

高周波インバータの特性

Characteristics of High-frequency Inverter

福井 宏*
Hiroshi Fukui

林田 弘*
Hiroshi Hayashida

高林 乍人**
Hayato Takabayashi

要 旨

現在サイリスタを用いた高周波インバータの実用的な動作周波数は、数十キロヘルツまでと考えられていたが、本稿では100 kHz以上、数百ワットの電源を試作し、その諸特性を示した。特にサイリスタのターンオン損失およびタイムシェアリングインバータの出力限界について検討した。

その結果、サイリスタ電流とスイッチング損失の間には簡単な実験式が成り立ち、回路損失の大部分をスイッチング損失が占めていることが明らかになった。

1. 緒 言

現在サイリスタの応用分野は商用周波からしだいに高周波へと広がっており、サイリスタインバータを高周波電源に応用しようとする試みが行なわれるようになってきた。高周波インバータとしては一般に自然転流方式の直列インバータがよく知られているが、その動作周波数はターンオフタイムで決まり、約20 kHzが限度であった。1963年トムプソン氏⁽¹⁾⁽²⁾はタイムシェアリングインバータにより50 kHz、100 Wの電源を報告している。本稿はさらに高い周波数を目標として100 kHz以上、数百ワットの電源を試作し、サイリスタの高周波応用の基礎資料を得ることを目的とするもので、特にターンオン時のサイリスタの損失およびタイムシェアリングインバータの出力限界について検討した結果を述べる。

2. タイムシェアリングインバータ

2.1 タイムシェアリングインバータの動作説明

タイムシェアリングインバータは基本的には直列インバータで、その組合せによりターンオフタイムによる動作周波数の制約を受けない方式である。この方式の代表的な三つの回路は⁽³⁾、

- (1) 直列インバータのコンデンサカップリング方式
- (2) 直列インバータのトランスカップリング方式
- (3) 自然転流形チョップ回路の並列接続方式

である。方式(2)ではトランスの漏れリアクタンスが回路動作に影響する。また、方式(3)はサイリスタの個数が多くなる。本稿では図1に示す方式(1)を採用した。サイリスタは図1の番号順に点弧され、各サイリスタの逆電圧期間はそれと直列に接続されているサイリスタが点弧するまでの期間である。したがって直列インバータのユニット数 n_P と出力周波数 f とターンオフタイム t_{off} の間には次の関係がある。

$$n_P \geq 2ft_{off} + 1 \quad (1)$$

図1のユニット数 $n_P=5$ は $f=100$ kHz、 $t_{off}=16$ μ sとして(1)式より得られる。このインバータの特徴は同時に2個以上のサイリスタが通電しても運転可能であり、回路のリアクトルとコンデンサの共振周波数は必ずしも出力周波数に限定されないことである。むしろサイリスタ電流を重ねることにより、電圧波形を改善することができる。また、サイリスタ電流に重なりがない場合、タイムシェアリングインバータの回路動作は直列インバータと同じであるが、転流コンデンサの電圧が電源電圧と負荷電圧の最大値の和より高い電圧に保持されるという制約条件が付加されている。

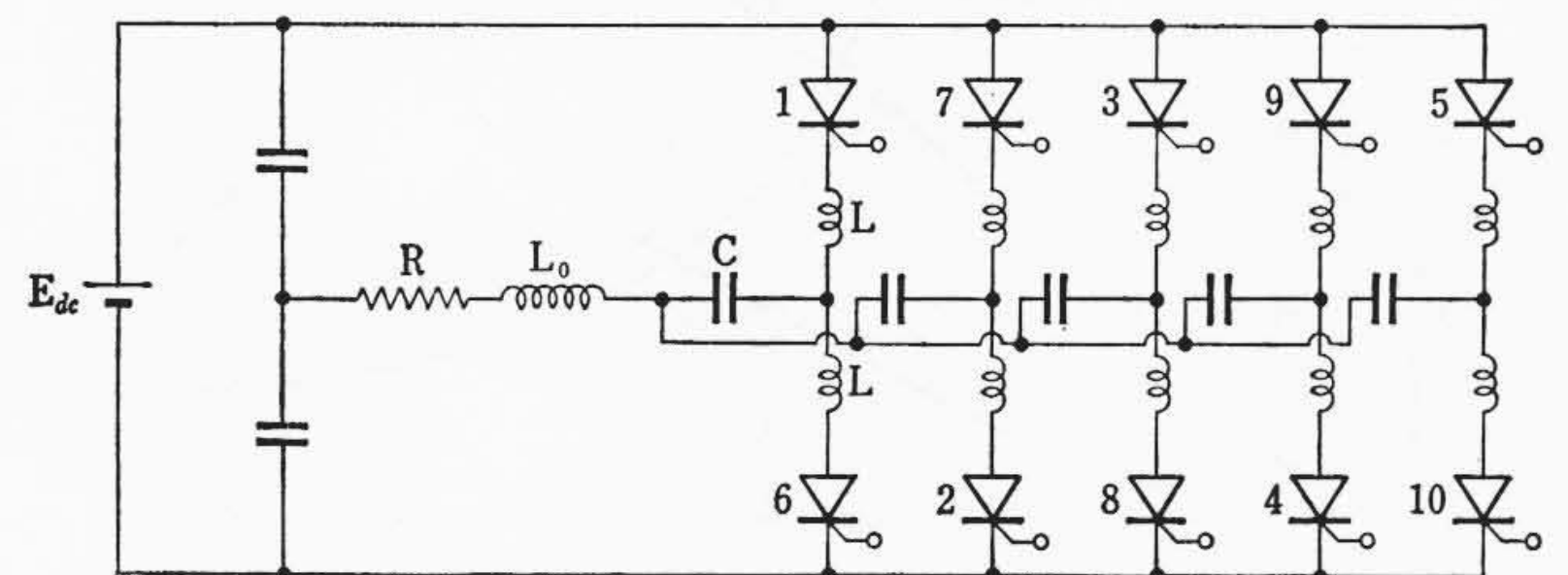


図1 タイムシェアリングインバータ回路

表1 サイリスタ CR03VE の定格と記号

	記 号	CR03VE
平均順電流	I	16A
最大順電流上昇率	di/dt	30A/ μ s
せん頭順、逆阻止電圧	Vp	400 V
ターンオフタイム	t _{off}	15 μ s
最大順電圧上昇率	dv/dt	50 V/ μ s

2.2 回路設計

サイリスタ電流に重なりがないとして導出されたトムプソン氏の式により回路定数を決定する。

いま、出力電力 W 、出力周波数 f 、入力電圧 E_{dc} 、入力電力 P 、効率 η とし、負荷抵抗 R 、負荷リアクトル L_0 、転流コンデンサ C 、転流リアクトル L 、ならびに回路の Q

$$Q = \left(\frac{1}{R} \sqrt{\frac{L+L_0}{C}} \right)$$

を与えるとサイリスタ電流の最大値 i_{SP} 、負荷電圧の最大値 v_{RP} などの間には次の関係がある。

$$P = W/\eta \quad (2)$$

$$i_{SP} = \pi P / E_{dc} \quad (3)$$

$$R = 2W / i_{SP}^2 \quad (4)$$

$$v_{RP} = Ri_{SP} \quad (5)$$

$$C = 1 / (2\pi QfR) \quad (6)$$

$$L = QR / 2\pi f \quad (7)$$

次にこの回路の制限条件を示す。記号は表1に説明されている。

$$t_{off} < 1 / [2f(n_P - 1)] \quad (8)$$

$$I_{SP} > i_{SP} \quad (9)$$

$$V_P > E_{dc} / 2 + v_{RP} \sqrt{Q^2 + 1} \quad (10)$$

$$dv/dt > 2\pi f v_{RP} \sqrt{Q^2 + 1} \quad (11)$$

I_{SP} : サイリスタ正弦波電流最大値の許容値、3.2参照

コンデンサの充電電圧が Qv_{RP} であるから、サイリスタの逆電圧

* 日立製作所日立研究所

** 日立製作所日立研究所 工学博士

表2 設定条件と回路定数

設定条件			回路定数		
W	500	(W)	C	0.3	(μ F)
f	100	(kHz)	L	10.0	(μ H)
E_{dc}	100	(V)	R	0.5~6.5	(Ω)
η	0.7		Lo	1.0	(μ H)
Q	2.5				

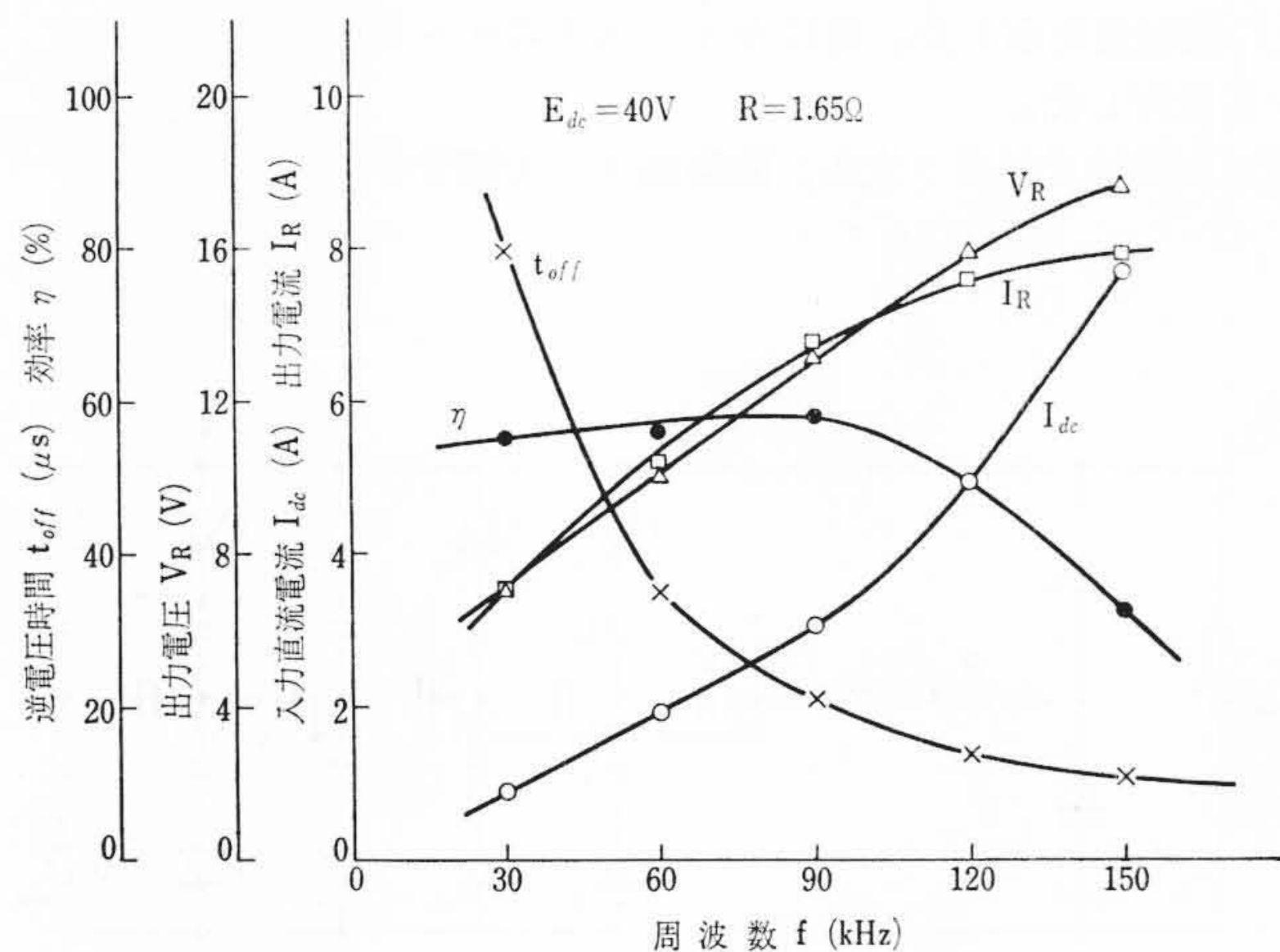


図2 周波数 f に対するインバータの特性

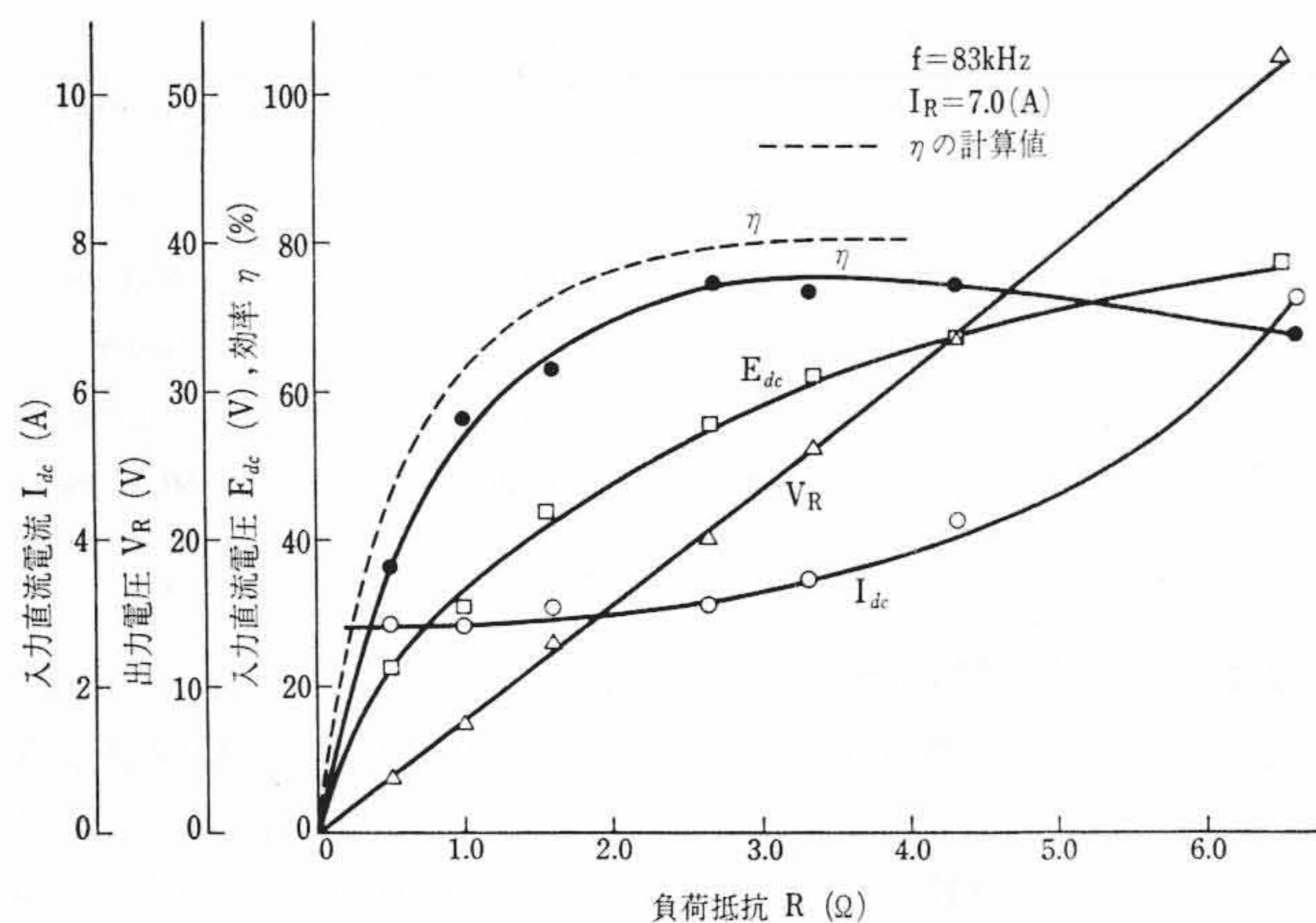


図3 負荷抵抗 R に対するインバータ特性

を保持するためには

$$Q_{VRP} > E_{dc}/2 + V_{RP} \quad (12)$$

設定条件および(2)~(12)式に従って決定した回路定数は表2に示すとおりである。なおCR 03 VEの定格は表1に示されている。

2.3 インバータの特性

図1によるインバータ特性を示したのが図2, 3である。一例として動作周波数 100 kHz, 550 Wの各部の実測波形を図4に示す。このときのサイリスタの逆電圧期間は 16 μ s, 通電期間 T_r は 6 μ s である。なお, ゲート電流の立ち上りは 0.8 A/ μ s である。

3. ターンオンスイッチング損失

サイリスタの損失はおもに次の三つの損失よりなる。

- (1) ターンオン直後の損失 (以後スイッチング損失と呼ぶ)
- (2) 通電領域が広がった定常時の損失
- (3) ターンオフ時の損失

商用周波でサイリスタを使用する場合は(2)の損失が支配的であるが, 通電期間が 10 μ s 以下になると, 損失の大部分をスイッチン

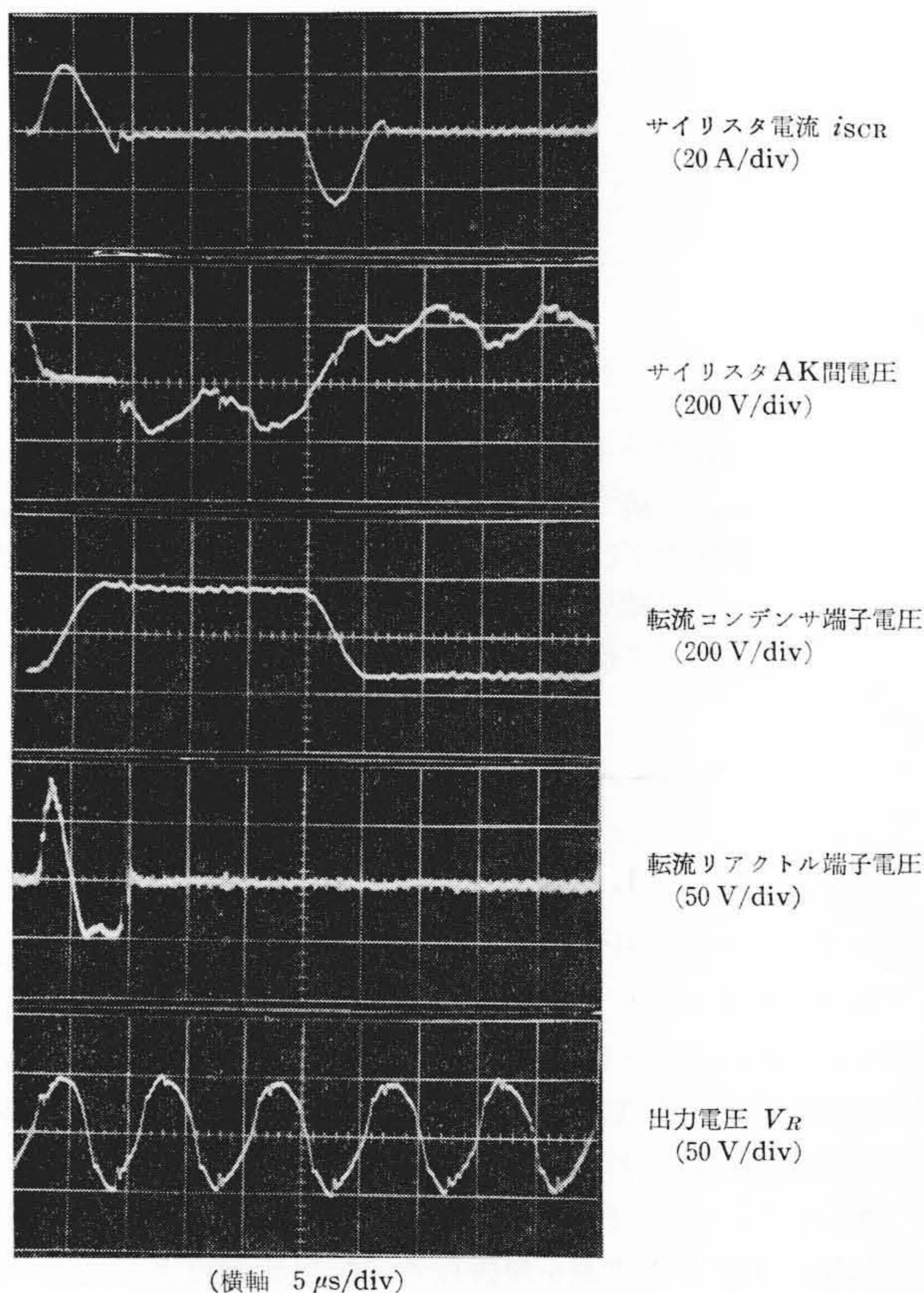


図4 インバータの各部の波形 ($f=100$ kHz)

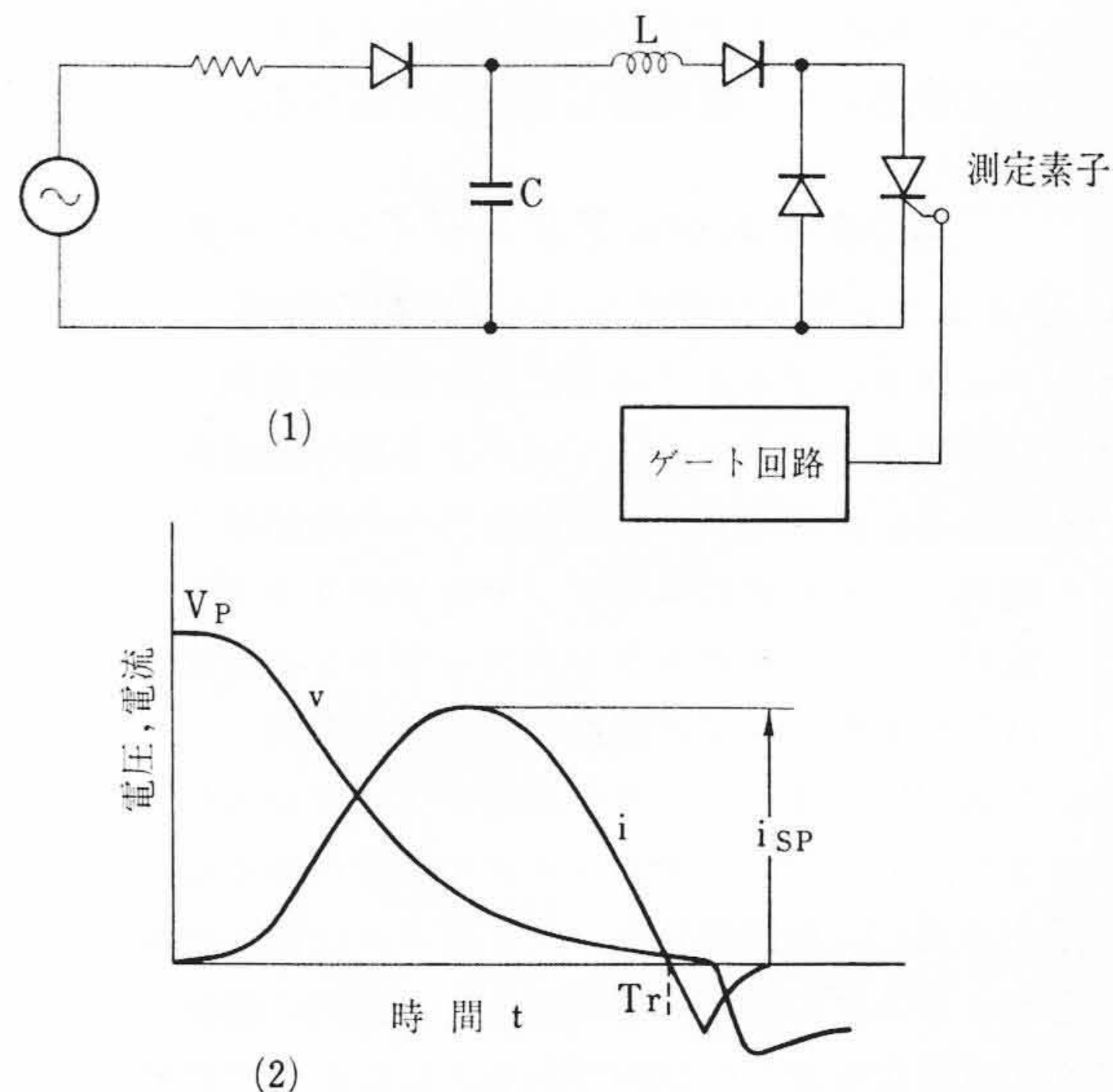


図5 ターンオン特性測定回路と電圧, 電流波形

グ損失が占めるようになる。なお, ターンオフ損失は後述するようにスイッチング損失に比べて小さい。したがって, 本稿では特にスイッチング損失について調べることにした。次の四つの条件がターンオン特性に影響することが知られている。

- (1) ゲート電流
- (2) 点弧前順阻止電圧
- (3) サイリスタ電流波形
- (4) ベース温度

図5の(1)は測定回路を示したもので, 通電期間 T_r はインバータの動作領域内の 1 μ s~10 μ s である。使用したサイリスタは前記のCR 03 VEである。図5の(2)はサイリスタの電圧 V , 電流 i の波形であり, スwitchング損失 W_{los} は

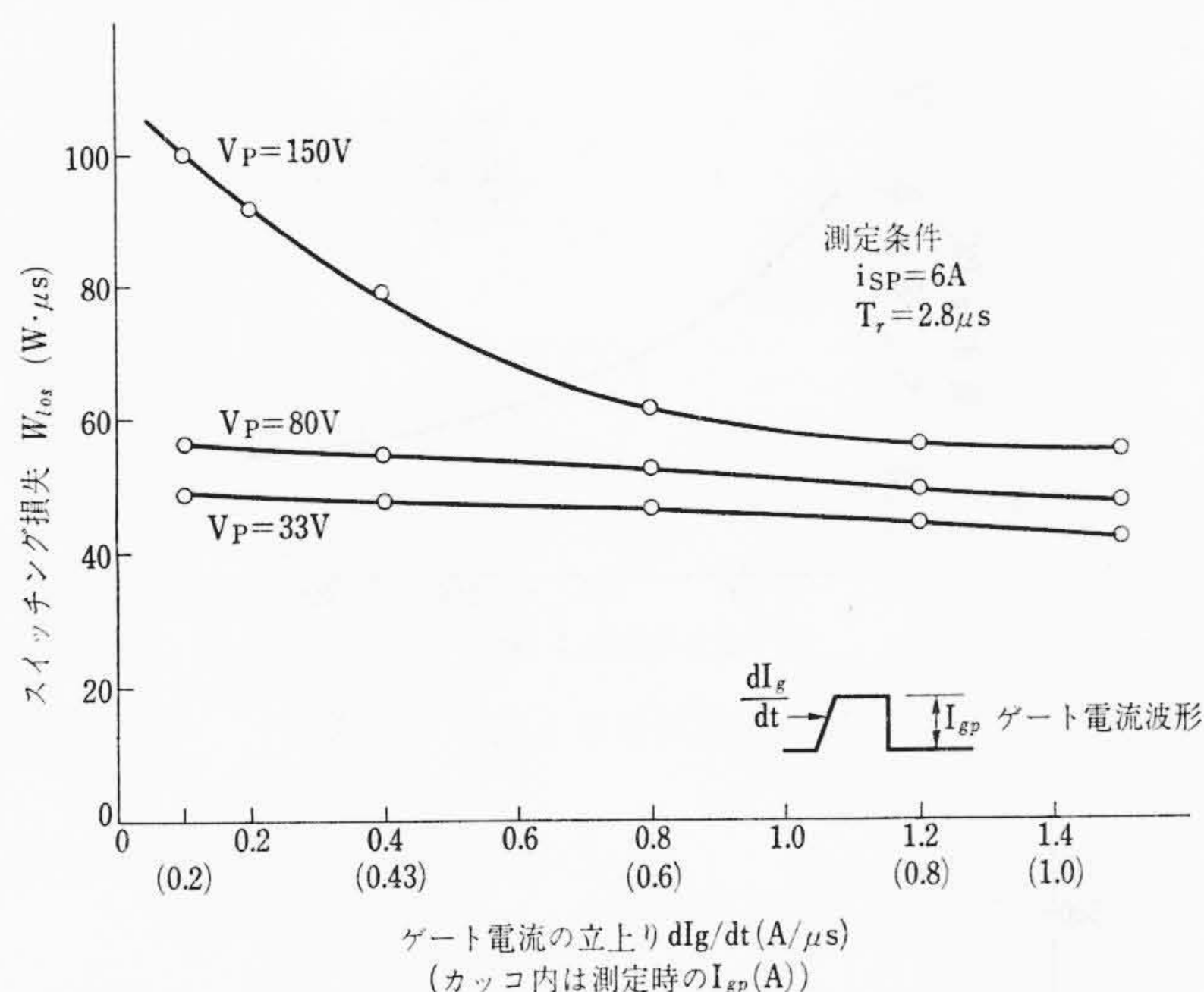


図6 ゲート電流、点弧前順阻止電圧とスイッチング損失の関係

$$\int_0^{T_r} v i dt$$

である。

3.1 ゲート電流、点弧前順阻止電圧およびベース温度の影響

サイリスタの電流波形を同一とし、繰返し周波数 50 Hz のときのゲート電流とスイッチング損失 W_{los} の関係を示したのが図6である。点弧前順阻止電圧 V_P によってゲート電流のスイッチング損失に及ぼす影響が異なっている。ゲート電流の大きさおよび立ち上りが増大するに従ってスイッチング損失の変化幅は小さくなる。またベース温度によるスイッチング損失の変化は 30~70°C で 5% 以内であった。

3.2 サイリスタ電流波形の影響

サイリスタ電流の通電期間を一定として、サイリスタ電流の最大値で順方向降下電圧 v を規格化した波形が図7である。図8はサイリスタ電流の最大値を一定として、縦軸を通電時間×順方向降下電圧、横軸を時間/通電時間で規格化した波形である。したがって、順方向降下電圧 v は電流波形が正弦波の場合は実験的に

$$v = i_{SP} g(t/T_r)/T_r \dots\dots\dots (13)$$

と表わされる。図9はスイッチング損失 W_{los} と電流 i_{SP} の関係を示したもので、実験的に次の式が成り立つ。

$$\sqrt{W_{los}} = 0.9 i_{SP} + 4 \dots\dots\dots (14)$$

ただし、定数は素子によって多少のばらつきが見られる。なお、サイリスタを高周波で使用する時の熱抵抗に関する報告はほとんどなく、明確な値を得ることができなかった。回路設計の電流量は商用周波数の熱抵抗より算出された。ユニット数 5、出力周波数 100 kHz では $I_{SP}=30A$ であった。

4. 高周波インバータの効率

商用周波においてはサイリスタ電圧は点弧した瞬間に FVD になると考えることができるが、3. で述べてきたように高周波においてはこの近似は成立しない。一例として図4の $f=100$ kHz の各部の損失を実測するとスイッチング損失 60%、ターンオフ損失 20%、抵抗損失 20% であり、効率はほとんどスイッチング損失で決る。ゲート電流がじゅうぶんであれば、電流とスイッチング損失の間には(14)式のような簡単な実験式が成り立っている。(14)式によるスイッチング損失より計算された効率を図3の点線で示した。計算値と実測値の傾向は比較的良好に一致している。ただし、 $R=3\Omega$ より効率の実測値が減少するのは、負荷電圧が上昇して、相互干渉のため

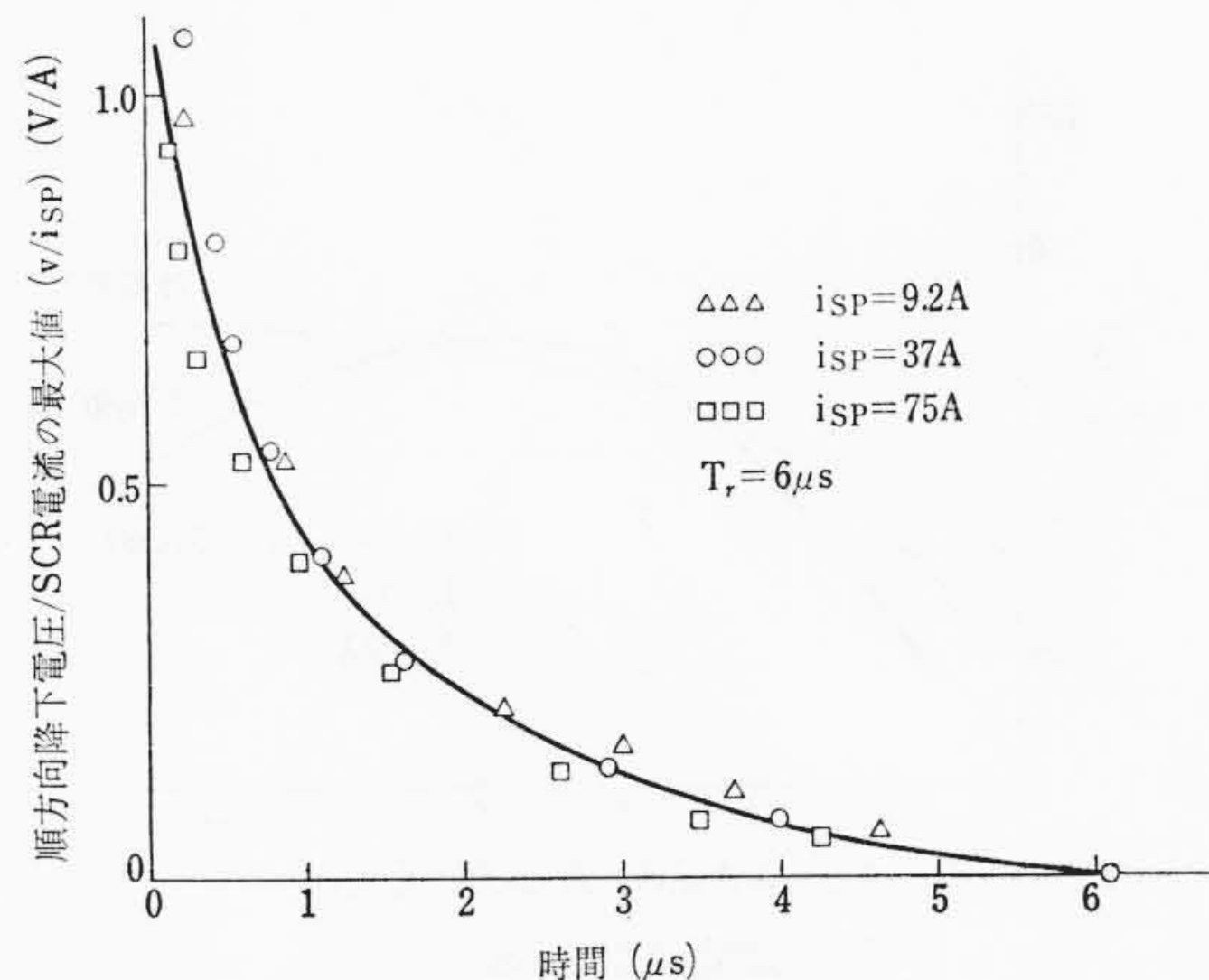


図7 順方向降下電圧/SCR電流の最大値の波形 ($T/2=6\mu s$)

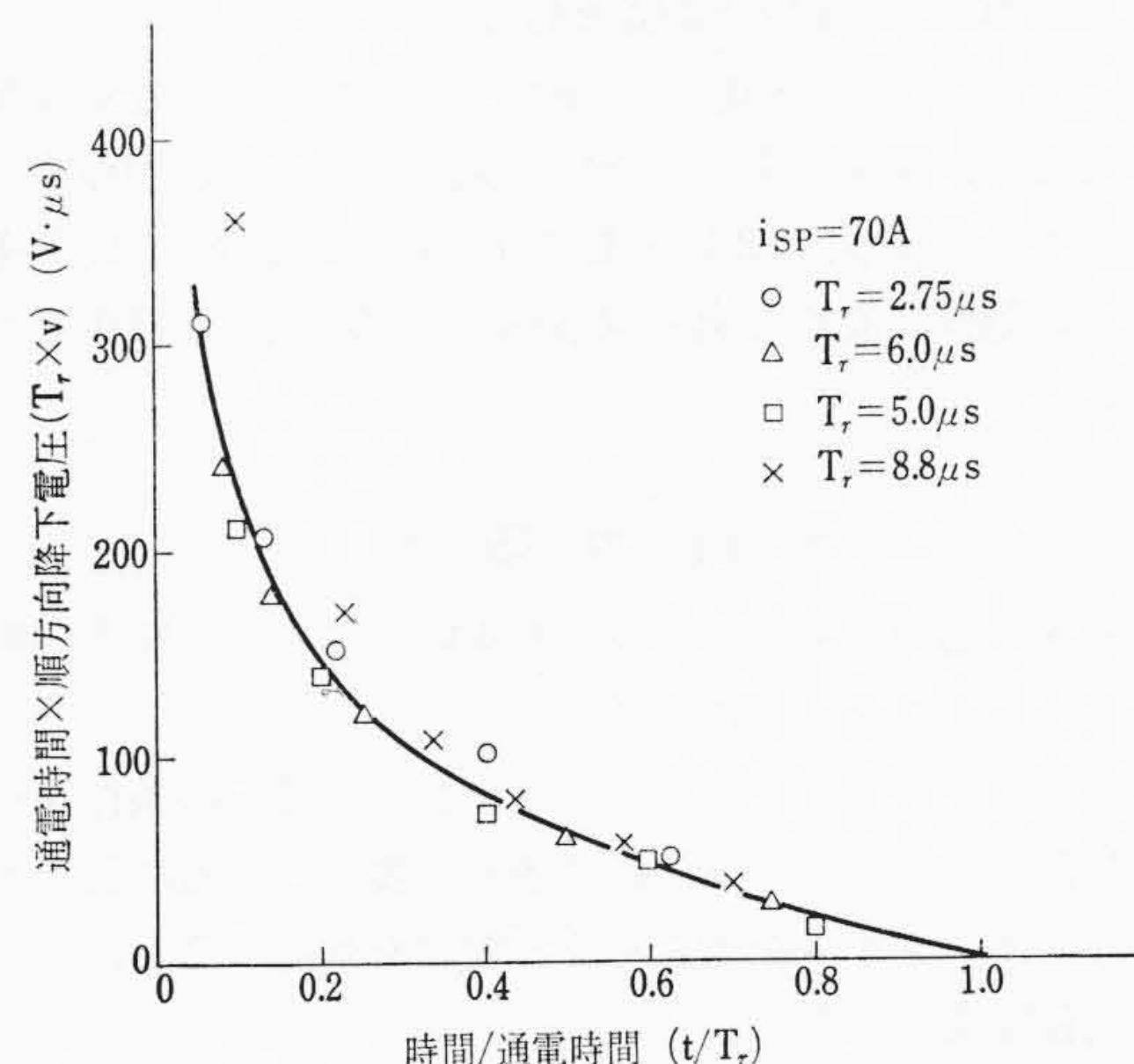


図8 通電時間と順方向電圧波形の関係

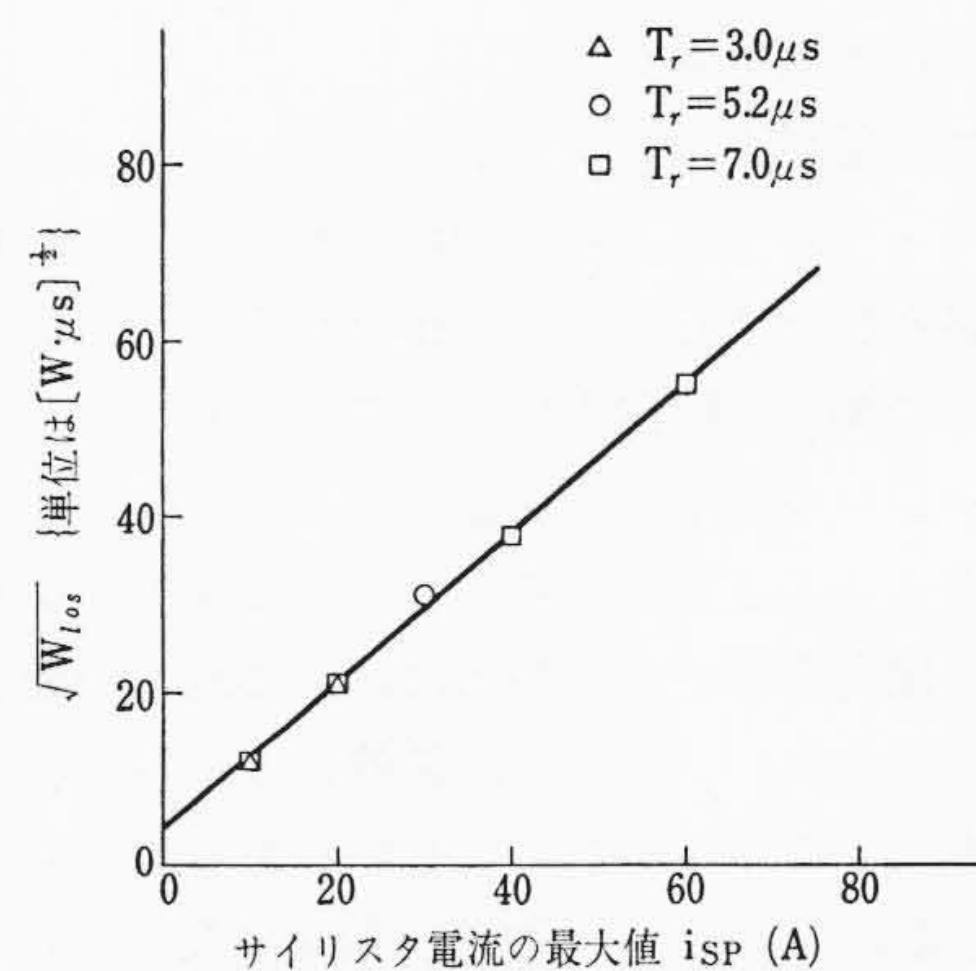


図9 サイリスタ電流の最大値と損失の関係

負荷に流れない循環電流が増加するため、負荷抵抗による効率増加の上限になっている。

また、この方式のインバータの効率は通電時間によって変化する。

図10はゲートの点弧周波数を一定として、通電時間と効率の関係を示したもので、共振回路の周期 $2T_r$ 、ゲートの点弧周期 $2T_g$ とすると $T_r/T_g=1.2\sim 1.6$ で効率が最大になっている。 $T_r < T_g$ で効率が T_r の増大とともに増加するのは電流の最大値が減少してサイリスタ損失が減少するためである。回路の全損失がスイッチング損失の2倍とすると(14)式より、

$$\eta = 1 / \left\{ \frac{2(1.27\sqrt{T_g/T_r} + 4/I_R)^2}{RT_g \times 10^6} + 1 \right\} \dots\dots\dots (15)$$

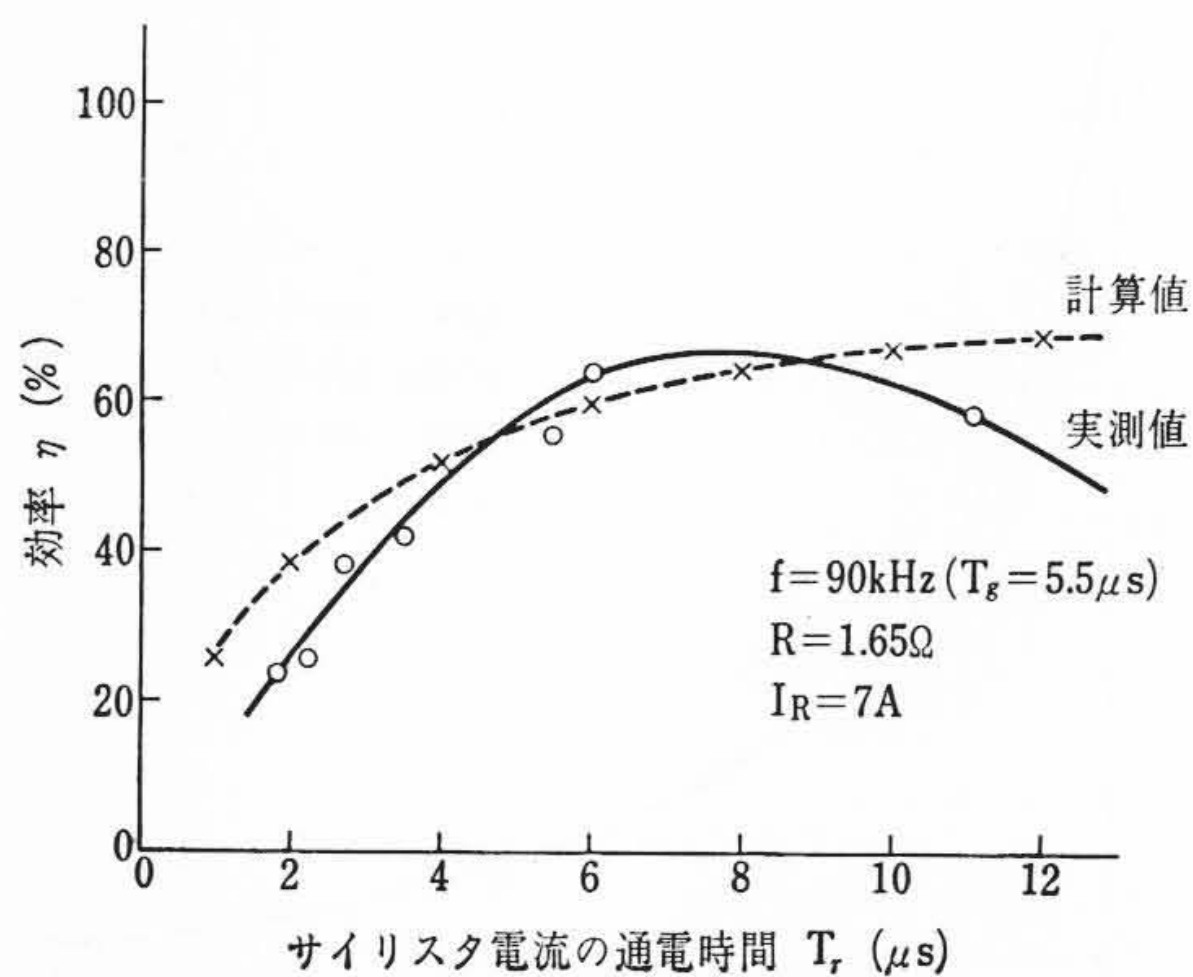


図10 通電時間と効率の関係

I_R : 負荷電流の実効値

となる。図10の点線が計算値である。

$T_r > T_g$ ではサイリスタ電流が重なり、負荷に流れない循環電流が増加するため、回路効率はしだいに減少する。次に回路損失を同じくスイッチング損失の2倍として $T_r/T_g=1.0$, $R=2\Omega$ の条件でインバータの動作周波数と効率の関係を(15)式より算出したのが図11である。

5. 出力限界

インバータの出力限界はユニット数を限定すると、順方向阻止電圧およびターンオフタイムにより限定される。

サイリスタのターンオフタイムは定格表では種々の条件を一定として測定した結果であり、実際には多くの要因が複雑に錯そうしている。ターンオフタイムを大きくする要因を列記すると、

- (1) 陽極電流が大きい。
- (2) 陽極電流減少率が大きい。
- (3) 接合温度が高い。
- (4) 逆印加電圧が小さい。
- (5) 再印加電圧上昇率が大きい。
- (6) 再印加電圧が大きい。

である。したがって、サイリスタの特性を考慮して、有効に素子を使用できる回路を設計することはなかなか困難である。低周波インバータでは上記の要因を回路上独立に変化することができ、またじゅうぶんなマージンで使用するにより、素子の個々の特性をほとんど独立に考えることができる。しかし高周波インバータで、ある動作周波数の出力限界を知るためには、これらの要因の相関関係を知らなければならない。また、回路的にも自然転流方式のため独立して要因を変化することがむずかしい。ある動作周波数に対して回路の共振周波数が高いときは逆電圧期間は長くなるが、 dv/dt および di/dt は増加し、また通電時間が短いため出力電圧の実効値も小さくなる。逆に共振周波数が低いときには逆電圧期間が短くなる。また回路の Q が高いと順電圧最大値が高くなるとともに dv/dt が増加する。 Q が低いと逆電圧が小さくなる。特にタイムシェアリングインバータではコンデンサ電圧は負荷電圧と電源電圧の和以上の逆電圧を保持しなければならない。

タイムシェアリングインバータのリアクトルおよびコンデンサをパラメータとして動作周波数と出力限界の関係を示すと図12になる。 $C=0.1\mu F$, $L=10\mu H$ で周波数 $f=120\text{ kHz}$ 以下は順方向阻止電圧により限定され、そのほかは転流失敗により限定される。したがってリアクトル、コンデンサの値を適当に選ぶことにより、広範囲に実用的な出力が可能になる。たとえば、 $L=5.8\mu H$, $C=0.1\mu F$ の場合、 $f=100\text{ kHz}$ で 200 W , $f=200\text{ kHz}$ でも 50 W の出力がある。

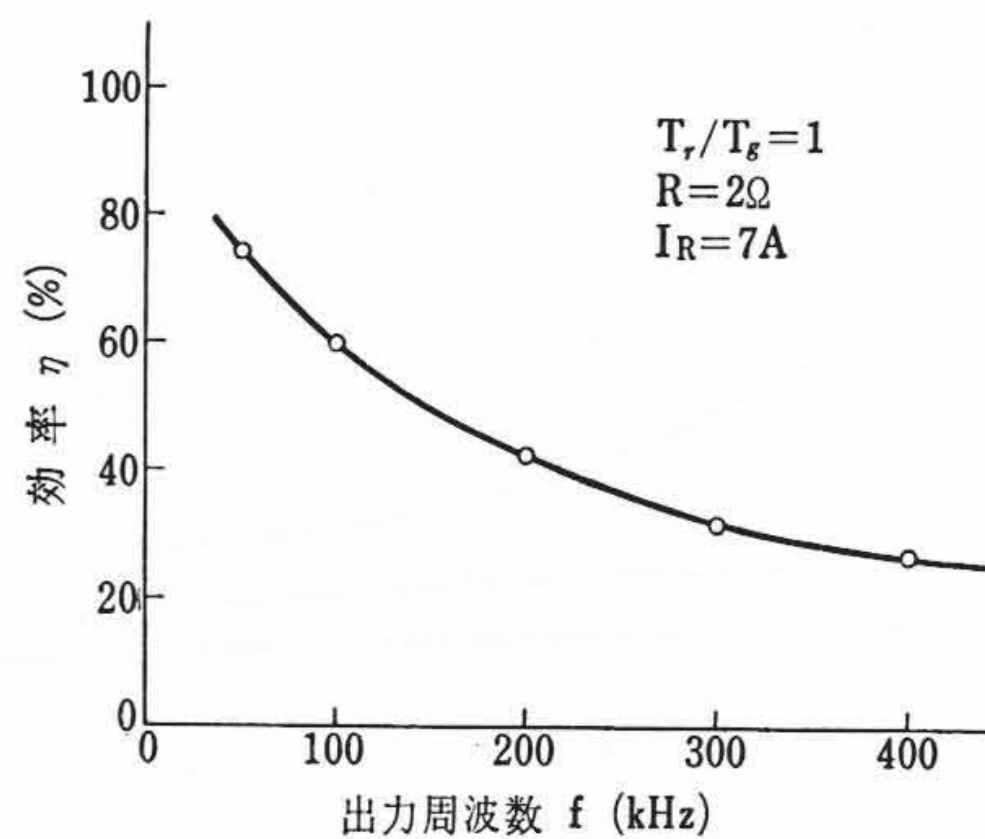


図11 動作周波数と効率の関係

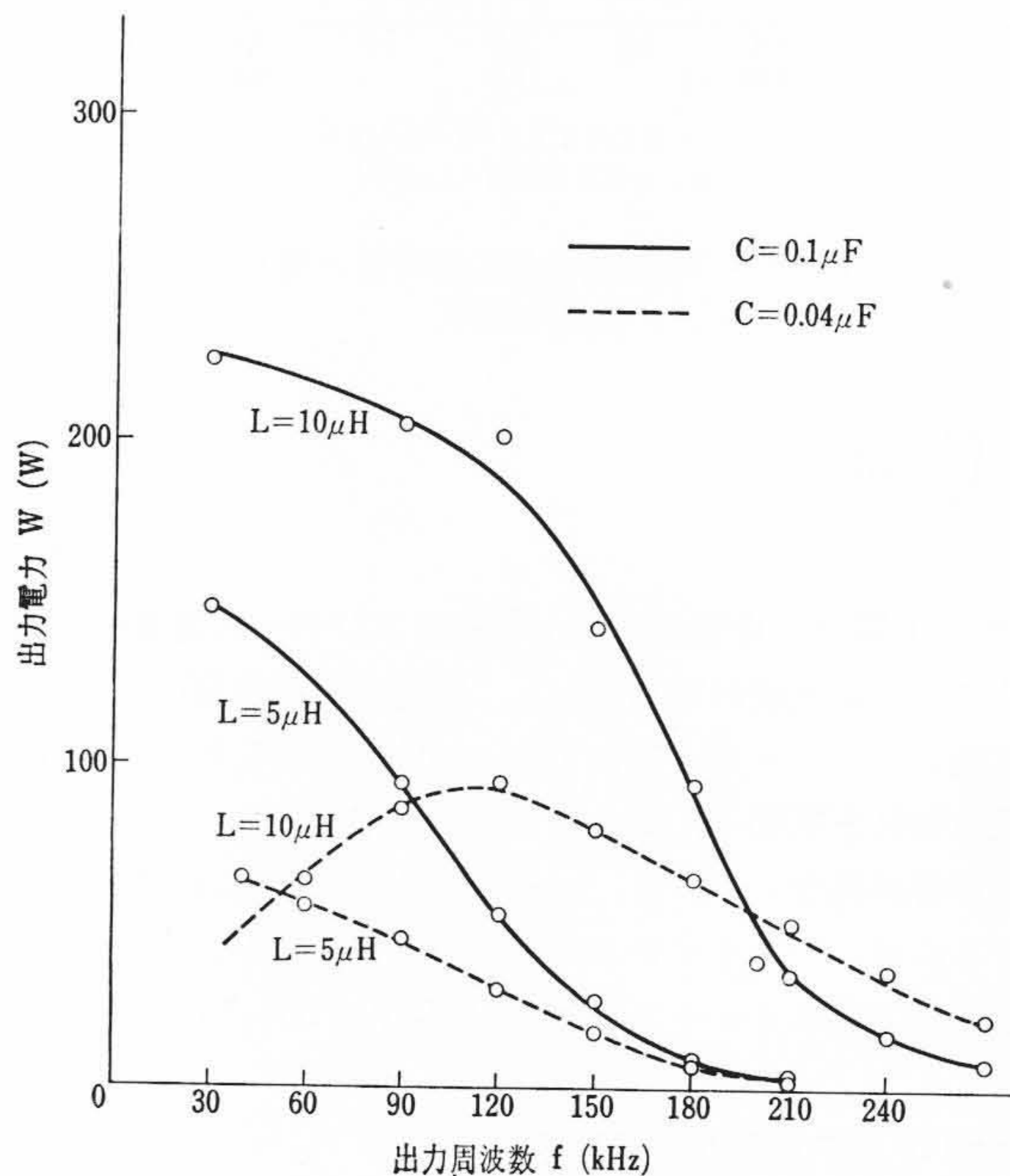


図12 動作周波数と出力限界の関係

6. 結 言

サイリスタインバータによる高周波電源を試作し、その特性を示した。サイリスタのスイッチング損失と電流との間に簡単な実験式が成り立つことを示し、これにより高周波インバータの効率を検討した。その結果、 100 kHz 以上のインバータでは損失の大部分をスイッチング損失が占めており、ターンオフタイムの制限条件に代わってスイッチング損失が出力を制限するおまな要因になることが明らかになった。次に実験により周波数と出力限界の関係を求めた。ターンオフタイムに影響する要因の相互干渉のため、出力限界を決める原因について明確な結論は得られなかったが、数百キロヘルツでも回路定数の選択によっては広範囲に出力を得られることが明らかになった。

終わりに臨み本研究の回路上の諸問題についてご指導いただいた日立製作所日立研究所の前田氏、サイリスタ素子の基礎特性についてご助言を賜った寺沢氏に深謝する。

参 考 文 献

- (1) Thompson, R: High-frequency silicon-controlled-rectifier sinusoidal inverter. Proc Inst elec Engers 111 [4] 647~652 ('63)
- (2) Thompson, R: Designing series SCR invertors. III. High-frequency. cir. cuits. Electronic Design 11 [14] 48~53 ('63)
- (3) Masataro Nishimura, etc: Time-sharing High Frequency Sinusoidal Inverters Using Thyristors. Tecnology Reports of the Osaka University vol. 19 No. 896