

直流送電に於ける直流側高調波電流の計算

毛利 銓 一* 曾根田 瑞 夫**

Calculation of Harmonic Currents in High Voltage D.C. Transmission

By Sen'ichi Mōri and Mitsuo Soneda
Hitachi Works, Hitachi, Ltd.

Abstract

In D.C. transmission, the harmonic currents depend on the inductance of series reactor L , the angle of retard of the rectifier, the angle of advance of the inverter, the number of phase p , and the voltage phase difference between the rectifier and the inverter. The writers derive the formula for the current ripples, and show the relations between them and other variables.

Generally, the representation of the current ripples is as follows:

$$\frac{I_n}{I_a} \propto \frac{1}{n^2 \omega L} \frac{E_a}{I_a} \quad (n=p, 2p, \dots)$$

where I_n is n -th harmonics, I_a direct current, and E_a direct voltage.

In the practical design of series reactor, however, voltage ripples and transient current at abnormal condition must be considered.

[I] 緒 言

水銀電弧変換装置を使用せる直流送電或いは周波数変換に於て、直流側の高調波電圧及び電流が回路の種々な要素の値に關聯していかに変化するかを知ることは必要である。直流側高調波電圧は、ケーブル等の絶縁設計に關係するところ深く、高調波電流は送電線の損失増加を來し、通信線の誘導障害の原因となるほか、水銀電弧変換装置の運転の信頼度にも關係を有する。これらの全般考察は、電気協同研究会直流送電専門委員会で行われつゝあるが、本稿では、直流側高調波電流が回路の諸要素によつていかに変化するかを計算によつて示し、この種回路の考察を便ならしめる一資料を提供することを目的とした。即ち本文では直流側高調波電流の一般表式を求め、線路常数、順逆変換装置の格子制御角及び送受電端に於ける両変換装置の位相差等と電流調波脈動率との關係を検討する。

尙本文の一部は直流送電専門委員会の資料として先に提出したものである。

[II] 高調波電流の一般式

解析は成べく一般的な場合を取扱うことにするが、計算の簡單化のために次の仮定をおく。

1. 変換装置の直流電圧波形に於て、重り角を無視し、転流リアクタンスを直流抵抗分として考慮する。
2. 送受電両端の交流電圧周波数は等しいとする。周波数が異なる場合及び周波数変換装置の場合等には、以下の結果はそのまま利用出来ないが、定性的及び大体の定量的目安は得られる。
3. 電流は常に負にならない。即ち途切れぬものとする。
4. 送電線は集中定数回路として扱い、 T 回路で置換える。

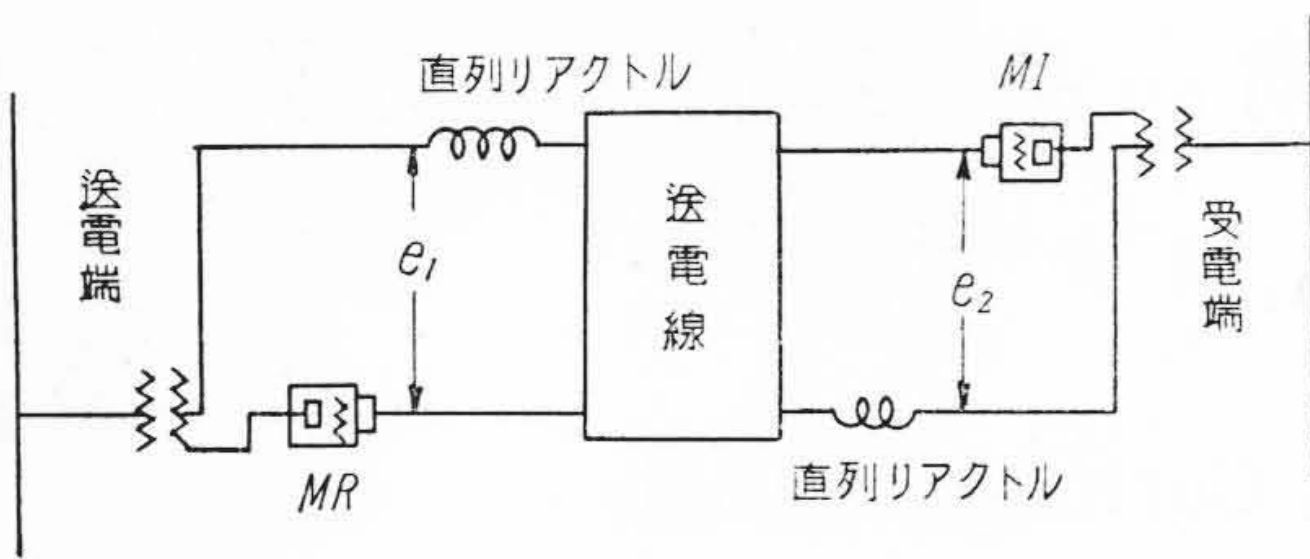
第1図の如き回路に於て順変換装置 MR の直流電圧をフーリエ級数に展開すると次の如く表わされる⁽¹⁾。

$$e_1 = E_{a1} + \sum_{n=p, 2p, \dots} E_{1n} \epsilon^{j(n\omega t - \theta_{1n})}$$

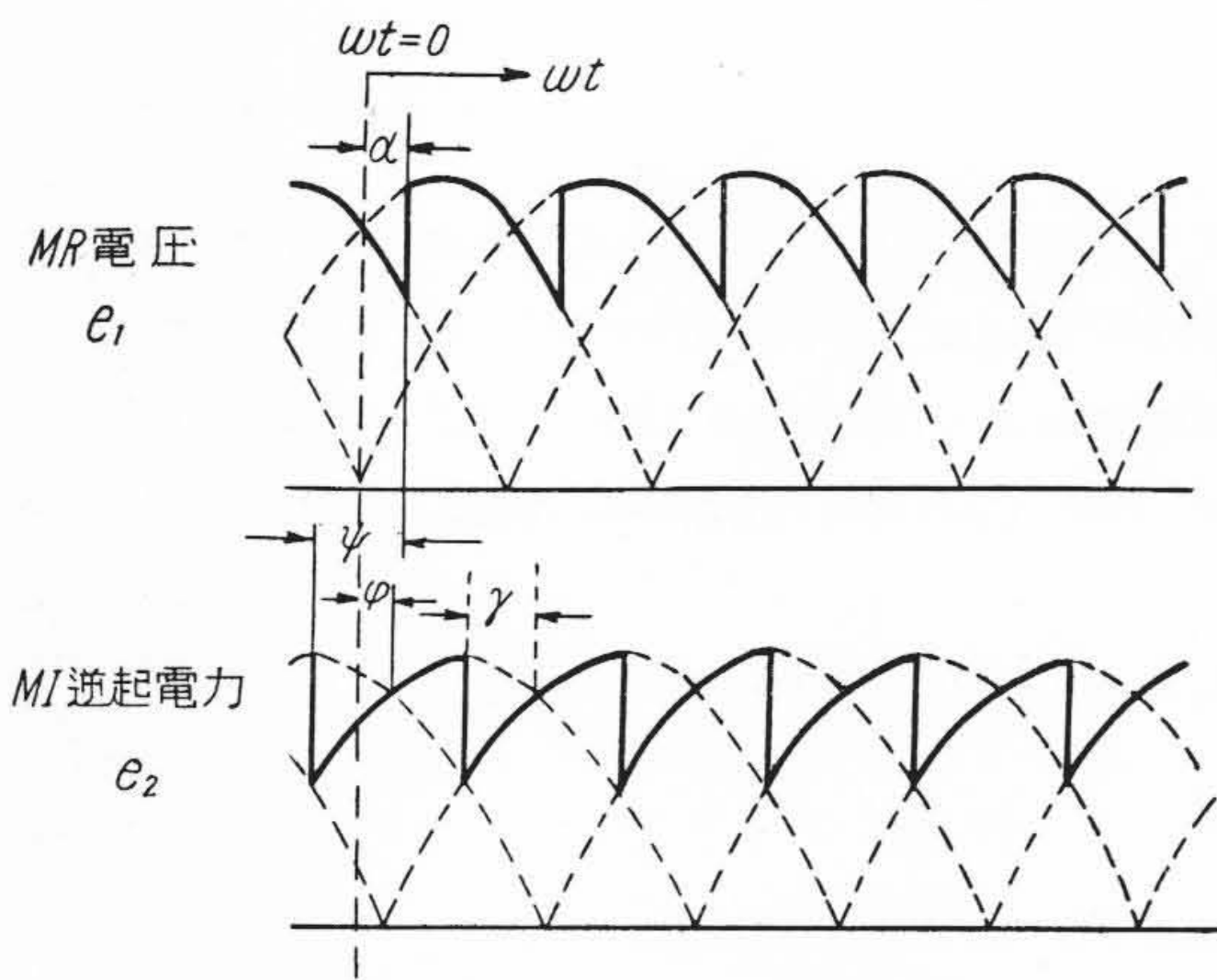
こゝに

$$E_{a1} = E_{a0} \cos \alpha \dots \dots \dots (1)$$

* ** 日立製作所日立工場



第1図 直流送電回路図
Fig. 1. Circuit Diagram of High Voltage D.C. Transmission



第2図 直流電圧波形 (六相の場合)
Fig. 2. Wave Form of D.C. Voltage (six phase)

$$E_{1n} = \frac{2E_{a0} \cos \alpha}{n^2 - 1} \sqrt{1 + n^2 \tan^2 \alpha}$$

$$\tan \vartheta_{1n} = \frac{\sin(n+1)\alpha / (n+1) - \sin(n-1)\alpha / (n-1)}{\cos(n+1)\alpha / (n+1) - \cos(n-1)\alpha / (n-1)}$$

.....(2)

同様に逆変換装置 MI の直流電圧に対して下式を得る。

$$e_2 = E_{a2} + \sum_{n=p, 2p, \dots} E_{2n} \epsilon^{j(n\omega t + \vartheta_{2n} - n\varphi)}$$

ここに

$$E_{a2} = kE_{a0} \cos \gamma \dots \dots \dots (3)$$

$$E_{2n} = \frac{2kE_{a0} \cos \gamma}{n^2 - 1} \sqrt{1 + n^2 \tan^2 \gamma}$$

$$\tan \vartheta_{2n} = \frac{\sin(n+1)\gamma / (n+1) - \sin(n-1)\gamma / (n-1)}{\cos(n+1)\gamma / (n+1) - \cos(n-1)\gamma / (n-1)}$$

.....(4)

但し

- E_{a0} : $\alpha=0$ の時の MR の無負荷電圧
- k : MI 変圧器二次電圧に対する MR のそのの比
- α : MR の点弧遅れ角
- γ : MI の点弧進み角
- p : 相数

ω : 交流電圧角周波数

φ : 両変換装置の電圧位相差

両変換装置の電圧波形を第2図に示す。

以上の電圧に対して電流を

$$i = Id + \sum_{n=p, 2p, \dots} I_n \epsilon^{j(n\omega t + \lambda_n)}$$

とすると、直流分 I_a は (1) (3) 式より、下記の如くなる。

$$I_a = \frac{E_{a1} - E_{a2}}{R_0} = \frac{E_{a0} \cos \alpha}{R_0} (1 - K) \dots \dots \dots (5)$$

ここに $K = k \cos \gamma / \cos \alpha < 1$

$$R_0 = p(X_1 + X_2) / 2\pi + R_a$$

X_1, X_2 : MR 及び MI の転流リアクタンス

R_a : 送電線直流抵抗

交流分に対しては、送電線の $n\omega / (2\pi) \infty$ に於ける実効抵抗を R_n 、送電線及び直列リアクトルのインダクタンスの和を $2L$ とすると、第3図の如き等価回路から、送電端電流最大値 I_{1n} 及び受電端のそれ I_{2n} は、次の如く表わされる。

$$\left. \begin{aligned} I_{1n} \epsilon^{j\lambda_{1n}} &= Y_{1n} E_{1n} \epsilon^{-j\vartheta_{1n}} + Y_{2n} E_{2n} \epsilon^{j(\vartheta_{2n} - n\varphi)} \\ I_{2n} \epsilon^{j\lambda_{2n}} &= Y_{2n} E_{1n} \epsilon^{-j\vartheta_{1n}} + Y_{1n} E_{2n} \epsilon^{j(\vartheta_{2n} - n\varphi)} \end{aligned} \right\} (6)$$

ここに

$$Y_{1n} = \frac{1}{A} \sqrt{R_n^2 + \left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right)^2} \epsilon^{j(\mu_n - \delta_n)}$$

$$Y_{2n} = \frac{1}{A} \frac{1}{n\omega C} \epsilon^{j(\pi/2 - \delta_n)}$$

$$A = \sqrt{\left[R_n^2 - (n\omega L)^2 + \frac{2L}{C}\right]^2 + 4R_n^2 \left[n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right]^2}$$

$$\tan \mu_n = (n\omega L - 1/n\omega C) / R_n$$

.....(7)

$$\tan \delta_n = \frac{2R(n\omega L - 1/n\omega C)}{[R_n^2 - (n\omega L)^2 + 2L/C]}$$

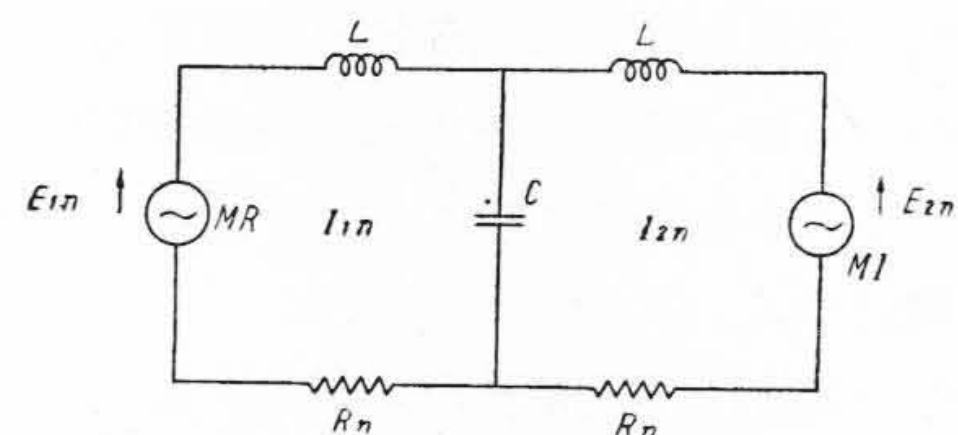
以後は高調波電流の最大値のみを問題にする。(6) 式に (2)(4)(7) 式を入れると I_{1n}, I_{2n} が得られるが、簡単にする為に

$$\Psi = \alpha + \gamma - \varphi$$

$$\Omega_n = \pi/2 + n(\alpha + \gamma) + \mu_n - \vartheta_{1n} - \vartheta_{2n}$$

$$R_n / \omega L = a, \quad \omega^2 CL = b$$

とおくと送受両端電流 I_{1n}, I_{2n} は次の如くなる



第3図 高周波等価回路
Fig. 3. Equivalent Circuit for Harmonics

$$I_{1n} = \frac{2E_{a0} \cos \alpha}{(n^2-1)n\omega L} \{ [n^2a^2b^2 + (n^2b-1)^2] (1+n^2 \tan^2 \alpha) + K^2(1+n^2 \tan^2 \gamma) - 2K\sqrt{n^2a^2b^2 + (n^2b-1)^2} \} \\ \times \sqrt{(1+n^2 \tan^2 \alpha)(1+n^2 \tan^2 \gamma) \cos(n\psi - \Omega_n)}^{1/2} \\ \times \left\{ \left(1 + \frac{a^2}{n^2}\right) [n^2a^2b^2 + (n^2b-2)^2] \right\}^{-1/2} \dots\dots\dots (8)$$

$$I_{2n} = \frac{2E_{a0} \cos \alpha}{(n^2-1)n\omega L} \{ (1+n^2 \tan^2 \alpha) + K^2[n^2a^2b^2 + (n^2b-1)^2] \\ \times (1+n^2 \tan^2 \gamma) - 2K\sqrt{n^2a^2b^2 + (n^2b-1)^2} \} \\ \times \sqrt{(1+n^2 \tan^2 \alpha)(1+n^2 \tan^2 \gamma) \cos(n\psi - \Omega_n)}^{1/2} \\ \times \left\{ \left(1 + \frac{a^2}{n^2}\right) [n^2a^2b^2 + (n^2b-2)^2] \right\}^{-1/2} \dots\dots\dots (9)$$

$$\tan \Omega_n = \frac{2n \sin(\alpha + \gamma) \cdot \frac{n^2b-1}{nab} - [(n^2+1) \cos(\alpha + \gamma) - (n^2-1) \cos(\alpha - \gamma)]}{[(n^2+1) \cos(\alpha + \gamma) - (n^2-1) \cos(\alpha - \gamma)] \cdot \frac{n^2b-1}{nab} + 2n \sin(\alpha + \gamma)} \dots\dots\dots (10)$$

$\Psi = \Omega_n/n$ の時、 I_{1n} 、 I_{2n} は最小で、 $\Psi = \Omega_n/n + \pi/n$ の時、 I_{1n} 、 I_{2n} は最大である。即ち

$$\left. \begin{aligned} I_{1n \max} \\ I_{1n \min} \end{aligned} \right\} = \frac{2}{n^2-1} \frac{E_{a0} \cos \alpha}{n\omega L} \times \frac{|\sqrt{n^2a^2b^2 + (n^2b-1)^2} \sqrt{1+n^2 \tan^2 \alpha} \pm K\sqrt{1+n^2 \tan^2 \gamma}|}{\sqrt{(1+a^2/n^2)[n^2a^2b^2 + (n^2b-2)^2]}} \dots\dots\dots (11)$$

$$\left. \begin{aligned} I_{2n \max} \\ I_{2n \min} \end{aligned} \right\} = \frac{2}{n^2-1} \frac{E_{a0} \cos \alpha}{n\omega L} \times \frac{|\sqrt{1+n^2 \tan^2 \alpha} \pm K\sqrt{n^2a^2b^2 + (n^2b-1)^2} \sqrt{1+n^2 \tan^2 \gamma}|}{\sqrt{(1+a^2/n^2)[n^2a^2b^2 + (n^2b-2)^2]}} \dots\dots\dots (12)$$

〔III〕 高調波電流の計算結果

(1) 送電線の静電容量が無い場合

実際の送電線に於ては送電線の静電容量を無視することはできないが、極限として $C=0$ の場合を考える。この時は $b=0$ とおくことにより (8) 乃至 (12) 式は次のようになる。

$$I_{1n} = I_{2n} = I_n = \frac{1}{n^2-1} \frac{E_{a0} \cos \alpha}{\sqrt{R_n^2 + (n\omega L)^2}} \\ \times \sqrt{\frac{(1+n^2 \tan^2 \alpha) + K^2(1+n^2 \tan^2 \gamma)}{-2K\sqrt{(1+n^2 \tan^2 \alpha)(1+n^2 \tan^2 \gamma) \cos(n\psi - \Omega_n)}}} \dots\dots\dots (13)$$

$$\tan \Omega_n = \frac{2n \sin(\alpha + \gamma)}{(n^2+1) \cos(\alpha + \gamma) - (n^2-1) \cos(\alpha - \gamma)} \dots\dots\dots (14)$$

$$\left. \begin{aligned} I_{n \max} \\ I_{n \min} \end{aligned} \right\} = \frac{1}{n^2-1} \frac{E_{a0} \cos \alpha}{\sqrt{R_n^2 + (n\omega L)^2}} \times |\sqrt{1+n^2 \tan^2 \alpha} \pm K\sqrt{1+n^2 \tan^2 \gamma}| \dots\dots\dots (15)$$

(13) 式から分るように I_n は MR と MI との位相差 φ に対して周期函数であり、 $\Psi = \Omega_n/n$ 及び $\Psi = (\Omega_n + \pi)/n$ に於て (15) 式で表わされる最小値及び最大値を有し、その関係は略々正弦函数である。この位相差により高調波電流がどの程度変るかを調べるために、(15) 式より最小値と最大値との比 $I_{n \min}/I_{n \max}$ を計算した結果を第 4 図に示す。位相差による高調波最大値の変化は、 α が大なる程及び k 、 r の小なる程大であることが分る。又多くの場合

$$\sqrt{1+n^2 \tan^2 \alpha} < K\sqrt{1+n^2 \tan^2 \gamma}$$

であるが、この両辺が等しい時、第 n 調波を 0 にすることが出来る。

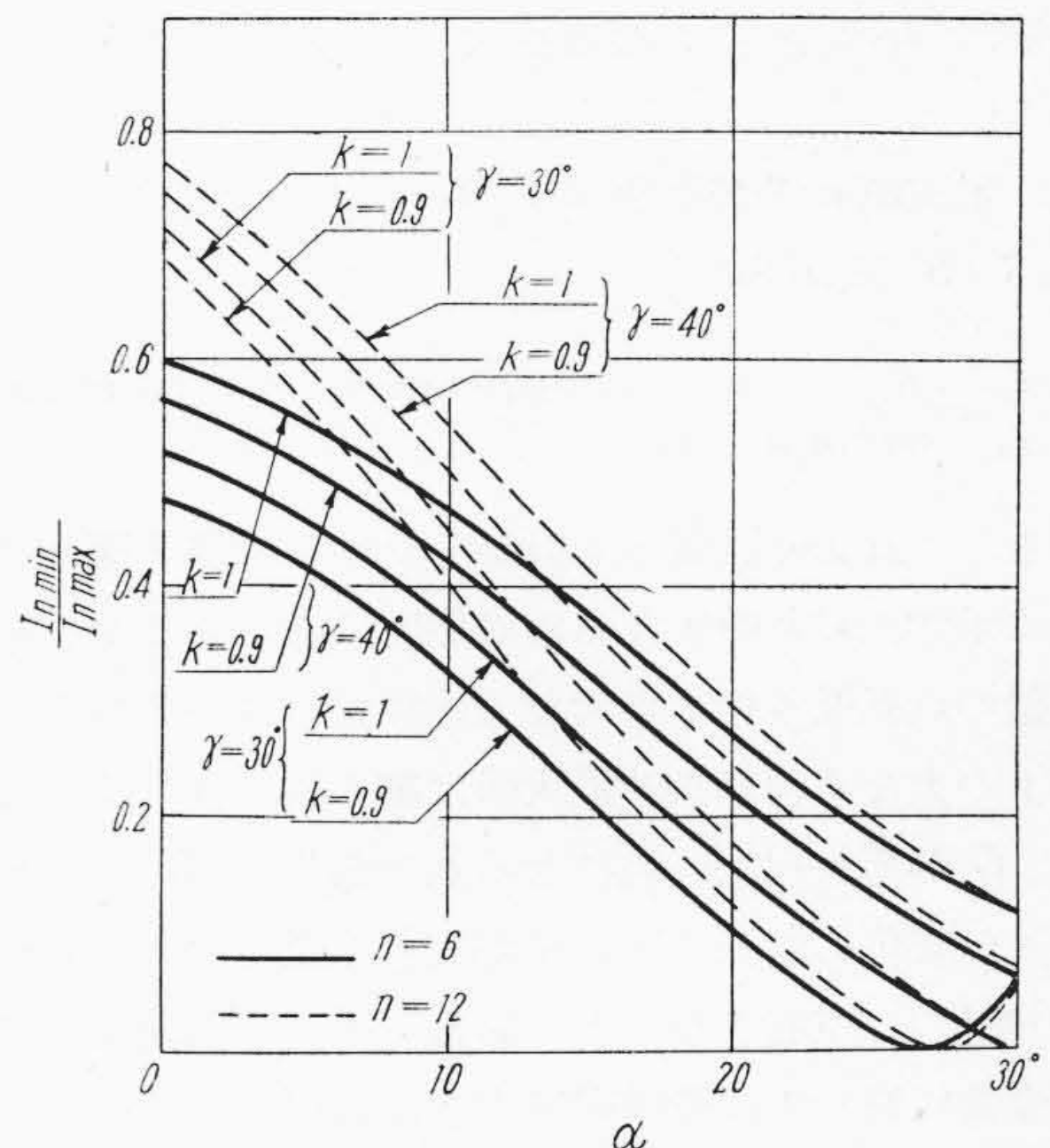
次に I_n を最小にする位相差 φ_{\min} を、 $\psi = \Omega_n/n$ より計算すると第 5 図 (次頁参照) の如くなる。 I_n を最大にする位相差は

$$\varphi_{\max} = \varphi_{\min} - \pi/n$$

で与えられる。

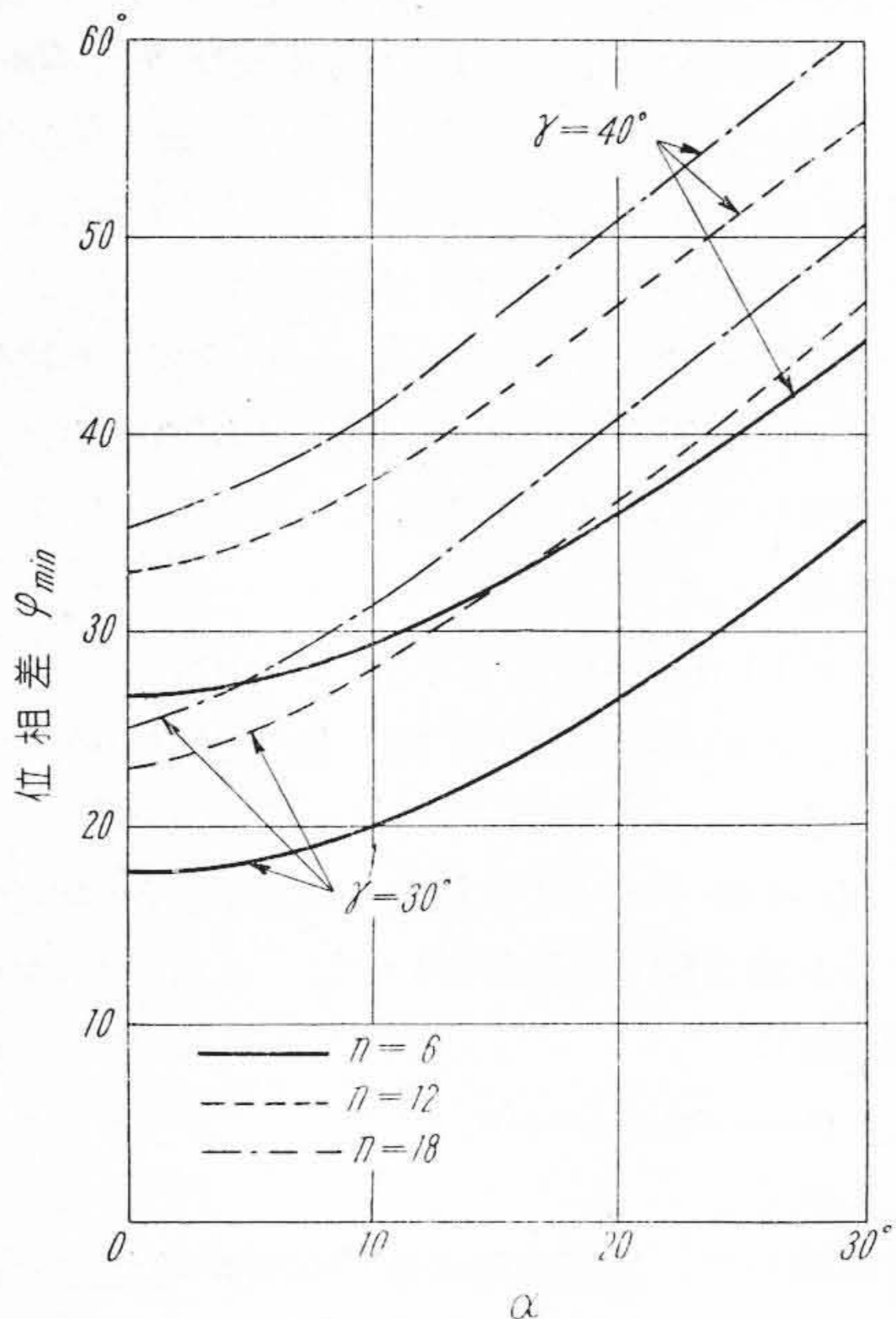
実際の場合に、送受両端の変換装置の位相差 φ は自由にとりうるとは限らぬが、任意に選べる時は、以上のように高調波電流を最小にするために、 φ_{\min} に成るべへ近い位相差をとればよい。しかし位相差が外的に制約されるような場合には、高調波としては φ に対する最大値を考えるべきである。従つて以後は $I_n = I_{n \max}$ についてのみ考えることにする。

I_n は (15) 式で与えられるが、普通脈動率の小なる範囲では、 $R_n \ll n\omega L$ なる故、送電線の実効抵抗 R_n を省略すれば、次式が得られる。



第 4 図 高調波の最小の値と最大値との比 ($C=0$ の場合)

Fig. 4. Ratio of Minimum Value to Maximum Value of Harmonics ($C=0$)



第 5 図 高調波最小値を与える位相差
Fig. 5. Phase Difference Giving Minimum Harmonics Value

$$I_n = \frac{1}{\omega L} \frac{E_{a0} \cos \alpha}{n(n^2 - 1)} \{ \sqrt{1 + n^2 \tan^2 \alpha} + K \sqrt{1 + n^2 \tan^2 \gamma} \} \dots \dots \dots (16)$$

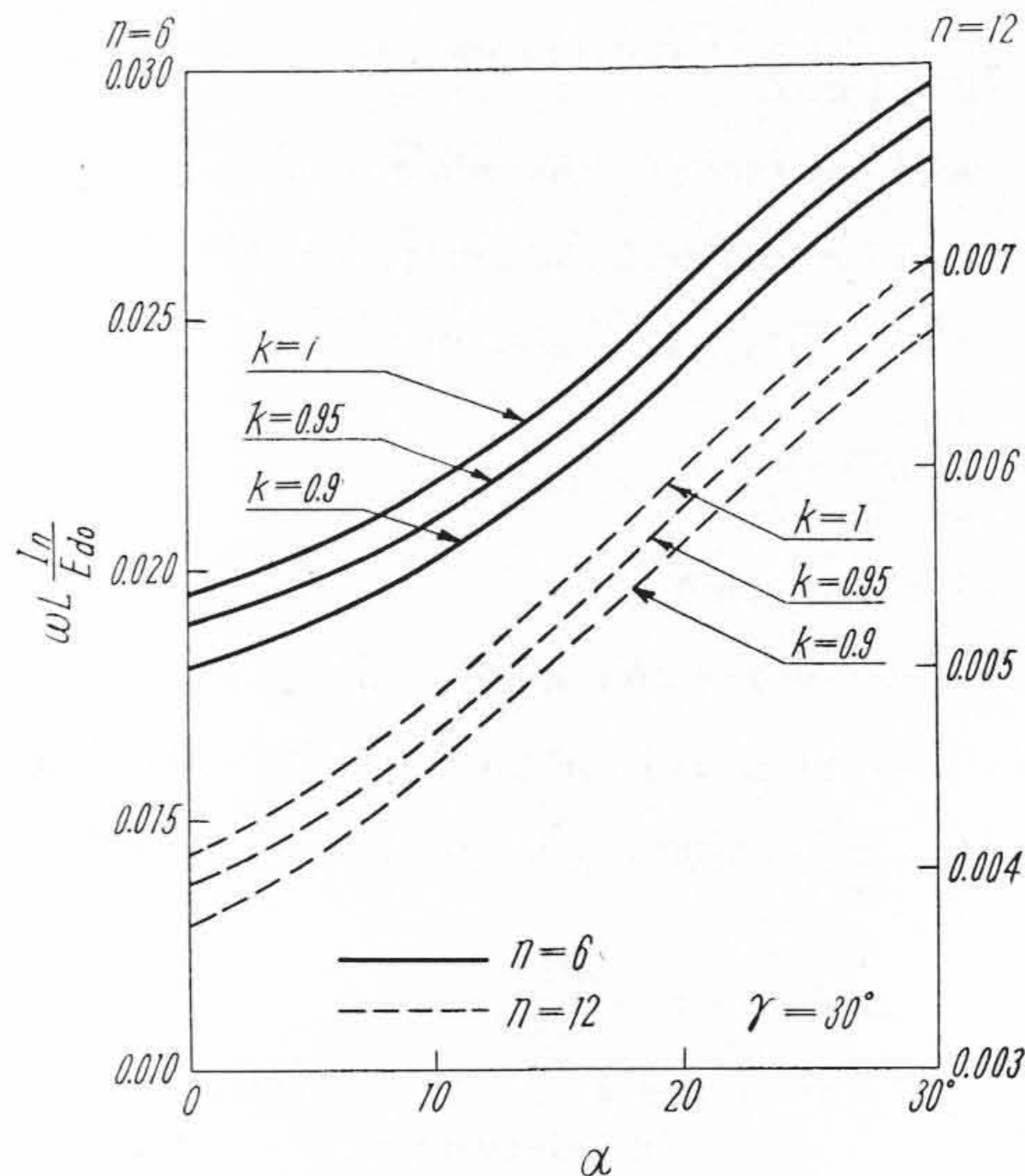
これより高調波最大値と n, α, γ, k との関係を計算して第 6 図に示す。(16) 式及び第 6 図から分る如く、高調波電流は α, γ, k の大なる程大で、n, L の大なる程小である。

次に電流第 n 調波脈動率 I_n/I_a × 100 を考えると、(16) 式及び (5) 式から

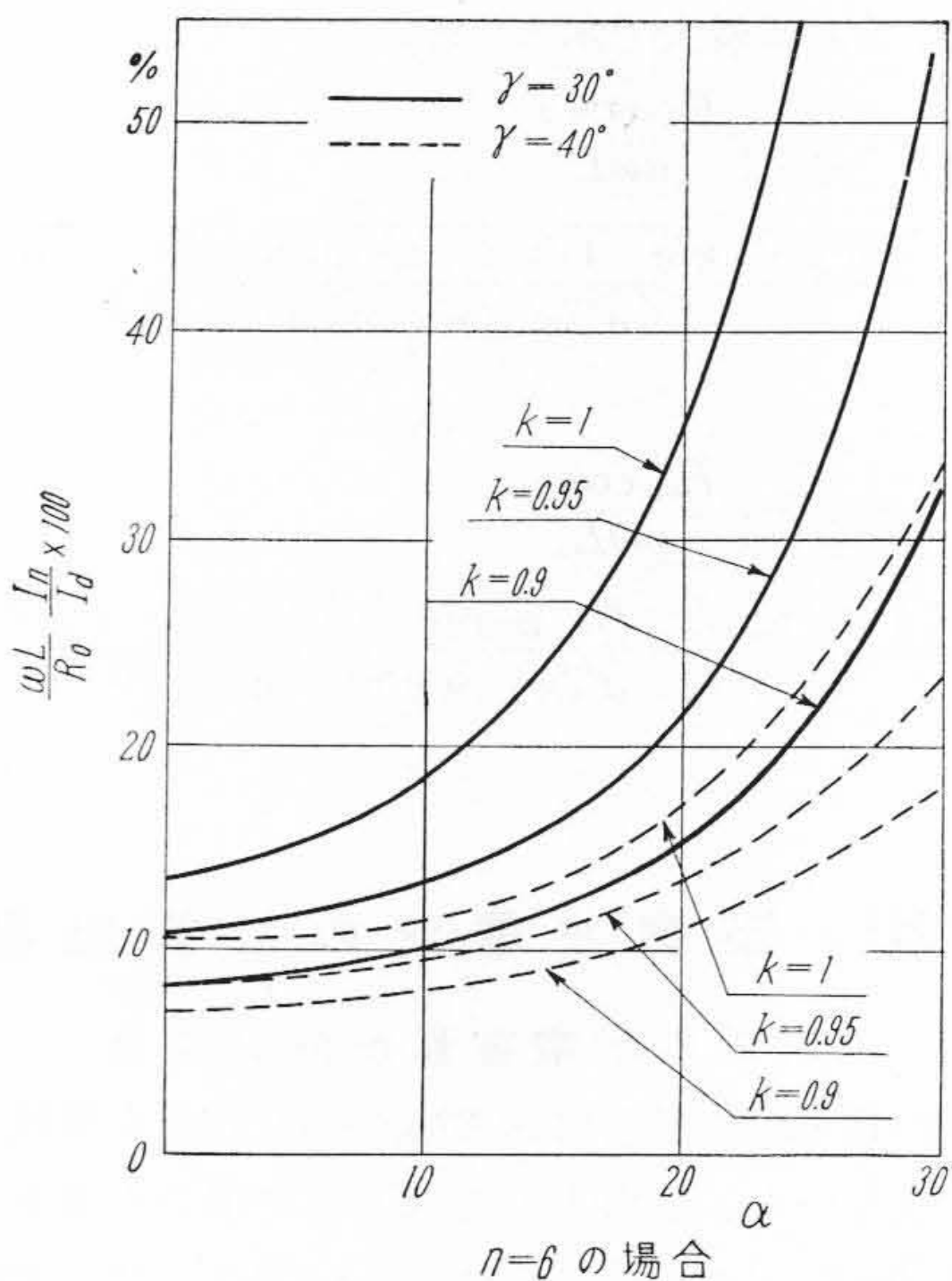
$$\frac{I_n}{I_a} = \frac{R_0}{\omega L} \frac{1}{n(n^2 - 1)} \frac{\sqrt{1 + n^2 \tan^2 \alpha} + K \sqrt{1 + n^2 \tan^2 \gamma}}{1 - K}$$

を得る。これより脈動率を計算した結果を第 7 図乃至第 9 図に示す。α, k の大なる程脈動率は大きであるが、逆変換装置の点弧進み角 γ の大なる程脈動率は小である。これは γ の大なる程高調波最大値は第 6 図のように大であるが、I_a がそれ以上に大になる為である。MR の格子制御角 α の変化に対して脈動率が大きく変わるのは、同様に I_a の変化に左右される為である。従つて負荷或いは電圧の変動に対しては脈動率は大きく変化するが、定電流或いは定電圧制御を格子制御角の調整により行う時は、この変動を小さく押えることが出来る。尚電流が途切れないとした仮定から I_n/I_a < 1 なる条件が課される。

第 n 調波脈動率として更に (16) 式から書換えると



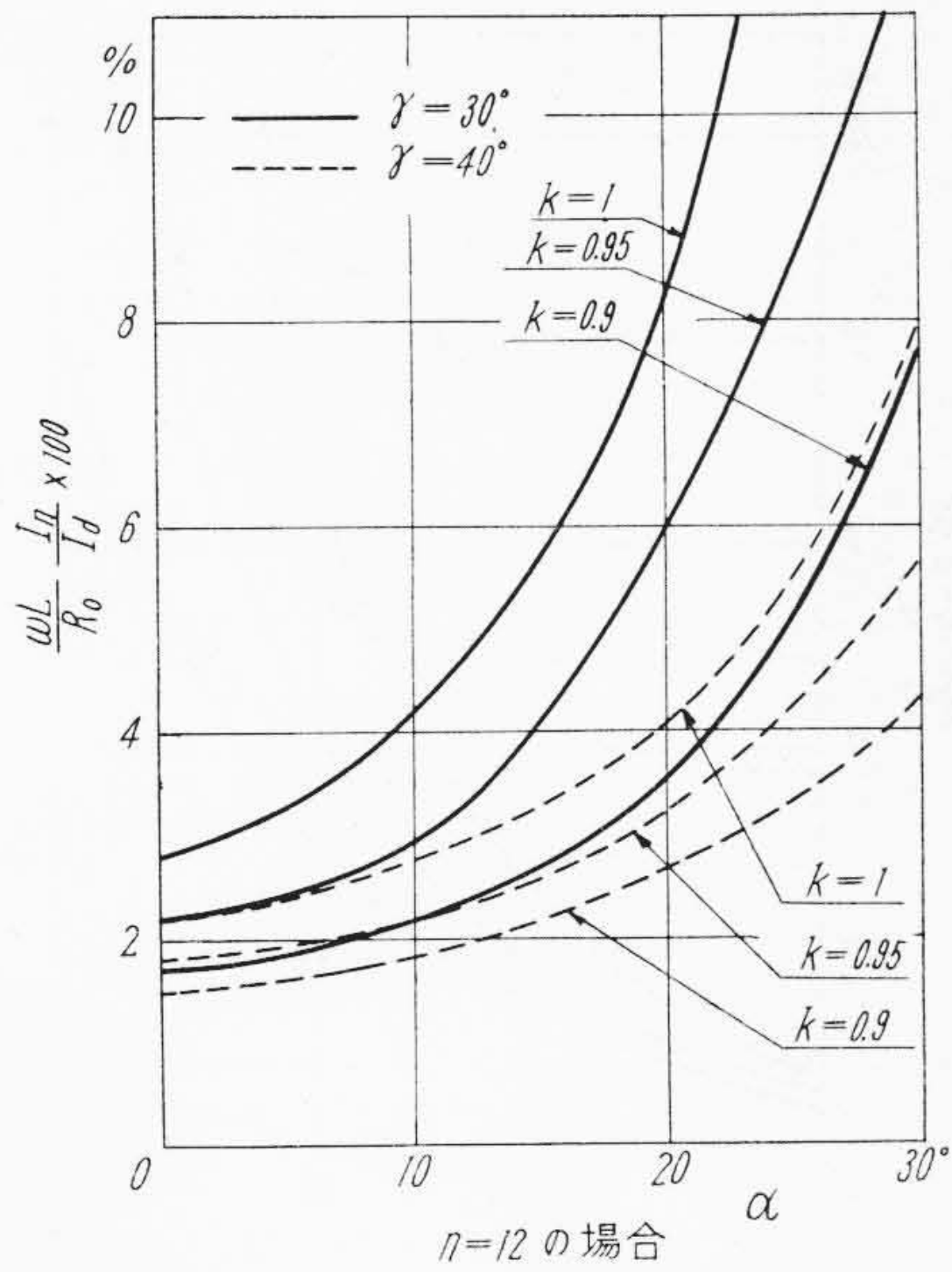
第 6 図 高調波最大値と α との関係 (C=0 の場合)
Fig. 6. Relation between Max Value of Harmonics and α (C=0)



第 7 図 電流調波脈動率と α との関係 (n=6, C=0 の場合)
Fig. 7. Relation between the Harmonics Current Ripple Percentage and α (n=6, C=0)

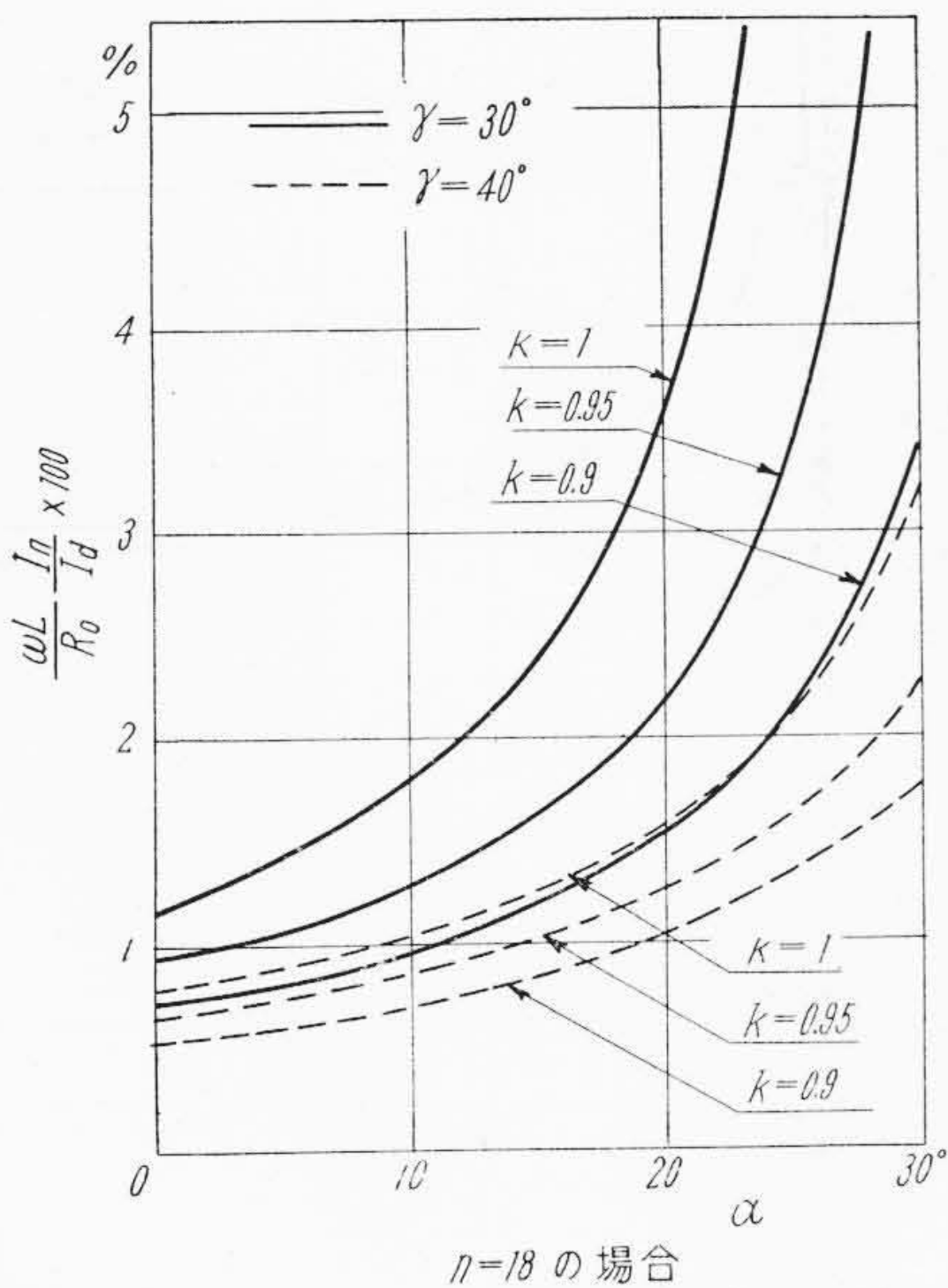
$$\frac{I_n}{I_a} = \frac{1}{\omega L} \frac{1}{n(n^2 - 1)} \{ \sqrt{1 + n^2 \tan^2 \alpha} + K \sqrt{1 + n^2 \tan^2 \gamma} \} \times \frac{E_{a0} \cos \alpha}{I_a}$$

と表わされる。{ } の中は、α が 0 に近い時は略々第 2 項に支配され、且つ根号の中の n² tan² γ に比し 1 は無視出来る。又 α が大であれば、両項の根号の中は共に



第8図 電流調波脈動率と α との関係
($n=12, C=0$ の場合)

Fig. 8. Relation between the Harmonics Current Ripple Percentage and α
($n=12, C=0$)



第9図 電流調波脈動率と α との関係
($n=18, C=0$ の場合)

Fig. 9. Relation between the Harmonics Current Ripple Percentage and α
($n=18, C=0$)

1を無視出来る。 α, γ, k は多くの場合或範囲内の値に限定される故、脈動率としては一般に次の如く簡単に書き表わされる。

$$\frac{I_n}{I_a} \propto \frac{1}{\omega L} \frac{1}{n^2} \frac{E_{a0} \cos \alpha}{I_a} \dots \dots \dots (17)$$

$E_{a0} \cos \alpha$ は送電端電圧であるが、これは受電端を考慮しても差支えない。従つて(19)式を言葉で表わせば、電流調波脈動率は直流電圧に比例し、直流電流、直列リアクトルのインダクタンス及び相数の自乗に反比例する。この関係により、相異なる二つの回路に対し、直列リアクトルの値或いは脈動率を相似的に比較することが出来る。

(2) 静電容量を考慮した場合

多くの場合送電線の抵抗 R_n は $n\omega L$ に対して無視出来る。即ち $a \ll n$ である。従つて(8)乃至(12)式に於て a^2 を省略することが出来る。この時 Ω_n を与える(10)式は前節の(14)式と一致する。即ち送受両端電流 I_{1n}, I_{2n} の最大値及び最小値を与える位相差 φ は、 $C=0$ の場合の値と相等しく、 φ_{min} は第5図で与えられる。しかし φ に対する高調波の変化は、 $C=0$ の場合より小で最小値と最大値との比は1に近くなる。故に以後は φ に対する最大値のみを考えることにする。その時は(11)(12)両式より次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} I_{1n} &= \frac{2E_{a0} \cos \alpha}{(n^2-1)n\omega L} \\ &\times \frac{|n^2b-1| \sqrt{1+n^2 \tan^2 \alpha} + K \sqrt{1+n^2 \tan^2 \gamma}}{|n^2b-2|} \\ I_{2n} &= \frac{2E_{a0} \cos \alpha}{(n^2-1)n\omega L} \\ &\times \frac{\sqrt{1+n^2 \tan^2 \alpha} + K |n^2b-1| \sqrt{1+n^2 \tan^2 \gamma}}{|n^2b-2|} \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (18)$$

送電線としてケーブル使用の場合の如く、 n^2b が相当大なる時は、次の如く表わされる。

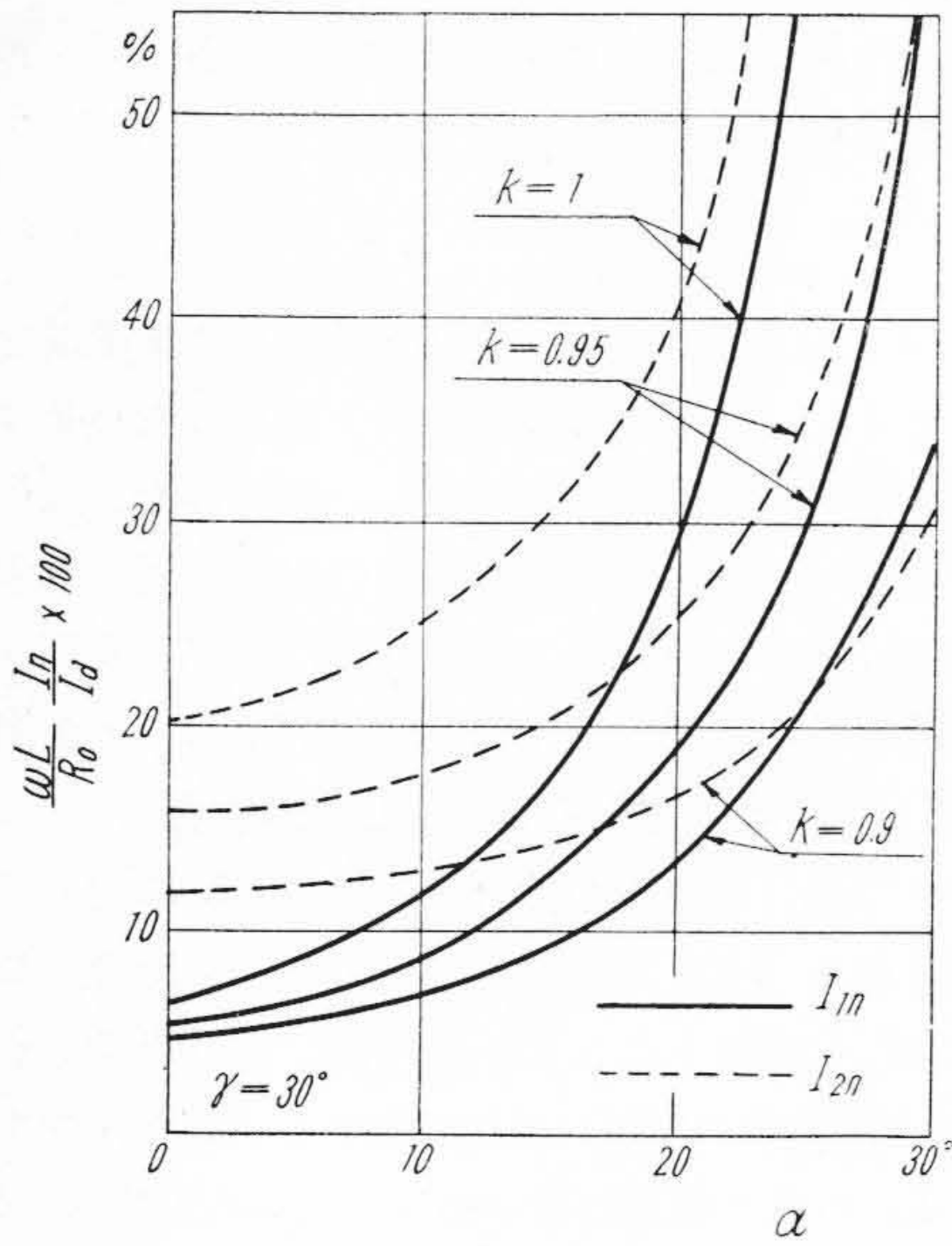
$$\left. \begin{aligned} I_{1n} &= \frac{2}{n^2-1} \frac{Ed_0 \cos \alpha}{n\omega L} \sqrt{1+n^2 \tan^2 \alpha} \\ I_{2n} &= \frac{2}{n^2-1} \frac{kE_{a0} \cos \gamma}{n\omega L} \sqrt{1+n^2 \tan^2 \gamma} \end{aligned} \right\} \dots \dots (19)$$

即ち送電端高調波最大値 I_{1n} は、 C 及び受電端の状態に無関係で、送電端に於ける状態のみで定まる。受電端高調波についても同様のことが云える。電流調波脈動率としては(15),(19)両式より次の如く表わされる。

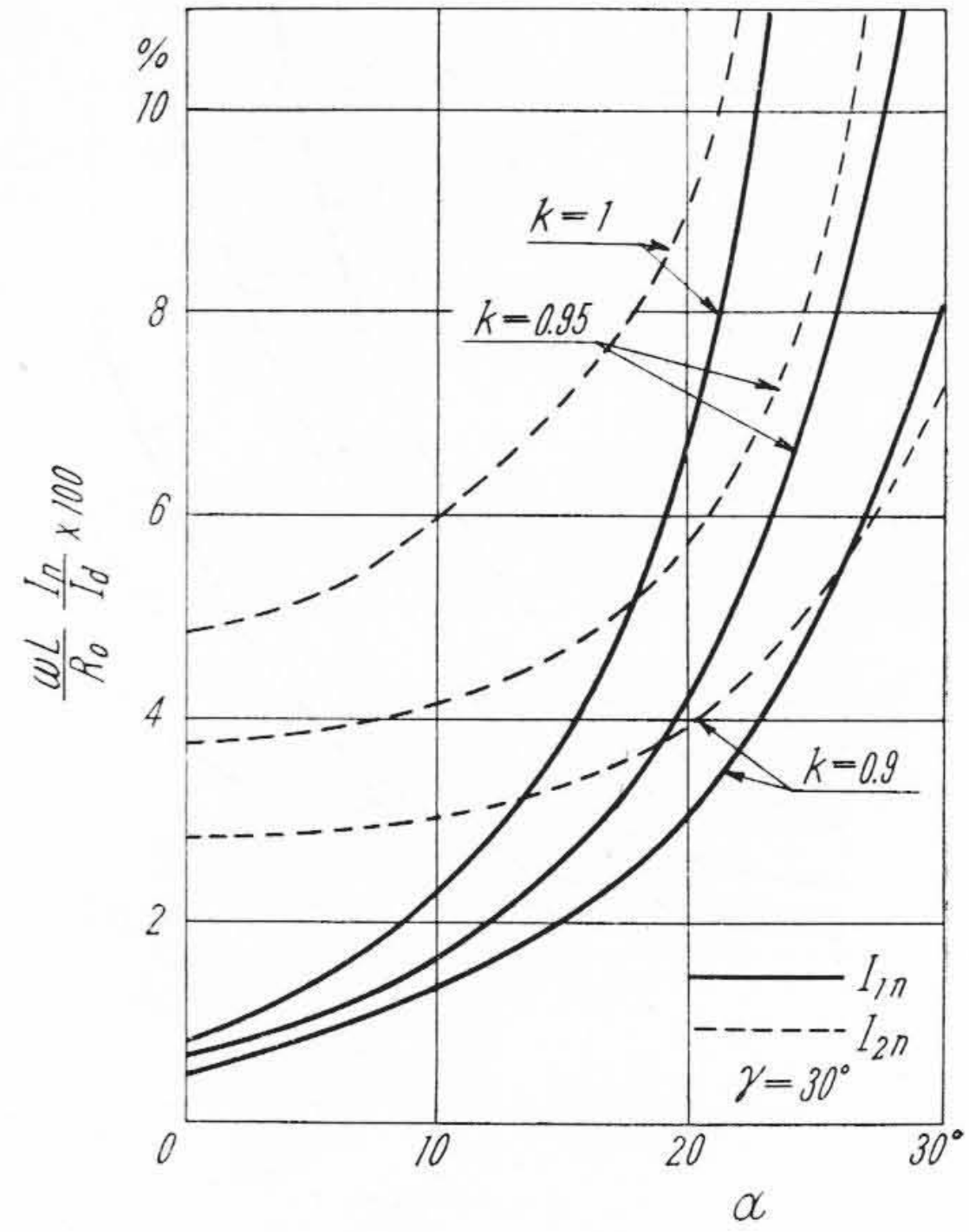
$$\frac{I_{1n}}{I_a} = \frac{R_0}{\omega L} \frac{2}{n(n^2-1)} \frac{\sqrt{1+n^2 \tan^2 \alpha}}{1-K}$$

$$\frac{I_{2n}}{I_a} = \frac{R_0}{\omega L} \frac{2K}{n(n^2-1)} \frac{\sqrt{1+n^2 \tan^2 \gamma}}{1-K}$$

上式を図示すれば第10図(次頁参照)の如くなる。これより多くの場合 $I_{1n} < I_{2n}$ で、 I_{1n} と I_{2n} の算術平均が $C=0$ の場合の I_n になることが分る。



(a) $n=6$ の場合



(b) $n=12$ の場合

第 10 図 電 流 調 波 脈 動 率 と α と の 関 係
($\omega^2 LC$ が大なる場合)

Fig. 10. Relation between the Harmonics Current Ripple Percentage and α
(when $\omega^2 LC$ is large)

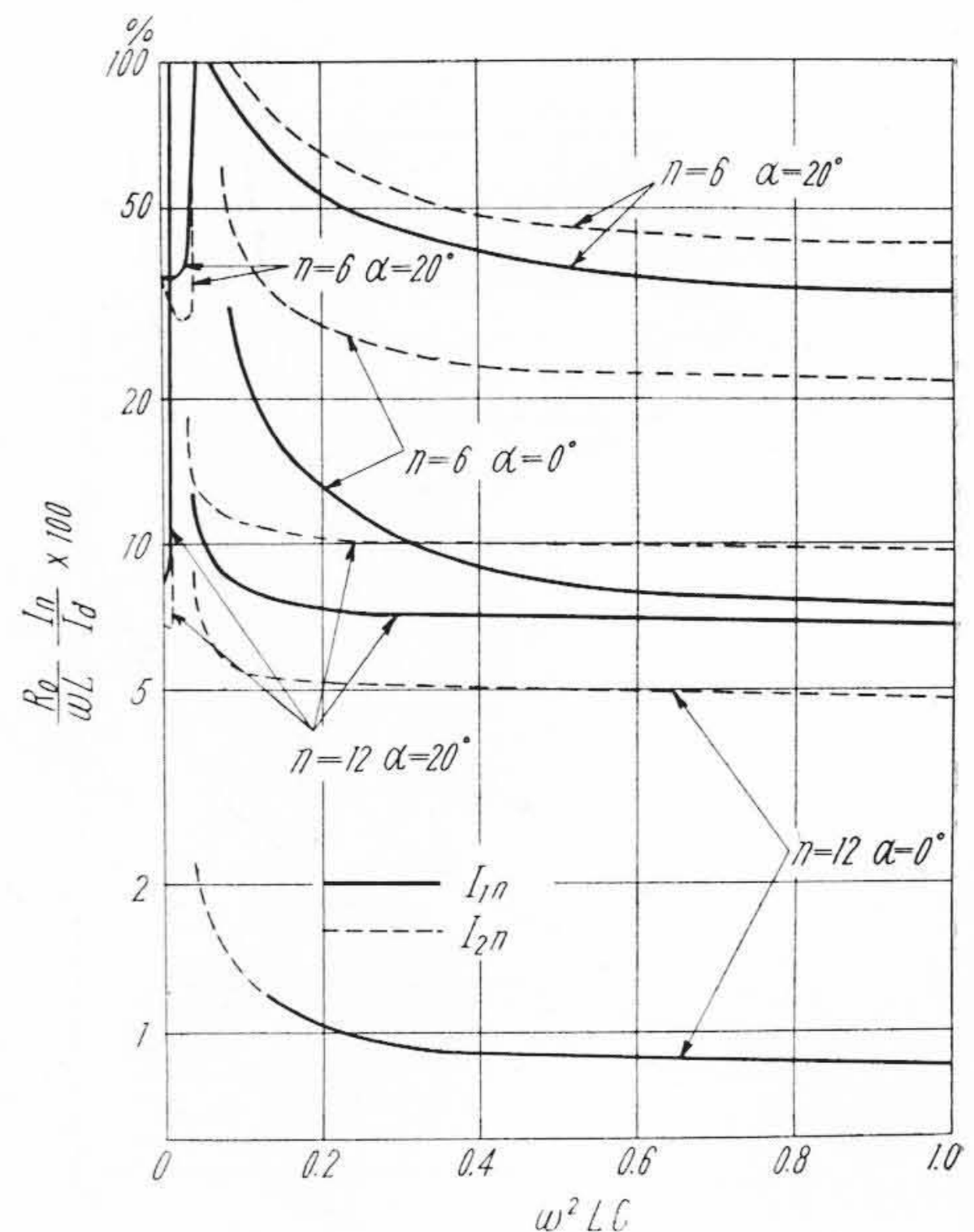
次に b が小なる場合を考える。(18) 式より $\omega^2 LC$ と脈動率 $I_{1n}/I_a, I_{2n}/I_d$ との関係を計算して第 11 図に示す。 b が小なるに従い I_{1n}, I_{2n} は漸次増加の度を増し、 $n^2 b=2$ で第 n 調波共振に至る。これは電流が途切れることになる。 $n^2 b$ が 2 より小になると、 I_{1n}, I_{2n} は減少し $n_2=1$ では (19) 式の I_{1n}, I_{2n} を交換した値になる。更に b が減少すると I_{1n} は減少、 I_{2n} は増加し、 $b=0$ で前節の場合に一致し、共に (16) 式で表わされる。実際には $n^2 b \rightarrow 2$ に於ても抵抗 R_n が存在する故、 $I_{1n}, I_{2n} \rightarrow \infty$ にはならない。 $n^2 b=2$ の場合小ではあるが R_n を考慮すると、(11), (12) 式は 1 に対して a^2/n^2 を無視して次の如くなる。

$$I_{1n} = I_{2n} = \frac{1}{n^2 - 1} \frac{E_{a0} \cos \alpha}{R_n} \times \{ \sqrt{1 + n^2 \tan^2 \alpha} + K \sqrt{1 + n^2 \tan^2 \gamma} \}$$

即ち (16) 式から分る如く、 $C=0$ の場合の I_n (第 6 図) の n/a 倍になり、 $R_n \ll n\omega L$ では非常に大きくなる。これより考えるに、 R_n が $n\omega L$ に比し小なる時は、 $n^2 b=2$ になることを避けて

$$n^2 \omega^2 LC < 1 \quad \text{或いは} \quad n^2 \omega^2 LC > 10$$

となるように直列リアクトルの大きさを定めるべきである。この点、架空線を使用する場合は注意しなければならない。その時は電圧、電流、相数、 L 等に関して前節と同様に (17) 式の関係が成立つ。



第 11 図 電 流 調 波 脈 動 率 と LC と の 関 係
($k=1, \gamma=30^\circ$ の場合)

Fig. 11. Relation between the Harmonics Current Ripple Percentage and α
($k=1, \gamma=30^\circ$)

[IV] 結 言

以上明らかになつたことを簡単にまとめると

1. 直流電流の脈動率は、一般に直流電圧に比例し、直流電流、直列リアクトルのインダクタンス及び相数の自乗に反比例する。又順変換装置の点弧遅れ角 α 及び両端電圧比 k の大なる程大で、逆変換装置の格子制御角 r の大なる程小である。
2. 高調波電流最大値は α, r, k の大なる程大で、 n^2, L に略々反比例する。
3. 高調波電流は送受両端変換器の位相差により大きな変化を受ける。従つて高調波電流を減少せしめるためには、予め適当な変圧器結線により、適当な位相差をえらぶことが必要である。
4. $n^2\omega^2LC=2$ で第 n 調波は相当大になる。これを防ぐには $n^2\omega^2LC < 1$ 或いは $n^2\omega^2LC > 10$ になる如く直列リアクトルの大きさを定めることが必要である。

以上によつて、直流送電或は周波数変換装置に於て具体的に回路電圧、変換電力、電弧変換装置の相数、送電線回路の常数等が与えられた場合に、 MR 及び MI の格子制御角 α 及び r の種々の変化に対する直流電流高調波の変化する有様がほゞ明かになつた。

本文の計算は送電線を集中回路定数として行つてあるが、実際の場合の分布常数回路の場合もこれによつて十分類推出来ると考えられる。

直流電流調波脈動率を幾何に制限すべきか、又そのために幾何の直列リアクトルを設置するかと云う問題は、変換回路全体の問題に関連し、電圧脈動の抑制、回路の過渡現象等を考慮に入れた過渡電流の抑制等の技術的事項及び経済的の事項等を含めて、総合的に決定されるべきものである。本文はこれらの総合的な考察の一助ともなれば幸であるが、筆者未熟の為誤りなきやをおそれる。大方の御批判を得たい次第である。

参 考 文 献

- (1) 秦、久保：水銀整流器 p. 324

第 35 卷 日 立 評 論 第 5 号

- ◎ 東北電力株式会社納片門発電所用水車及び発電機.....日立製作所・日立工場 { 高岸 月 正 行
高橋 昭 吉
- ◎ 高速度再閉路制弧遮断器と制御装置.....日立製作所・日立国分分工場 { 池田 正 一 郎
太田 原 康 夫
- ◎ 東北電力株式会社納 TM-12 型搬送式遠隔測定装置.. { 日立製作所・戸塚工場 福井 通 夫
日立製作所・日立国分分工場 滝田 武 夫
日立製作所・多賀工場 井沢 尊 生
- ◎ 衝撃電圧による放電率の決定に就いて.....日立製作所・日立研究所 笈川 俊 雄
- ◎ 東北電力株式会社納沼沢沼揚水発電所用ポンプのギヤビ
テーションに対するモデル実験.....日立製作所・亀有工場 横山 重 吉
- ◎ 35t ディーゼル電気機関車に就いて.....日立製作所・日立工場 牧野 田 浩
- ◎ セメント用コットレルの運転成果.....日立製作所・日立工場 { 田中 健 太 郎
和 地 潔
- ◎ 屯酸素装置の効率に就いて.....日立製作所・日立工場 松本 政 吉
- ◎ 八木空中線..... { 八木アンテナ株式会社 斎藤 五 一
日立製作所・戸塚工場 古 谷 勝 美
- ◎ 通信機器の MFP 処理と防湿包装.....日立製作所・戸塚工場 池田 恭
- ◎ 銅線の引抜時に於ける摩擦.....日立製作所・日立電線工場 { 久本 方 男
柿崎 公
- ◎ ガスタービン用耐熱鋼 Temken's 16-25-6 の熔接部に於ける機械的性質.....
日立製作所・日立工場 { 小野 健 二
小川 浩 三
- ◎ 高炭素高クロム鋼中のクロム分析方法に就いて.....日立製作所・安来工場 佃 清
- ◎ 歯車材の磨耗に及ぼす高周波焼入の効果....日立製作所・亀有工場 { 牧野 直 作
箭 内 賢 明

東京都千代田区丸の内1ノ4
(新丸の内ビルディング内)

日 立 評 論 社

誌代 { 1カ月 ¥100 〒12
6カ月 ¥430 (送料共)
1カ年 ¥840 (送料共)

特許月報

最近登録された日立製作所の特許及び実用新案 (その2)

区分	登録番号	名 称	工場名	発明考案者	登録年月日
実用新案	399421	発弧接触子付遮断器	日立工場	白土忠治 滑川	28. 1. 23
"	399422	弧光接触子付遮断器	日立工場	白土忠治	"
"	399432	過電流継電器	日立工場	合田 勇	"
"	399433	直流電磁石取付装置	日立工場	白土忠治	"
"	399434	電気車用砂撒箱透視装置	日立工場	坂本繁三 滑川	"
"	399436	自在接手	日立工場	沢幡寅治	"
"	399521	横軸回転電機の固定子揚げ卸し装置	日立工場	菊地 弥十郎	"
"	399522	水素冷却電機の水素補給装置	日立工場	高林 乍人	"
"	399423	バケットコンベヤのバケット転倒装置	笠戸工場	佐々木 精治	"
"	399417	巻上機	亀有工場	青木 勝	"
"	399424	サイドチプラーの自動運転装置	亀有工場	大西 昇	"
"	399426	巻上機の制御ハンドル装置	亀有工場	渋谷 英寅	"
"	399398	冷蔵庫	栃木工場	楠本 陽一郎	"
"	399410	冷蔵庫	栃木工場	楠本 陽一郎	"
"	399428	冷蔵庫用コンデンサー	栃木工場	楠本 陽一郎	"
"	399429	冷蔵庫用蒸発器	栃木工場	楠本 陽一郎	"
"	399430	冷蔵庫	栃木工場	楠本 陽一郎	"
"	399431	ターボブロアー	栃木工場	栗本 正雄	"
"	399435	冷蔵庫用コンデンサー	栃木工場	楠本 陽一郎	"
"	399437	冷蔵庫用棚網	栃木工場	楠本 陽一郎	"
"	399438	冷蔵庫棚受け装置	栃木工場	楠本 陽一郎	"
"	399439	密閉型電動冷媒圧縮機に於ける導線口出プラグ	栃木工場	松 清 達	"
"	399449	冷蔵庫用コンデンサー	栃木工場	三瓶 健吉	"
"	399405	プーリーに使用する含油合金メタル	多賀工場	安島 忠義	"
"	399408	圧力スイッチ	多賀工場	大泉 龍次	"
"	399409	真空掃除機の排塵装置	多賀工場	安川 昌平	"
"	399414	ホース口金取付装置	多賀工場	益子 三郎	"
"	399418	ホイスト走行速度制御装置	多賀工場	加茂谷 春一	"
"	399425	二箇所操作式ホイスト制御装置	多賀工場	横内直中 加茂谷春一	"
"	399427	プーリ軸受給油装置	多賀工場	安島 忠義	"
実用新案	399440	油入遮断器可動接触部	多賀工場	小原 正博	28. 1. 23