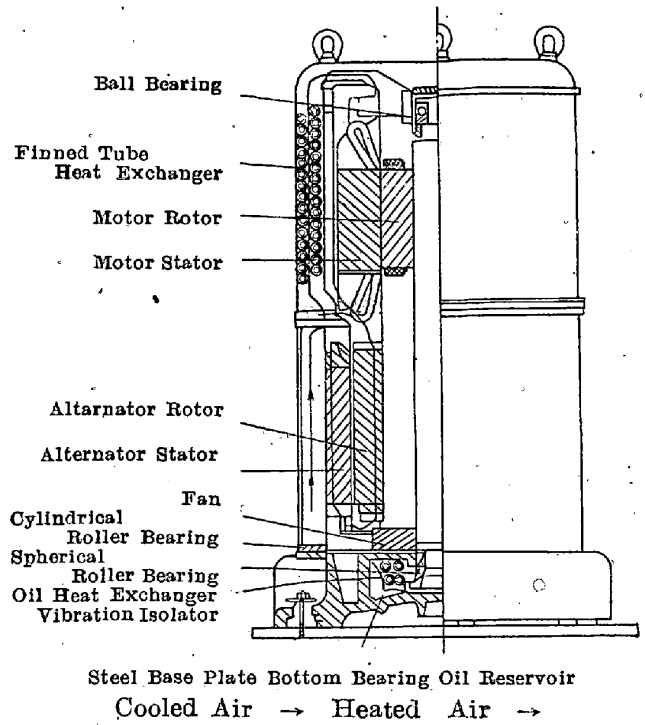
但し p = 磁極の数

n = 毎分の回転数

高周波発電機の設計に於ては廻転子の周辺速度が問題となるが一般に 1,500~3000 (RPM) 程度である、従つて周波数は最高 10K.C. 程度である。

第 19 図は Tocco machine の構造を示す。工業目的に使用する高周波発電機は次の諸点に留意され製作されている。

- 1) 工場内の占有面積を少なくするため、機械は縦型としている。
- 2) 一般に工場内は塵埃が多いから、開放型の廻転機では障害が多いので、完全な密閉型としている。
- 3) 廻転機の基礎には Vibration isolator が取付けである。



第 19 圖

4) 廻転機の重要部分は水冷式となし、過熱を防止している。又 96k.c. 500kw 程度の大容量のものは水素冷却を行つている。

5) 制御盤には廻転機の起動、停止が遠隔的に行い得るは勿論、高周波電流の監視が出来ようになつている。

Tocco machine は高周波焼入の外、melting, forging and forming, brazing and soldering, annealing 等に使用されているが、Tocco machine standard を表記すれば次のようである。

Model No.	Out Put (kw)	Frequency (C/S)	In Put (kw)
1 MG 72-1	75	40,000	11.5
1 MG 152-1	15	"	20
2 MG 302-1	30	"	41
3 MG 503-1	50	"	67
100B10A 3	100	"	135
175E10A 3	175	"	225
250E10A 3	250	"	320
100G 3A 3	100	3,000	130
200E 3A 3	200	"	250
300E 3A 3	300	"	370

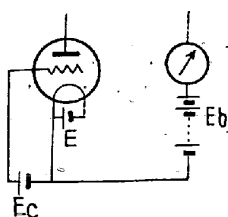
高周波発電機の特徴は能率がよく、例えば Tocco machine では約 80% に達している。

高周波発電機の出力は出力変圧器により step down され work coil に接続される。この変圧器は使用周波数が低いから鉄心が使用され変成能率も高めている。又被加熱体が磁気変態点に達すると出力変成器の一次イン

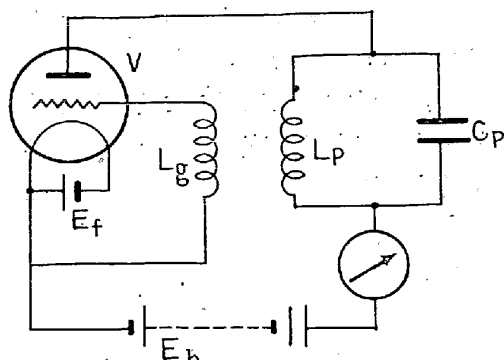
ピーダンスが低下し、負荷整合が破れ、負荷に power が
かゝらなくなるから出力変成器の一次コイルに並列に接
続してある蓄電器の Capacity を増加して Re-match-
ing を行わなくてはならない。Tocco machine では発
電機の出端子に power factor meter があつて、match-
ing 及び Re-matching の操作を容易且適確に行う
ことが出来る。又磁気変態点を過ぎると負荷電流が過大
となるから、自動制禦装置により 3 段階に調整される。
又負荷電力は発電機の界磁電流を調整して任意に Con-
trol 出来る様になつている。

(ハ) 真空管發振器

真空管を使用して非減衰振動を發生する考案は1906年
米国のDe-Forest氏によりなされ、無線通信に實用され
たのは 1915 年である。真空管發振器を使用すると、高
出力で然も高周波の電力が能率よく發生することが出来
るから、高周波応用工業の分野も著しく拡大される。高
周波応用工業に使用する真空管は、一般に 3 極管で、フ
ィラメント、グリッド、アノードが真空中に封入されて
いる第 20 図の様な回路でフィラメントを加熱し、アノ
ードに高電圧を加えると、アノード回路に電流 (i_p) が
流れる。 i_p はグリッド電圧とアノード電圧により変化す
る。グリッドが i_p を制禦する能力を増巾定数 (Am-
plification factor) μ を以つて表わし真空管の内部抵抗
 r_p 及び $\frac{\mu}{r_p}$ である相互係数 g_m が真空管の 3 定数と呼
ばれ真空管を取り扱う上に重要なことである。真空管發
振回路の一例を示せば第 21 図のようである。



第 20 圖



第 21 圖

このような回路で L_p から L_g' へ feed back する電圧
の振幅及び位相が振動を持続する条件を満足すれば L_p 、
 C_p 回路に非減衰振動が發生する。 L_p に流れる電流を
 i とすれば次の微分方程式が成立する。

$$\frac{d^2 i}{dt^2} + \left(\frac{R}{L_p} - \frac{\mu M}{C_p r_p L_p} + \frac{1}{C_p r_p} \right) \frac{di}{dt} + \frac{1+R/r_p}{L_p C_p} i = 0$$

上式から発振周波数 (f) を求めると

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1+R/r_p}{L_p C_p}}$$

実際には $1 \gg R/r_p$ であるから

$$f \approx \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$$

と考へて差支えがない。

タンク回路の常数 L_p 及び C_p は発振周波数の決定
条件のみにより定まるものではなく、必ず負荷回路から
タンク回路へ反射される実効抵抗を考慮して、負荷に最
良の電力が与えられるよう決めなくてはならない。

発振回路の L_p 、 C_p は次式により計算する。

$$L_p = \frac{R_L}{Q_L \omega}$$

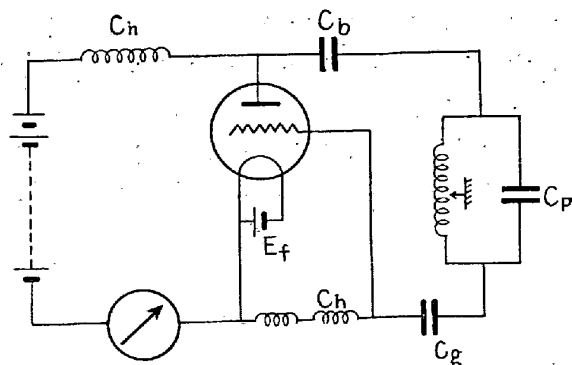
$$C_p = \frac{1}{\omega^2 L_p}$$

但し R_L = 最適のアノード負荷インピーダンス
 Q_L = 負荷時の Quality factor $\frac{\omega L_p}{R}$

真空管を用いて振動電流を發生する回路方式は非常に
沢山あるが、誘導加熱に使用されている回路は次のよう
である。

- 1) Anode tuning circuit
- 2) Hartley circuit
- 3) Colpitts Circuit

第 21 図は Anode tuning circuit, 第 22 図は
Hartley circuit である。後者は比較的高い周波数の発



第 22 圖

振に適する。又真空管を2個以上並列、又は push-pull に接続して出力を大きくする場合もあり我国の150kw真空管式の装置では 8T21 真空管を二つ push-pull にして造られている。

発振器のアノードには高電圧の直流を加えなくてはならないので整流器を使用する。整流器には金属整流器と水銀蒸気整流管とが使用されるが、大出力の発振器には後者を用いている。整流方式には単相半波整流、単相全波整流、三相半波整流、三相全波整流等がある。尙、大容量の整流器には、グリッド制御整流管 (Thyratron) が用いられる。一般に使用される整流管の名称は、HV-966, HV-972, HV-969, HV-951-B, HV-957 等である。

最近米国では整流器を用いない真空発振器が実用されている。このような発振器を非整流型発振器と称し設備費を低廉ならしめ、操作が簡単なる利点がある。然しこの方式によるときは発振器の出力は理論的に、直流電源を使用した場合の1/4に減ずるから、filament emission の大きい特殊の真空管を使用する必要がある。米国にはこの方式に適合する工業用真空管が製作販売されている。

次に真空管発振器の出力について述べよう。真空管発振器のアノード入力は大體次のように配分される。

P_w = 負荷に与えられる電力 (之が實際の加熱に有効)

P_v = 真空管内に消費される電力

P_t = tank circuit 内に消費される電力

P_g = グリッド回路に消費される電力

今アノード入力 (P_i) を $I_p E_0$ とすれば

$$P_w = P_i - (P_v + P_t + P_g)$$

となる。又 P_w は負荷から tank circuit へ反射される実効抵抗 R にタンク電流 I_t の二乗をかけた $I_t^2 R$ である。また

$$P_w \cong L_p^2 (4C) \times \omega L Q_L$$

にて示される。但し Q_L は負荷時の Quality factor である。之により P_w の値を大きくしようとするれば、勢いアノード電流も大きくなるから、大きな anode loss に耐える大形真空管が必要となる。東京芝浦電気製真空管により発振器を製作する例を挙げれば次表のようである。

る。

発振器出力(kw)	真空管名	同個数
1~3	SN157-D	1~2
5	7T54-R	2
10	8T10-R	1
20	8T67 SN 167-H	1
40	"	2
60	8T21	1
80	9T62-A	1
100	8T21	2

これ等真空管中大型のものは強制空冷又は水冷式である。真空管発振器の能率は 65~75% で極めて良好である。よく設計された発振器では loss の大部分は anode 内であつてその量は anode input の 25~35% である。又真空管の寿命は 1000~2000 時間であるが、米国では 5000~10,000 時間位のもので出来ている。更に真空管費を節約するため、組立式真空管 (Demountable-tube) を一般工業用発振器に使用すれば経済的に非常に有利である。この真空管は分解可能な機構で真空管部と排気部とから成り、最も消耗率の高いフィラメントが断線した場合は直ちに新品を張り替え排気すれば、再び完全な真空管として働かせしめ得る。真空管費は operating cost の 10~15% を占めるから、真空管費を切り下げることは、工業上重要なことである。

これで各型の装置の概略を述べたのであるが誘導加熱を取扱う場合に於て重要な問題は Matching 及び Re-matching の問題がある。

それは1個の Generator から負荷へ電力を取り出す場合は、負荷のインピーダンスを Generator の内部インピーダンスに等しくしなければならない。これを Load matching と云う。又焼入のように被加熱体が磁気変態点以上に達すると、被加熱体の抵抗及び導磁率に変化するから、負荷の総合インピーダンスが変化する。この場合 matching が破れるから、再調整しなければならない。この操作を Re-matching と云う。Spark gap converter のようにエネルギーに可返性がないものは Re-matching が左程問題とならないが、発電機式及び真空管式に於ては極めて重要な問題であるが本稿の程度を超える故その事実のみを述べて省略することとする。(以下次号)