レゾナント・トランスファ回路における双方向増幅の研究

1967年

葉　原　耕　平

目　　次

1. 序 論

1.1 本研究の背景と本研究の必要性

近年いちじるしく発達してきた電子工学を支えとして，自動電話交換機の電子化すなわち電子交換方式の研究実用化が全世界的に展開されている。電子交換方式は，現在広く使用されている電磁機械交換方式の継電器などの代わりに，半導体素子等電子部品を主体として装置が構成されているため，電子素子の高速応動性を利用して共通利用することにより装置の数を減らせるとか，小形化が可能であるとか，寿命が動作回数にあまり依存しない等種々の特長をもち，交換機の経済的構成に寄与するであろうという期待が大きい。加えて近年とみに発達してきた蓄積プログラム制御技術によっていちじるしく融通性が高まり，従来の電磁機械交換方式ではほとんど考えられなかった新サービス等の導入が可能になるなど，電子交換方式はきわめて将来性に富む交換方式である。

しかしながら，電子交換方式は，多くの未経験の技術の上にたつ総合技術であって，その実現のためには，きわめて広範囲な技術分野の基礎技術の研究と，これら基礎技術を総合する技術の研究が必要であり，電気通信関係の分野では，内外の各種研究機関において電子交換方式の研究は，いまや最大の研究テーマの一つとなっている。

さて，自動電話交換機の構成は，音声信号の通過する通話路部分と，交換接続の制御を行なう制御部分に大別することができる。制御部の電子化は，上記の蓄積プログラム制御技術を活かして融通性に富む交換機を構成するのに必須の動向である。一方，通話路部分については，クロスバ・スイッチ等機械接点式のものをそのまま用いることも可能であるが，機械接点式では，機械的な可動部分があるために動作速度が遅く，高速動作する電子化制御部との速度整合に問題が生じるとか，また接点の磨耗，塵埃の付着によって導通不良になる危険がある等いくつかの欠点が存在する。これに対して，通話路部分も電子部品で構成することにすれば，上記の欠点は解決され，さらに電子化の利点として小形性，長寿命等が期待されるほか動作がきわめて静粛に行なわれるという付加的な利益も期待され，制御部の電子化とあわせて，理想的な電子交換方式が実現されるという期待が大きい。

通話路部分を電子化するには，まず機械接点を電子スイッチにおきかえるという類の，いわゆる空間分割形電子スイッチが考えられる。この場合，電子スイッチ部分は，通常アースに対して不平衡形で用いられることとなり，外部のたとえば加入者線路との間に加入者線変成器と呼ばれる変成器が設けられるのが普通で，この変成器や電子スイッチでの損失のため，機械接点の場合のように局内損を 0 dB に近い値に保つのは比較的困難である上，この種通話路は通常，2線式すなわち発信側から着信側への通話と，着信側から発信側への通話が同

一通話路を双方向伝送される形式で用いられるため，損失を補償しようとすれば双方向増巾手段を各回線ごとに設ける必要があり，いまのところ比較的実用性に乏しいと考えられる。

一方，音声信号をサンプリングし，時分割多重形式で交換接続路を形成する時分割振巾変調形式（PAM: Pulse Amplitude Modulation）によれば，電子素子の高速応動性を活かして素子あるいは増巾器等の装置の時分割多重利用が可能となり，素子数の減少，小形化，小電力化等，交換機の経済的な構成が可能となることが期待される。

しかし，時分割振巾変調形式では，一般にサンプリングにともなって，サンプリング後得られるPAM 信号の電力は元の音声信号の電力に対して〔サンプリング時間〕/〔サンプリング周期〕程度（たとえば1/100 程度）に減少するので，必然的に高利得の増巾器の導入が必要となる。このような高利得の増巾器は，一般に単方向性であるから，通話路構成は必然的に4線式となり，発信側から着信側への通話と，着信側から発信側への通話は，別々の径路で，別々の増巾器を径由するように構成される。また増巾器の利得変動は，直接回線のレベル変動につながるので，この目的に用いる増巾器は利得の安定度に十分な注意が必要となる。

これに対して，同じ時分割振巾変調形式でもサンプリングを行なう際に電力の損失が生じないようにすることができれば増巾器を設ける必要がなく，2線式で通話路を構成することができ，レベル変動が少なく，上記の電子化の利益を最大限にひき出すことが可能となる。

本研究の対象であるレゾナント・トランスファ回路は，サンプリングの際，原理的に損失を伴なわないサンプリングの一方式であり，この回路の出現により2線式時分割通話路が実現可能となり，レゾナント・トランスファ回路と2線式時分割通話路に関して種々の研究が行なわれる情勢となってきた。

しかし，現実にレゾナント・トランスファ回路を用いて2線式時分割通話路を構成した場合，空間分割形電子スイッチの場合と同様に，各構成素子，たとえば加入者線変成器等の微小な損失のため，必らず若干の損失が生じる。この損失の値は，高々数dB 程度のわずかなものであるが，交換機の通話路としては致命的ともなり得る量である。したがって，交換機の通話路として用いるには，まずこの損失を補償しなければ，適用域がきわめて限られてしまうことになる。しかしながら，この損失を補償するには，双方向性の増巾機能が必要となる。しかも，交換機の経済的構成をはかるため共通利用できることが望ましいが，これに適した双方向増巾器の実現は技術的に困難であると考えられているためか，現在までのところ，とくに積極的に損失補償を行なうという研究は行なわれていない。

したがって，上述のように構成が単純で，安定した性能をもつ2線式時分割通話路の特長を発揮し，広い範囲で用いるには，何よりもまず，損失を補償するために，共通利用の可能

な双方向増巾手段を開発研究することが重要な課題となる。

1. 2 従来の研究の動向

レゾナント・トランスファの原理および，これを用いた２線式時分割通話路の原理がはじめて世に出たのは，１９５３年スエーデンのH. B. Haard と C.G. Svala による米国特許[1] と考えられている。１９５６年には英国のK.W. Cattermole もこれとは独立に英国特許を得，つづいてレゾナント・トランスファを含む双方向伝送の原理についての考察を発表している。[2] その後，ベル電話研究所のC. A. Desoer[3] はじめP. J. MayとT. M. Stump[4]，G. Kraus[5]，G. B. Thomas[6]等の論文がつぎつぎと発表されている。これらは２線式時分割通話路の動作解析を種々の立場から行なったものとみることができる。なお，G. B. Thomasの論文(6)は，実用的な沪波器の設計の一方法について論じたものである。

電子交換機への具体的な応用面に関しては，ベルギーのBTL (Bell Telephone Manufacturing Company）が一万端子の交換局の計画を発表した[7] *ほか，米国のベル電話研究所では，世界最初の本格的な商用電子交換機 No.1 ESS と併行して PBX用としてレゾナント・トランスファを用いた２線式時分割交換機 No.101 ESS を商用化し[8]，現在さらに発展中である。[9]

一方，国内においても，電子交換機の通話路への応用を目的として各種の研究がなされた結果が種々発表されている。[10〜30] **

これら内外の諸研究によって，レゾナント・トランスファおよび２線式時分割通話路の原理，交換機としての通話路網の構成法，沪波器の設計法，伝送特性の測定結果等が報告されてはいるが，伝送損失の問題と，その補償法について積極的に取り組んだものはみられない。これは，たとえ利得がごくわずかであっても，時分割双方向増巾が一般に困難な技術であると考えられていることによるものと思われる。

また，時分割通話路は，サンプリングを行なうために，比較的周波数成分の高い現象を取り扱うが，最終的には音声信号等を伝送することを目的とするのであるから，実用上の見地からは，音声帯域内での伝送系としての挙動が重要であるが，このような立場からの解析も積極的には試みられていない。

---

* 小規模実験にとどまり，実現はされなかつたようである。その原因の一つに，局内の伝送損失が考えられる。
** その他，PCM方式の振巾変調部分への応用も行なわれている。

1.3　レゾナント・トランスファと2線式時分割通話路の原理

本研究の主題であるレゾナント・トランスファ回路における双方向増巾に関する検討に先立って，レゾナント・トランスファの原理およびこれを用いた2線式時分割通話路の動作原理を概説し，以下の研究内容の理解と問題点の把握を容易にする。

レゾナント・トランスファは，時分割多重通信に必要なサンプリング手段の一種であり，信号のサンプリングに要する時間がきわめてわずかであるにもかかわらず，原理的には無損失伝送を可能とする巧妙なサンプリング手段である。

図1.1は，レゾナント・トランスファの基本回路構成を示したもので，C_1，C_2 は電荷を蓄積するためのキャパシタ，Sはあらかじめ定められたサンプリング周期Tごとにごく短時間 τ だけ閉じる時分割スイッチ，Lはスイッチ Sが閉じている間 C_1，C_2 とともに共振回路を構成するためのインダクタである。いま，スイッチ Sが閉じる直前におけるキャパシタ C_1 および C_2 の端子電圧がそれぞれ V_0 および零であるとし，$t=0$ においてスイッチ Sが閉じるものとすると，$t\geq 0$ においてこの回路中には共振現象がおこり，キャパシタ C_1，C_2 の端子電圧 $v_1(t)$，$v_2(t)$ およびこの回路を貫流する共振電流 $i(t)$ は図1.2に示

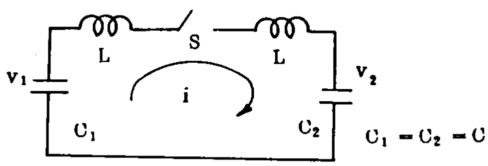


図1.1　レゾナント・トランスファの基本回路構成

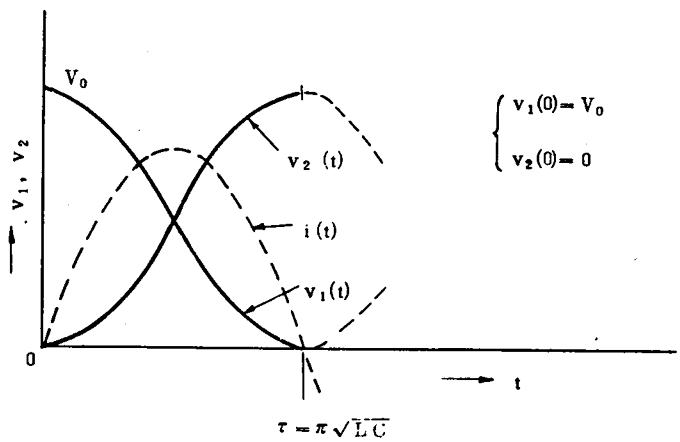


図1.2　スイッチが閉じているときの電圧，電流波形

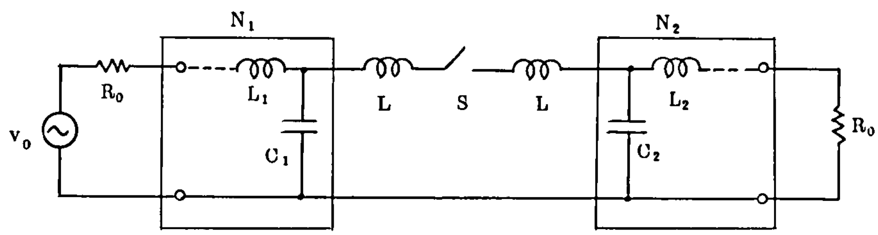
すように正弦的に変化する。そこで，共振現象が半周期経過した時刻

$$t = \tau = \pi\sqrt{LC} \qquad (1.1)$$

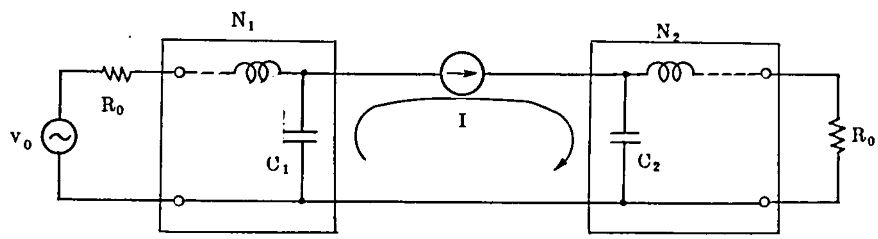
においてスイッチSを開くと，スイッチが閉じる前にキャパシタC_1にあった電荷はすべてキャパシタC_2に移った状態となる。図1.1の共振回路は方向性を有する素子をもっていないから，スイッチが閉じる前にキャパシタC_2に電荷があれば，その電荷はキャパシタC_1に移される。このようにレゾナント・トランスファ回路ではキャパシタC_1上の電荷をキャパシタC_2上に移し，逆にキャパシタC_2上の電荷をキャパシタC_1上に移すことができる。

このような電荷の移動あるいは交換現象をレゾナント・トランスファ（Resonant Transfer）と呼び，図1.1のような共振回路をレゾナント・トランスファ回路（Resonant Transfer Circuit）と呼んでいる。

レゾナント・トランスファ回路は，上述のように電荷の交換機能をもっており，2線式の時分割通話路に応用するときわめて効果的である。以下，レゾナント・トランスファを利用した2線式時分割通話路の動作原理を説明する。



(a)



(b)

図1.3　2線式時分割通話路の基本構成

図1.3(a)はレゾナント・トランスファを用いた2線式時分割通話路の基本構成を示したもので，N_1 および N_2 は開放端にキャパシタ C_1 あるいは C_2 をもった理想低域沪波器であり，これらキャパシタ C_1，C_2 はLおよびSとともにレゾナント・トランスファ回路を形成するようになっている。R_0 はこの通話路系の公称インピーダンスである。図では，この通話路系の左端に信号が印加され，右端は負荷で終端された場合を示している。

図において，時分割スイッチSが開いているとすると，低域沪波器 N_1 は C_1 側が開放状態にあるから，C_1 には，信号源の開放電圧 v_0 がそのまま現われる。この状態で時分割スイッチSが閉じるとすると，レゾナント・トランスファ回路が形成されて共振現象が始まり，図1.2に示したように時間 τ の後にスイッチを開けば，キャパシタ C_1 にあった電荷は全部 C_2 に移り，C_2 の端子電圧は v_0 になり，C_1 の端子電圧は零になる。

いま考察の対象としている2線式時分割通話路では，レゾナント・トランスファのためにスイッチSを閉じる時間 τ は，サンプリング周期Tに比べて非常に小さく選ぶのが普通で，上述のようにしてキャパシタ C_1 から C_2 へ電荷が移ったということは，低域沪波器 N_2 の C_2 側の電位が零から v_0 に上昇するような，モーメント v_0 Cをもった電流インパルスIが印加されたことと等価に考えてよい。一方，低域沪波器 N_1 については，キャパシタ C_1 の電位を v_0 から零にするような電流インパルスが印加されることと等価である。したがって，レゾナント・トランスファの効果は図1.3(b)の電流インパルスIと等価に考えてよいことになる。

そこで，電流インパルスを印加された理想低域沪波器の応答を考えると，よく知られているように，C_1 あるいは C_2 側において，インパルス応答

$$v(t)=\frac{q}{C}\quad\frac{\sin(\pi t/T)}{(\pi t/T)} \qquad (1.2)$$

の形で与えられる。ここで，qは電流インパルスのもっているモーメント，Tは理想低域沪波器の遮断周波数 f_0 に対して $T=1/2f_0$ なる関係にある時間である。

式（1.2）で与えられる関数は，よく知られているように時間Tごとに零をよぎり，図1.4に示したような変化を示す。図1.3(b)において，信号源 v_0 によってキャパシタ C_1 に生ずる開放端電圧を図1.5(a)の実線とする。スイッチSが閉じてレゾナント・トランスファが行なわれると，前述のように同図(d)のような電流インパルスが印加されたのと同様の効果をもつので，このインパルスに対して沪波器 N_1 は図1.5(a)の点線に示すような負のインパルス応答を示す。キャパシタ C_1 の端子電圧は，v_0 とインパルス応答の重畳で図1.5(b)のよ

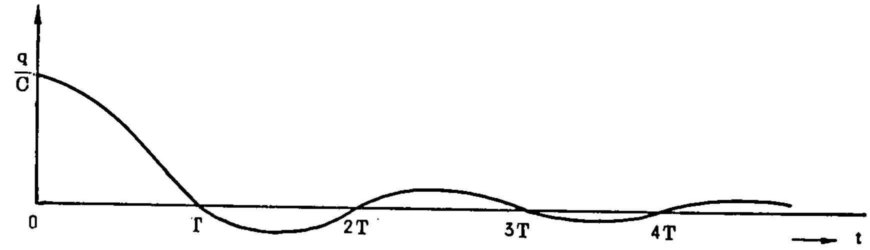


図 1. 4　理想低域沪波器のインパルス応答

うな変化を示すようになる。一方，沪波器N_2はN$_1$のそれと同じ大きさの正のインパルス応答を示し，キャパシタC_2の端子電圧は図 1. 5(c)のような変化を示すことになる。図 1. 5(b)および(c)から明らかなように，また理想低域沪波器のインパルス応答の性質から明らかなように，キャパシタC_1の端子電圧は，時間Tの後にはもとの信号源電圧v_0になり，キャパシタC_2のそれは零になるから，この時刻にふたたびレゾナント・トランスファを行なわせればキャパシタC_1の端子電圧は零になり，C_2のそれはv_0になる。以後同様にして時間Tごとにレゾナント・トランスファを行なわせると，キャパシタC_1とC_2の端子電圧は図 1. 5(b)および(c)に示すように，信号源の開放電圧v_0と零を包絡線とするほゞ三角波に近い波形となる。

ここで，図 1. 5(c)のもつ意味は重要である。すなわち，キャパシタC_2の端子電圧は，レゾナント・トランスファを行なわせる直前で必らず零となっているが，これは，その前のレゾナント・トランスファで沪波器N_2に印加された電荷がすべて右方に流れていき，結局負荷抵抗R_0で消散されたことを意味している。すなわち，信号源から沪波器回路網N_1に供給された電力は電荷の形で一旦キャパシタC_1に蓄積されたのちすべて負荷に対して伝送されることになり，原理的には無損失の伝送が行なわれたこととなる。図 1. 6 は，2 線式時分割通話路における各部波形の概略を示したものである。

2 線式時分割通話路は，方向性をもつ素子は全く含まないので，以上の説明から，左右いずれの方向からも電力の伝送が可能なことも明らかであろう。

また，上述の説明で，2 線式時分割通話路で原理的には無損失伝送が可能であるということと，理想低域沪波器のインパルス応答が時間Tごとに零をよぎるということが密接に関係していることが定性的に理解されよう。

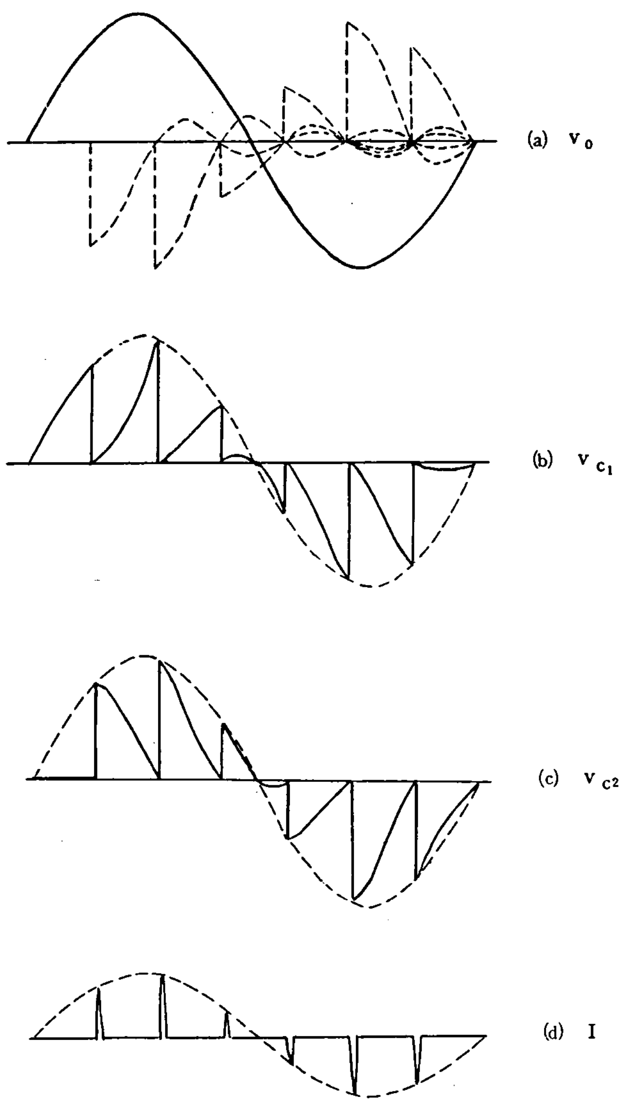


図 1. 5　電流インパルスとキャパシタ C_1, C_2 の端子電圧

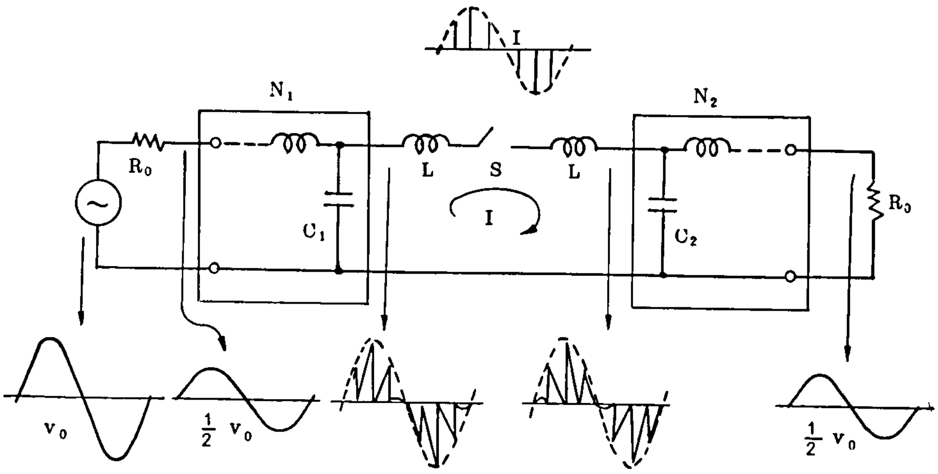


図 1. 6　2線式時分割通話路の各部波形の概略

1. 4　問題の所在

本節では，本研究の目的と意義を明らかにするために，具体的に問題の所在を示すことにする。

1. 4. 1　損失補償の必要性

レゾナント・トランスファ回路は，2線式時分割通話路に応用され，2線式時分割通話路は時分割電子交換機の通話路部分に応用される。図1. 7は，もっとも簡単な2線式時分割交換機の通話路構成の原理を示したもので，SUB_1，SUB_2,………,SUB_n は加入者線を示している。各加入者線SUB_i（$i=1$，………,n）には加入者線回路として加入者線変成器，低域沪波器N_i，レゾナント・トランスファ用インダクタL_i および時分割スイッチS_i が設けられている。Hはレゾナント・トランスファによる共振電流すなわち双極性 PAM 電流パルスの流れる共通伝送路あるいは時分割多重共通線（以下，本論文ではハイウェイと呼ぶ）である。

この通話路構成において，たとえば加入者線1と加入者線3を接続して通話させるときには，サンプリング周期Tごとの特定のタイム・スロットで時間τだけスイッチS_1とS_3

を同期して閉じれば，C_1— L_1 — S_1— H —S_3 — L_3 — C_3 なるレゾナント・トランスファ回路が形成され，前述の原理によってSUB_1 と SUB_3 の間の双方向通話が可能となる。同様にして，別のタイム・スロットでたとえばスイッチS_2 とS_n を閉じれば，上記のSUB_1 とSUB_3 の通話とは全く無関係に SUB_2 とSUB_n を通話させることができる。このようにして，図1. 7の通話路構成では，サンプリング周期Tの間に設けられた独立なタイム・スロットの数すなわち時分割多重数に等しい数までの同時通話が可能となり交換機の通話路として用いることができる。図1. 7は，原理を説明するために示したもっとも単純な通話路構成であるが，加入者線の代わりに中継線を接続すれば，その中継線を介して他局との接続が可能になり，また，このような加入者線

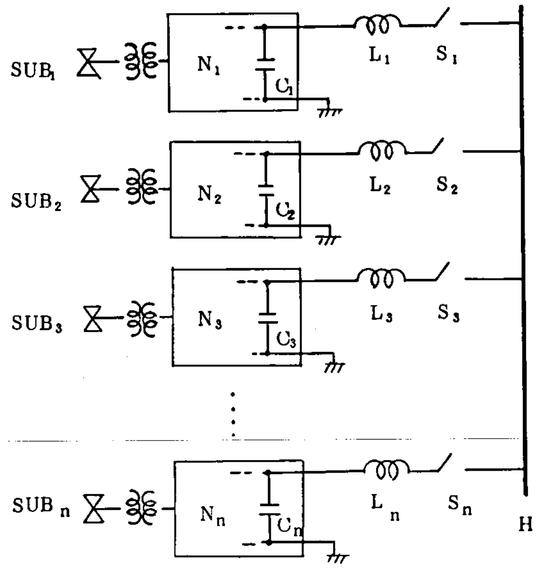


図1. 7　2線式時分割交換機の通話路構成例

あるいは中継線の群をいくつか設けて，それらのそれぞれの群ごとに設けてある共通伝送路あるいは時分割多重共通線（ハイウェイ）間の接続を時分割的に行なうようにすれば（ハイウェイ・スイッチングを行なう），規模を拡大することができる。図1. 8は，このようなハイウェイ・スイッチングを1段行なった通話路構成例で，図1. 7とほゞ同様にして加入者線群を集めたハイウェイH_1,………,H_mの間にこれら相互間を時分割的に接続するためのスイッチS_{12}，S_{13}，………,S_{1m}，……が設けてある。いま，加入者線群1に属する加入者線と，加入者線群3に属する加入者線を接続しようとするときは，これら各加入者線の加入者線スイッチとスイッチS_{13}の合計3ケのスイッチを同期的に開閉すれば，インダクタL_1 ，L_3 を通してレゾナント・トランスファ回路が形成され，通話可能となる。

この図1. 8のような構成では，共振用インダクタは各ハイウェイごとに設けることによ

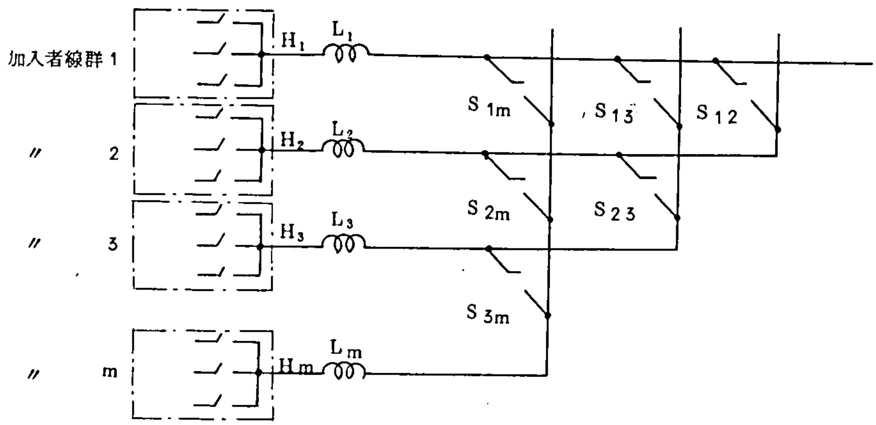


図 1. 8　1段ハイウェイ・スイッチングを行なった
2線式時分割交換機の通話路構成例

りそのハイウェイに接続される加入者線に対して共用可能となり，いちじるしく数を減らすことができる。このような通話路の構成方法そのものは，主としてトラヒック面から考察するトランキングの問題であって，本研究では扱わないが，構成の工夫により，共振用インダクタの数を著しく少なくし得ることはきわめて重要な事実である。本研究は，これら共振用インダクタにパラメータ励振をかける等の手段で損失補償を行なうことを提案するものであるから，これらインダクタが，多くの加入者線等に対して共通利用可能であり，きわめて少数すなわちハイウェイの数程度でよいということは，節 1. 1 でも述べたように交換機全体の経済的構成に大きく寄与するものと考えられる。いずれにしても，図 1. 7，図 1. 8 のような通話路は，双方向伝送が可能であるため，往路と復路を分離して 4 線式構成にしなくとも 2 線式のままで通話信号の送受が可能であり，回路構成が簡単である等の特長をもっているため，2 線式で用いられる交換機たとえば集中局，端局等を電子化する際の通話路として用い得る。

また，2 線式時分割通話路は，受動素子のみで構成されているため，動作が安定で，そのため，経年変化がほとんどなく，レベル変動も非常に少ないという好ましい特長を備えている。

このように，2 線式時分割通話路は，2 線式交換機の通話路として多くのすぐれた性能

をもっているが，これを実際に交換機の通話路として用いるには，以下に述べるような重大な欠点が存在する。

2線式時分割通話路は，受動素子のみで構成されているにもかかわらず，レゾナント・トランスファによって原理的には無損失の双方向伝送が可能であるが，実際に通話路を構成する各回路素子は無損失ではあり得ず，必らず若干の損失が存在し，通話路系として数 dB の損失は避け得ないのが普通である。たとえば，加入者線変成器においては，通話用の直流電流が重畳されることを考慮して設計を行なう必要があり，たとえば，約30～50 cm³ 程度の大きさの変成器では，0.5 dB 程度の損失は避け得ず，また低域沪波器でも一般にインダクタが用いられるので，Qのすぐれた材料を用いるとしても 0.1～0.2 dB 程度の損失は避けられない。さらに，レゾナント・トランスファ回路においては，時分割電子スイッチのON時の抵抗が1個あたり1Ω程度は存在するので，他の定数の選び方にも依存するがスイッチ1個あたり 0.1～0.2 dB 程度の損失は避けられない。このようにして，1対向（加入者線相互間）の通話路の損失を求めると，（変成器の損失＋沪波器の損失＋レゾナント・トランスファの損失)× 2 ≃ 1.4～1.8 dB 程度の損失は最低限生じるものと考えねばならない。事実，ベル電話研究所のPBX用電子交換機No.101 ESSでは，加入者線（内線）と中継線（局線）の間の損失が約 1.6 dB と報告されているが,[31] これは，現実問題としては実現可能な限界の値に近いと考えられる程の値であり，しかも PBX 用であるために，これだけの損失が許容されているものと推察される。

一方，電話回線網を構成する立場からは，快適な通話品質が保てるよう各回線区間ごとに許容伝送損失が配分されている。図1.9は4号電話機を用いるものとして現在行なわれている伝送損失配分例を示したもので,[32] 2線式時分割通話路の適用対象となる集中局，端局等で許容されている局内損はわずか 1 dB とか，0.5 dB （1.5 kc に

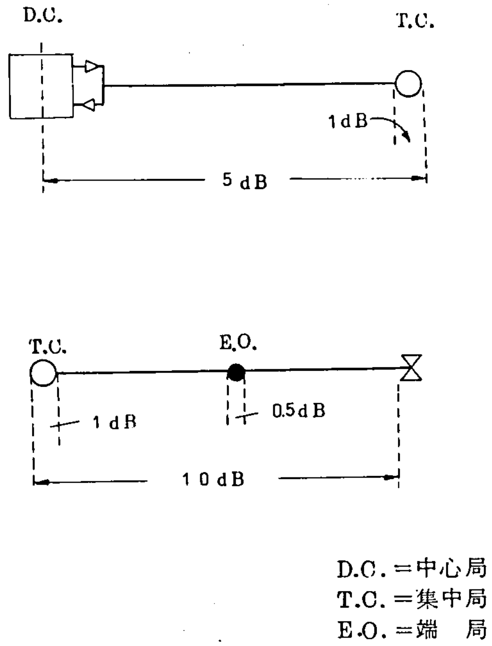


図1.9　伝送損失配分例

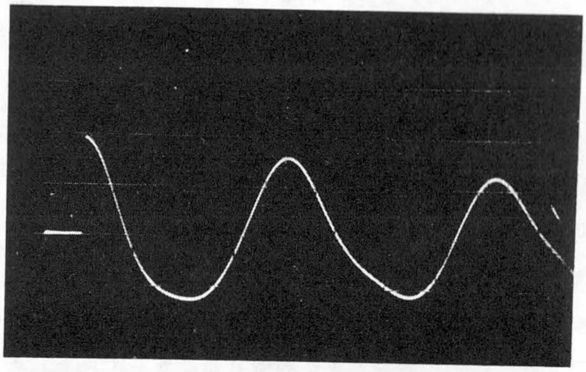
おいて）とかいう値にすぎない。したがって，PBX のような特別な用途にはともかくとして，2線式の電子交換機の導入をはかるには，少なくとも，局内損が現行基準を満足する程度には抑える必要がある。そのためには，通話路を構成する各回路素子すなわち加入者線変成器，沪波器，時分割スイッチ等の損失を極力減少させるのも一法であるが，一般に使用部品が大形化し，電子交換機の一つの利点である小形性ひいては経済性をそこなう欠点があり，また，局内損を 0 dB にすることは本質的に不可能である。

したがって，損失を救済したり，積極的に利得を得るには増巾手段を採り入れることが必要であるが，2線式通話路に応用するには，双方向増巾が可能でなければならない。しかし，音声帯域の双方向増巾器では，各加入者線ごとに設置せねばならず，きわめて不経済であり，他方多重化されたハイウェイ部分すなわちレゾナント・トランスファ回路部分での双方向増巾手段は，本研究が行なわれるまでは，一般に技術的に困難であると考えられていたためか，研究がなされたという報告は全く見当たらない。

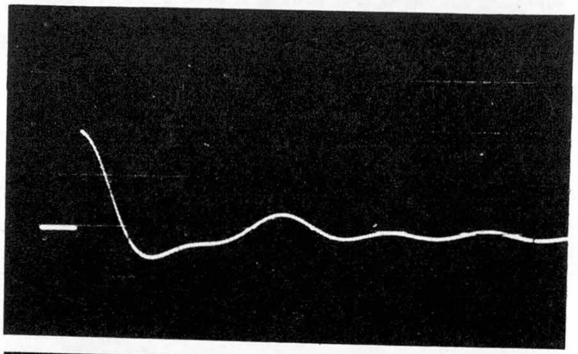
いずれにしても，2線式時分割通話路で必要とされる双方向増巾手段は，所要利得数 dB 程度のごくわずかなものではあるが，レゾナント・トランスファ回路部分のように時分割多重利用されている部分で行なわれることが望ましく，これによって，2線式の電子交換機の有する多くの利点を活かすことが可能となる。

1. 4. 2　通話路系の伝送特性の解明

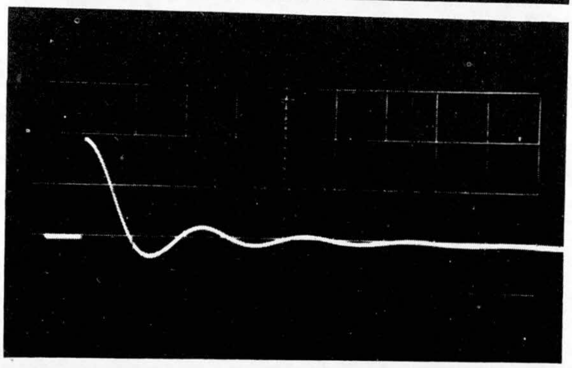
レゾナント・トランスファ回路と2線式時分割通話路は，前項で述べたように非常に密接な関係にあるので，レゾナント・トランスファ回路での現象を考察する際には，通話路系としての伝送特性との関連を把握しておかねばならない。したがって，2線式時分割通話路の伝送特性を知ることはレゾナント・トランスファ回路をよりよく理解するのに有効である。しかしながら，2線式時分割通話路に関して現在まで知られている理論は，レゾナント・トランスファを用いた2線式時分割通話路が理想状態において無損失伝送が可能であることを種々の方法で示してはいるが，実用上の見通しは必らずしもよくはない。すなわち，従来知られている理論は，レゾナント・トランスファ回路側からみた沪波器の特性を用いて通話路系の伝送特性を計算していくという手法が採られており，現在までに知られた理論のままでは，通話路系の両端の終端インピーダンスが変化したような場合，伝送特性を求める手続きはきわめて煩雑である。ところが，2線式時分割通話路を電子交換機の通話路に用いようとする場合，通話路系が公称インピーダンスで終端される場合はむしろ稀で，加入者線路とか電話機のような，一般には公称インピーダンスと異なった値で終端されるのが普通である。このような場合，従来の理論では，全体の伝送特性に対する



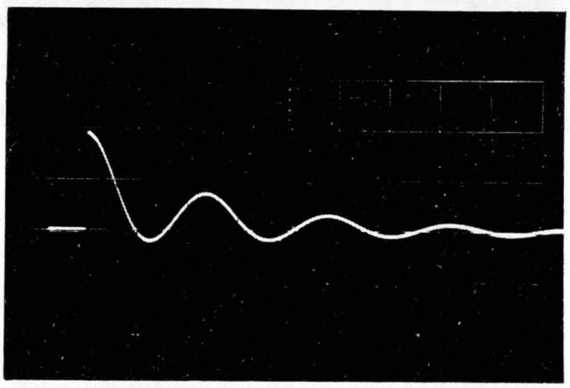
(a) $Z = 0$



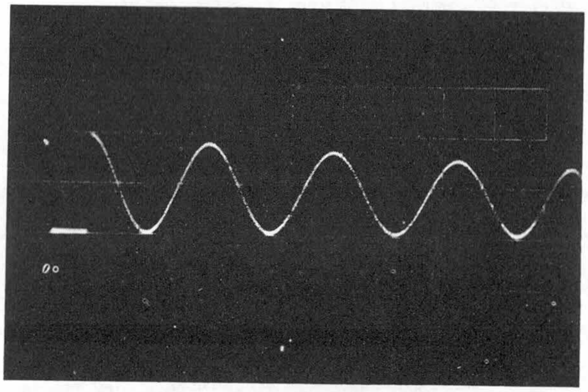
(b) $Z = 1\,k\Omega$
$= \frac{1}{2}\ R_0$



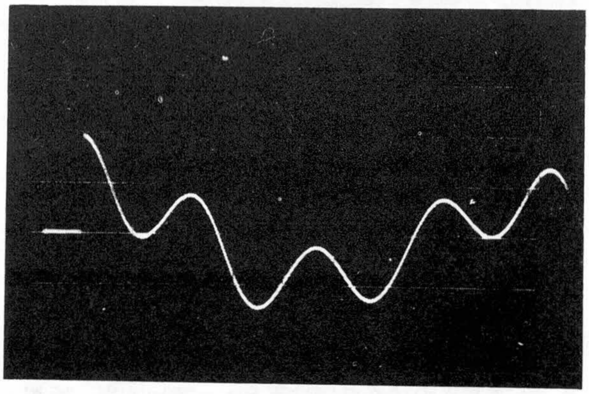
(c) $Z = 2\,k\Omega$
$= R_0$



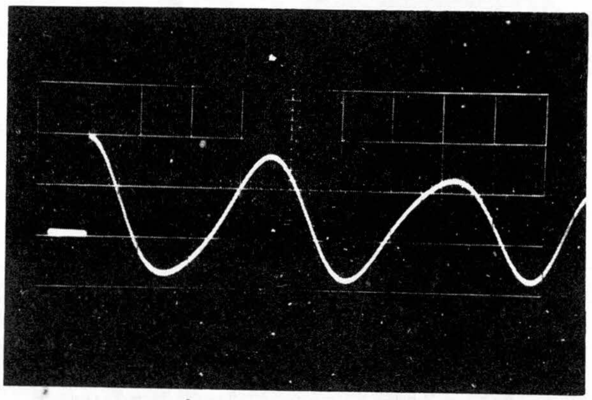
(d) $Z = 4\,k\Omega$
$= 2\ R_0$



(e)　Z＝　∞



(f)　Z＝３６０mH



(g)　Z＝0.1 μF

図1.１０　終端条件を変えた場合の沪波器のインパルス応答の変化例

（沪波器｛公称インピーダンス　$R_0 = 2\,k\Omega$
　　　　　遮断周波数　$f_0 = 5\,kc$
H：　１００μS／DIV.）

見通しが極めて悪く，そのため2線式時分割通話路の理解を妨げる結果となっている。

図1.10は，従来の理論の出発点になっている沪波器のインパルス応答を実際の沪波器について求めた例を示したもので，(c)は，公称インピーダンスR_0（純抵抗）で終端した場合を示しており，ほゞ理想的な sin t／t 形の応答を示し，ほゞ完全なエネルギ伝送が可能なことを示しているが，(c)以外のように公称インピーダンス以外の任意のインピーダンスで終端した場合は，サンプリング周期Tごとの応答の値は必らずしも零でなく，全体の伝送特性に影響を与えることが想像されよう。このような場合に対して，従来の理論のまゝでは，単に見通しを得るという点だけについてもほとんど無力に等しい。

2線式時分割通話路は，回路網解析の立場からは，時分割スイッチという時間に対して抵抗が可変*な素子を内部に含む一種の変定数回路網であり，固定定数回路網とは区別して取り扱わねばならない。しかし，サンプリング周波数の1/2以下すなわち帯域内の周波数の信号に限るならば，エネルギの伝送が可能なのであるから，通常の固定定数回路網の場合と同じように，伝送4端子網の形で通話路系が表現できないものであろうかということが考えられる。もしそれが可能であれば，上記終端インピーダンスの変化に伴なう系の挙動も容易に知ることができるようになる。

1.5 本研究の目的と範囲

以上，本研究の背景，問題の所在などについて述べたところからわかるように，2線式時分割通話路は，電子交換機の通話路として種々のすぐれた性質をもっているが，実用上は，ごくわずかではあるが存在する損失が致命的な欠点となり，また，通話路系全体の挙動の概略もまだよく知られていない。

本研究は，レゾナント・トランスファを用いた2線式時分割通話路でもっとも大きい問題である損失補償に関して，斯界ではじめて考察を行なったものであり，共通利用可能な損失補償の手段としてパラメータ励振による振動の増大現象を利用することを提案し，この方法によって2線式時分割通話路の伝送損失が原理的に補償可能であることを確認することを第一の目的とする。また本研究の途上で逐次明らかにされてきた付随的問題を解明し，実用上の基礎を確立する。

さらに，レゾナント・トランスファ回路は，2線式時分割通話路と密接な関係にあるから2線式時分割通話路系の動作の概要を明らかにすることを第二の目的とし，2線式時分割通話路内で，レゾナント・トランスファ回路および双方向増巾手段が果たしている役割を明ら

* 理想的には零と無限大の2値

かにする。

1.6　本文の概要

本文各章において取り扱った事項の概要について述べる。

章2では，まず，レゾナント・トランスファ回路のみに着目し，レゾナント・トランスファ回路を構成するインダクタにパラメータ励振をかけることにより，共振の振巾が増大し，双方向増巾の目的を達し得ることを理論と実験によって示す。

章3では，対象を2線式時分割通話路に拡げ，章2で示した方法により，2線式時分割通話路として損失が補償されることを実験的に確認する。同時に，共振が不完全であると，反射現象が生じることを指摘する。

章4では，章3で述べたような反射現象を伴なわないで損失を補償する方法について考察し，インダクタのパラメータ励振のほかにキャパシタのパラメータ励振を併用することによってそれが可能であることを示す。

章5では，2線式時分割通話路の伝送特性を計算し，その結果から等価4端子網を導き，レゾナント・トランスファ回路および双方向増巾機能がもつ物理的意味を伝送回路網の面から明らかにする。

章6では，本研究によって得られた成果をまとめてある。

本研究で扱った内容のうち，章2～章4の内容はこれまでに述べてきたことから明らかなように，現在まで検討がなされた例が全くなく，すべて筆者の発案によって行なわれた。また章5の内容は，数学的手法は既存の理論によったが，考え方と結果は，もちろん新しいものである。

2. インダクタのパラメータ励振による双方向増巾[33, 34, 35]

レゾナント・トランスファ回路中に生ずる損失は，レゾナント・トランスファ回路を構成するインダクタにパラメータ励振をかけて共振電流を増大させることにより補償することが可能で，さらに積極的に利得を得ることもできる。本章では，パラメータ励振によって振動が増大することを理論と実験で確かめる。

2.1 負抵抗による双方向増巾と実現上の問題

レゾナント・トランスファ回路は，共振現象を利用することにより2つのキャパシタの間の電荷を交換するものであるが，共振回路中の抵抗成分のために，一般には振動が減衰し，電荷の交換が不完全となって損失を生じるのが普通である。図 2.1は抵抗成分をもったレゾナント・トランスファ回路を示したもので，図 2.2は共振現象の概略を示したものである。このように，一般に抵抗分をもつたレゾナント・トランスファ回路では，C_1，C_2 の電圧 v_1，v_2 の $t=0$ における初期値を

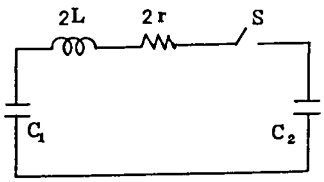


図 2.1　抵抗成分をもったレゾナント・トランスファ回路

$$\left.\begin{aligned} v_1(0)&=V_1, \\ v_2(0)&=0\ , \end{aligned}\right\} \tag{2.1}$$

とすると，簡単な計算で

$$v_1(t)=\frac{V_1}{2}\left\{1+\varepsilon^{-\alpha t}\left(\cos\omega' t+\frac{\alpha}{\omega'}\sin\omega' t\right)\right\}, \tag{2.2 a}$$

$$v_2(t)=\frac{V_1}{2}\left\{1-\varepsilon^{-\alpha t}\left(\cos\omega' t+\frac{\alpha}{\omega'}\sin\omega' t\right)\right\}, \tag{2.2 b}$$

$$i(t)=\frac{V_1}{2\omega' L}\,\varepsilon^{-\alpha t}\sin\omega' t\ , \tag{2.2 c}$$

ただし

$$\left.\begin{aligned} \omega' &= \sqrt{\omega^2-\alpha^2}, \\ \omega^2 &= 1/LC, \\ \alpha &= r/2L \end{aligned}\right\} \tag{2.3}$$

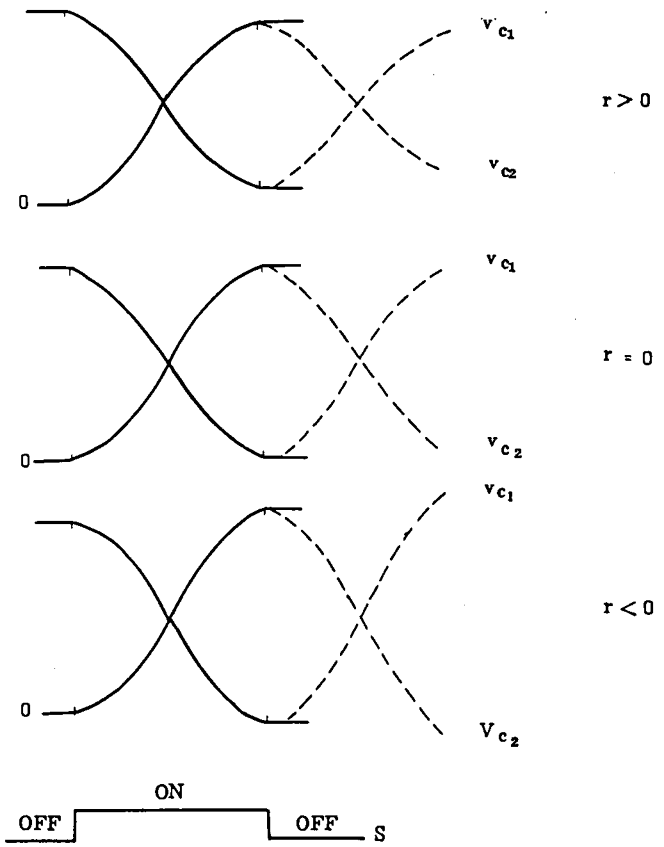


図 2.2　レゾナント・トランスファ回路中の抵抗成分と共振現象の関係

となることがわかる。そこで

$$t = \tau = \pi / \omega' \tag{2.4}$$

でスイッチを開くものとすると

$$v_1(\tau) = \frac{V_1}{2}\left(1 - \varepsilon^{-\alpha\tau}\right), \tag{2.5 a}$$

$$v_2(\tau) = \frac{V_1}{2}\left(1 + \varepsilon^{-\alpha\tau}\right) \tag{2.5 b}$$

となる。これから損失を評価する式として

$$\frac{v_2(\tau)}{V_i}=\frac{1}{2}(1+\varepsilon^{-\alpha\tau})=\frac{1}{2}(1+\varepsilon^{-\frac{r}{\omega' L}\cdot\frac{\pi}{2}}) \tag{2.6}$$

が得られる。これから損失は，共振角周波数ω'における コイルの良さ$Q=\omega' L/r$によってきまることがわかる。

いずれにしても，レゾナント・トランスファ回路での損失を防ぐには，この回路中に存在する抵抗分 r を打ち消すように負抵抗を挿入すればよい。また積極的に，回路中の抵抗分を負にすれば，利得を得ることも可能となる。

また，こゝでは詳述しないが，図 2.3 のように，共通伝送路（ハイウエイ）H に負抵抗r'を挿入しても類似の効果を得ることができる。

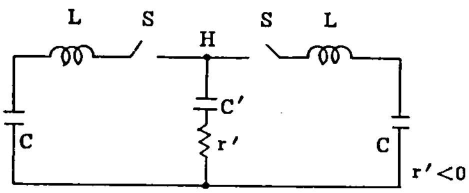


図 2.3　共通伝送路（ハイウエイ）に負抵抗をもつレゾナント・トランスファ回路

そこで，このような負抵抗を実際に実現することを考えよう。負抵抗は，電圧が増加する際電流が減少する特性をもつが，現実に得られる負抵抗素子は，理想的なものではなく，図 2.4 に示すように必らず正抵抗に転ずる性質をもつており，正抵抗への転じ方で同図(a)，(b)のように 2 種類に類別される。(a)は電圧が電流の 1 価関数として与えられる電流制御形であり，(b)は電流が電圧の 1 価関数として与えられる電圧制御形である。さて，図 2.1，図 2.3 等のレゾナント・トランスファ回路に用いる負抵抗は，時分割スイッチ S が閉じた瞬間，図 2.4 の原点 O に動作点がなければならない。したがってスイッチ S が開いているときにも点 O に動作点がとどまっていなければならない。図 2.1 あるいは図 2.3 の回路では，時分割スイッチ S が開いているとき，負抵抗を含む回路はいずれも開回路となって電流が流れ得ない状態となっている。図 2.4(b)に示した電圧制御形では電流 i＝0 のとき動作点としては原点 O のほかに S_1，S_2 の合計 3 つの動作点が可能であるが，よく知られているように負抵抗を示す原点 O は不安定で，動作点は正抵抗を示す S_1 あるいは S_2 のいずれかに落ち着き，スイッチ S が閉じたとき負抵抗を期待することができない。これに反して(a)

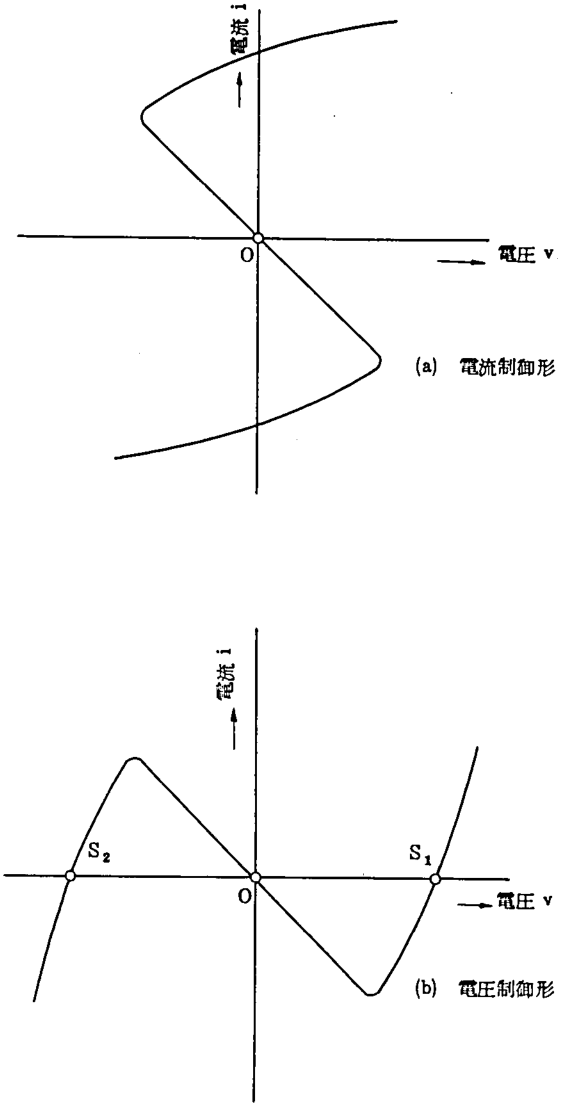


図 2.4　負抵抗の類別

に示した電流制御形では，i＝0での動作点は原点Oに限られるため，負抵抗を期待することができるので，レゾナント・トランスファ回路に用いるものとしては，この電流制御形でなければならないことになる。このような電流制御形負抵抗は，たとえばpnpn

素子を用いるか，またはpnp　トランジスタとnpnトランジスタを組み合わせて等価的にpnpn 素子と同じ回路を用いて構成することが可能である。ところで，一般には負抵抗素子を純粋にとり出すことは困難で，並列の浮遊容量や直列の漏えいインダクタンスを伴なうのが普通である。このような場合，安定に負抵抗状態を保つことは一般に面倒であることが知られている。図 2.5は電流制御形負抵抗素子が並列キャパシタを有する

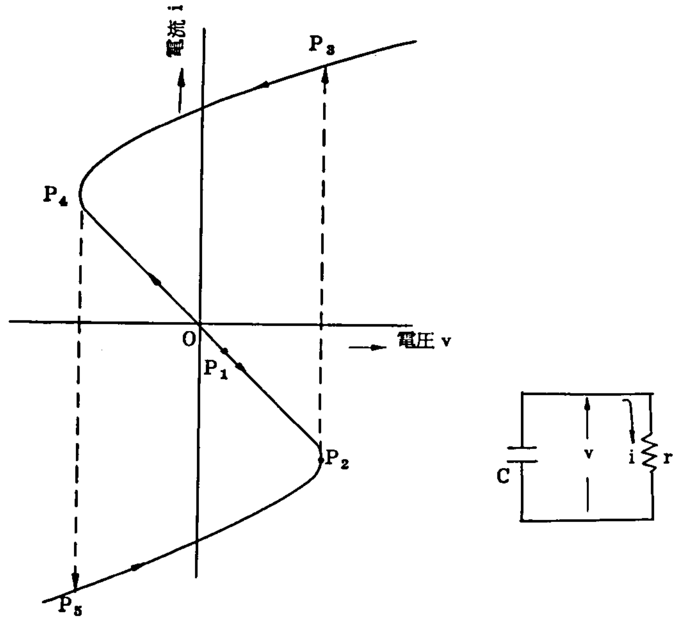
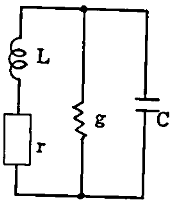


図 2.5　並列キャパシタをもつ電流制御形負抵抗素子における無安定発振

場合に無安定発振が起こることを説明したもので，いまかりに，動作点が原点にある場合，何らかの原因たとえば雑音等で動作点がP_1に移動したとすると，素子の電圧電流特性から，キャパシタCはますます充電されて端子電圧vが上昇する向きに電流が流れ，動作点は急速に点P_2まで移動する。実線上では，電圧vはこれ以上増加することができず，一方キャパシタCは電荷したがって電圧を保持しようとする性質をもつから，動作点はP_2 からP_3 へ跳躍する。P_3 では抵抗rは正抵抗を示すので電圧電流はともに減少し点P_4 に到つてふたたびP_5に跳躍し，以後$P_2 \rightarrow P_3 \rightarrow P_4 \rightarrow P_5$ のループ上を移動することとなり，原点Oは実現されない結果となり，さらには動作点の所在を適確に

知ることも不可能となる。



$$\frac{1}{|r|} > g$$

$$\frac{L}{|r|} > \frac{C}{g}$$

r：負抵抗

図 2.6　負抵抗回路の安定条件

このような不安定状態あるいは無安定発振状態を生ぜしめないようにするには，図 2.6 に示すように，直列インダクタ，並列コンダクタンス等を設けて

$$\left.\begin{aligned} &\frac{1}{|r|} > g, \\ &\frac{L}{|r|} > \frac{C}{g} \end{aligned}\right\} \qquad (2.7)$$

なるようにせねばならないことが知られている。[36)*]

このようなことは，具体的な回路構成上厄介な問題であり，負抵抗によって原理的には損失補償が可能であり，利得を得ることも可能であることがわかっておりながら，具体的にこのような方法で損失補償を行なったという報告が皆無であることのもっとも大きい原因であると考えられる。

また，別な立場から考えると，図 2.4 に示したような特性をもつ負抵抗素子は，考察の対象としている程度の周波数領域の中では，一般に周波数依存性をもつていないと考えられるので，どのような周波数成分に対しても一様に負抵抗を呈し，そのためごくわずかの雑音にも感動し，不安定状態に至ると考えることも可能である。以上ですべての周波数に対して一様に負抵抗を呈する素子は用途によっては必ずしも適切ではないことが知られよう。

2.2　パラメータ励振をかけられたインダクタをもつレゾナント・トランスファ回路の解析

前節に述べたように，レゾナント・トランスファ回路の損失は，この回路中に負抵抗を挿入して，各素子の抵抗分を打ち消すことにより原理的には補償できるが，通常の負抵抗素子では，回路全体を不安定にしてしまう危険がある。

---

* 文献(３６)は、エサキダイオードすなわち電圧制御形負抵抗素子について議論されているので，電流制御形の場合はその双対を考えればよい。

一方，すでにパラメトロンで広く知られているように，角周波数 2 ω でパラメータ励振をかけられたインダクタは，角周波数 ω において，ある特定の範囲の位相に対して負抵抗成分を示し，かつその位相は π を周期としている。ところで，レゾナント・トランスファ回路に流れる共振電流は，図 2.7 に示したように，キャパシタ C_1，C_2 の電位の初期値の大小によって振巾は変化するが，一定の周波数で互いに π だけ位相の異なる振動のいずれかになる。したがってパラメータ励振をかけられたインダクタ中に生じる負抵抗を利用すれば，共振電流が上記 π だけずれた位相のいずれであっても全く同等に負抵抗を供給することができ，振動を時間とともに増大させることが可能となる。

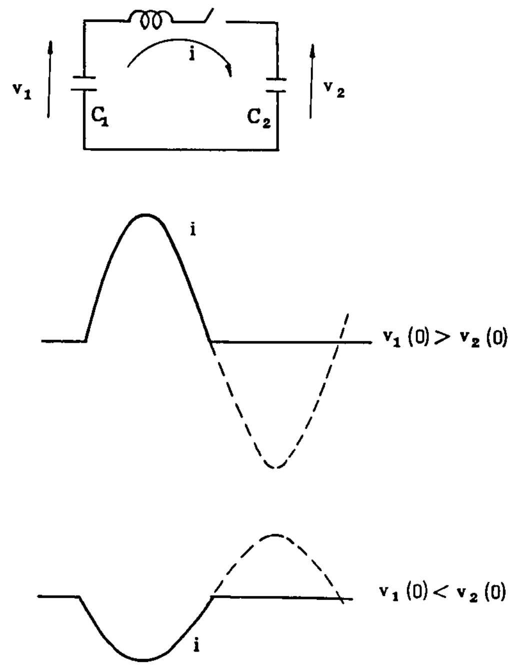


図 2.7　キャパシタ電位の初期値と共振電流の位相の関係

インダクタのパラメータ励振によって生ずる負抵抗と，一般の負抵抗素子による負抵抗とのもつとも大きい相違は，前者が特定の周波数の，しかもある限られた範囲の位相の振動に対してのみしか負抵抗を呈さないことである。とくにレゾナント・トランスファ回路に用いる場合，時分割スイッチが閉じて角周波数 ω の共振回路が形成されることによりはじめて効果を発揮し，スイッチが開かれ，したがって共振回路が形成されていないときには，角周波数 ω の振動が存在しないため，回路を不安定にする危険がないということである。したがって，この方法によれば，素子自身に起因する不安定性

はなく，安定した損失補償を行なうことが期待できる。

また，インダクタにパラメータ励振をかけることはパラメトロンで周知のように，それほど厄介な技術ではない上に，実際には図 1.8 に示したように多重利用できるので，インダクタの所要数が少なく，経済的な損失補償法となり得ると考えられる。

本研究は，以上のような観点から，パラメータ励振を積極的に利用した損失補償法あるいは双方向増巾を提案して論じるものである。パラメトロンにおいては，パラメータ励振によって増大した振動がリアクタンスや抵抗の非線形性によって振巾制限され，定常振巾になった状態を利用しようとするものであるが，本研究においては，振動の増大過程を対象とし，かつ利用しようとするのである。

以下，レゾナント・トランスファ回路を構成するインダクタにパラメータ励振をかけることにより振動が増大し，したがって損失補償ないしは利得を得ることができることを解析的に示す。

パラメータ励振をかけられた系の解析は，一般に複雑であって，あらゆる場合について解を求めることは困難であるため，ここでは，実用上もっとも重要と思われる場合として，パラメータ励振の周波数が，回路の共振周波数のほゞ2倍になっている場合を扱うことにする。また，パラメータ励振の効果を明確にし，計算過程の単純化をはかるために，各回路素子の損失は無視して解析を行なう。

まず，考察の対象とする基本回路として図 2.8 を考える。図 2.8 において，v_1，v_2 は，それぞれ2つのキャパシタの電圧で，i は閉回路に流れる電流である。ϕ は，この回路がパラメータ励振をかけられるため，とくに導入した物理量で，インダクタ 2L の中に生じている磁束の磁束鎖交回数である（一般に変定数回路においては，電圧と電流より電荷と磁束がより基本的な物理量である）。

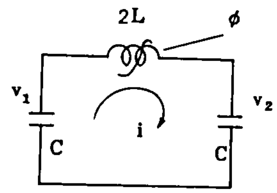


図 2.8　解析を行なう基本回路

さて，図 2.8 の回路において，インダクタのもつインダクタンス L が，パラメータ励振をかけられて

$$L=\frac{L_0}{1+\gamma\cos 2\omega t'} \qquad (2.8)^*$$

で表わされるものとする。γ はパラメータ励振率である。式（2.8）は，一般に，フエ

* 後の便のため，時間を t' で表わしておく。

ライトなどの磁性材料を用いたコイルのインダクタンスが，起磁力したがって電流によって，大体，図 2.9 に示したように変化するということを比較的よく表わした式と考えてよい。

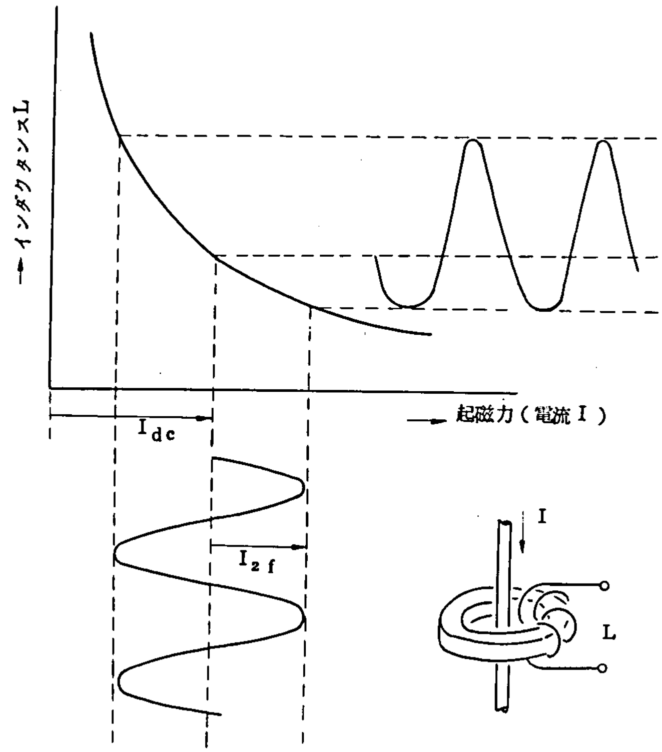


図 2.9　起磁力に対するインダクタンスの変化

図 2.8 の回路については，

$$-v_1 + \frac{d\phi}{dt'} + v_2 = 0, \tag{2.9 a}$$

$$i = \frac{\phi}{2L} = \frac{\phi}{2L_0}\quad(1+\gamma\cos 2\omega t'), \tag{2.9 b}$$

$$i = -C\frac{dv_1}{dt'}\quad, \tag{2.9 c}$$

$$i = C\frac{dv_2}{dt'} \tag{2.9 d}$$

なる方程式がなりたつ。そこで，独立変数である時間を正規化して，

$$\omega t' = \tau \tag{2.10}$$

とすると，方程式（2.9）は，

$$-v_1 + \omega \frac{d\phi}{d\tau} + v_2 = 0, \tag{2.11a}$$

$$i = \frac{\phi}{2L_0}(1 + \gamma \cos 2\tau), \tag{2.11b}$$

$$i = -\omega C \frac{dv_1}{d\tau}, \tag{2.11c}$$

$$i = \omega C \frac{dv_2}{d\tau} \tag{2.11d}$$

のように変わる。そこで，連立方程式（2.1 1）から v_1，v_2，i を消去し，さらに，

$$\frac{1}{L_0 C} = \omega_0^2, \tag{2.12a}$$

$$\frac{\omega_0^2}{\omega^2} = \Omega^2 \tag{2.12b}$$

とおくと，ϕ に関する微分方程式

$$\frac{d^2\phi}{d\tau^2} + \Omega^2 (1 + \gamma \cos 2\tau)\phi = 0 \tag{2.13}$$

が得られる。これが，以下の解析の出発点となる基礎方程式である。いま，

$$\Omega^2 = a, \tag{2.14a}$$

$$\frac{1}{16}\Omega^2 \gamma = q \tag{2.14b}$$

とすれば，式（2.1 3）は

$$\frac{d^2\phi}{d\tau^2} + (a + 16q\cos 2\tau)\phi = 0 \tag{2.15}$$

なる Mathieu 方程式の標準形にすることができる。[37, 38)*]

Mathieu の方程式について，パラメータ励振率 γ に比例する q が比較的小さい場合

---

* Mathieu の方程式として，文献（3 8）では

$$\frac{d^2\phi}{d\tau^2} + (a - 2q\cos 2\tau)\phi = 0$$

の形を用いているが，符号と係数の相違だけであるので，便宜上，文献（3 7）の手法にしたがつた。

については，かなりよく研究がなされており，上記数学書等によれば，一般解を

$$\phi = \Phi_1' \varepsilon^{\mu\tau} f(\tau) - \Phi_2' \varepsilon^{-\mu\tau} f(-\tau) \qquad (2.16)^*$$

のように記述することができる。こゝで，Φ_1', Φ_2' は任意定数で，μ および $f(\tau)$ は，

$$a \cong 1 \qquad (2.17)$$

の場合，新しいパラメータ σ を用いて

$$\mu = 4q \sin 2\sigma - 12 q^3 \sin 2\sigma + \cdots\cdots, \qquad (2.18a)$$

$$a = 1 + 8q\cos 2\sigma + q^2(-16 + 8\cos 4\sigma) - 8q^3 \cos 2\sigma + \cdots\cdots, \qquad (2.18b)$$

$$f(\tau) = \sin(\tau - \sigma) + a_3 \cos(3\tau - \sigma) + b_3 \sin(3\tau - \sigma)$$
$$+ a_5 \cos(5\tau - \sigma) + b_5 \sin(5\tau - \sigma) + \cdots\cdots\cdots, \qquad (2.18c)$$

ただし

$$\left.\begin{aligned} a_3 &= 3q^2 \sin 2\sigma + 3q^3 \sin 4\sigma + \cdots\cdots, \\ b_3 &= q + q^2 \cos 2\sigma + q^3\left(-\frac{14}{3} + 5\cos 4\tau\right) + \cdots\cdots\cdots, \\ a_5 &= \frac{14}{9} q^3 \sin 2\sigma + \cdots\cdots, \\ b_5 &= \frac{1}{3} q^2 + \frac{4}{9} q^3 \cos 2\sigma + \cdots\cdots\cdots, \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \end{aligned}\right\} \qquad (2.19)$$

で表わされる。

ところで，一般には，a，q が与えられていて，μ，σ を知りたいのであるが，これらの間の関係は複雑で，直接求めることは困難であるが，幸い，すでにグラフが求められており，たとえば文献（37）のp. 9などから，大体の数値を知ることができる。

しかし，いまわれわれが問題にしようとしているのは，パラメータ励振率 γ があまり大きくなく，

$$\gamma < 1 \qquad (2.20)$$

と考えられ，したがって

$$q < \frac{1}{16} \qquad (2.21)$$

のように q が非常に小さい範囲であるから，高次項を無視しても，かなりの精度で現象

---

* Φ_1'，Φ_2' のダッシュおよび Φ_2' の前の負符号は後の便のためである。

を調べることができると思われるので，

$$a_3 = b_3 = a_5 = b_5 = \cdots\cdots = 0 \qquad (2.22)$$

としてしまい，

$$f(\tau) = \sin(\tau - \sigma) \qquad (2.23)$$

のように単純な形で以下の計算を進めることにする。すると，Mathieu の方程式 (2.15) の一般解は，式 (2.16) から

$$\begin{aligned}\phi &= \Phi_1' \varepsilon^{\mu\tau} \sin(\tau - \sigma) - \Phi_2' \varepsilon^{-\mu\tau} \sin(-\tau - \sigma) \\ &= \Phi_1' \varepsilon^{\mu\tau} \sin(\tau - \sigma) + \Phi_2' \varepsilon^{-\mu\tau} \sin(\tau + \sigma) \end{aligned} \qquad (2.24)$$

とかくことができる。

以上のように，もっとも基本的な物理量 ϕ の一般解が形式的に求まつたから，以下，適当な初期条件のもとで，v_1，v_2，i を求めることを考える。まず，式 (2.11b, c) から，

$$\frac{d\,v_1}{d\tau} = -\Omega^2 \frac{\omega}{2} (1 + r\cos 2\tau)\phi$$

が得られるから，この式の ϕ に式 (2.2 4) を代入し，τ について積分すると，

$$\begin{aligned} &-\frac{1}{\Omega^2}\frac{2}{\omega}\left(v_1 - K_{v_1}\right) \\ &= \Phi_1' \varepsilon^{\mu\tau}\Big[\frac{1}{1+\mu^2}\Big\{\Big(1-\frac{r}{2}\Big)\cos\sigma\,(\mu\sin\tau - \cos\tau) - \Big(1+\frac{r}{2}\Big)\sin\sigma(\mu\cos\tau + \sin\tau)\Big\} \\ &\qquad + \frac{r}{2}\,\frac{1}{9+\mu^2}\big\{\cos\sigma(\mu\sin 3\tau - 3\cos 3\tau) - \sin\sigma(\mu\cos 3\tau + 3\sin 3\tau)\big\}\Big] \\ &\quad + \Phi_2' \varepsilon^{-\mu\tau}\Big[\frac{1}{1+\mu^2}\Big\{\Big(1-\frac{r}{2}\Big)\cos\sigma(-\mu\sin\tau - \cos\tau) + \Big(1+\frac{r}{2}\Big)\sin\sigma(-\mu\cos\tau + \sin\tau)\Big\} \\ &\qquad + \frac{r}{2}\,\frac{1}{9+\mu^2}\big\{\cos\sigma(-\mu\sin 3\tau - 3\cos 3\tau) + \sin\sigma(-\mu\cos 3\tau + 3\sin 3\tau)\big\}\Big] \end{aligned} \qquad (2.25)$$

が得られる。こゝで K_{v_1} は，v_1 に関する未定の積分定数である。

同様にして，式 (2.1 1 b，d) から

$$\frac{1}{\Omega^2}\frac{2}{\omega}\left(v_2 - K_{v_2}\right) = \text{r.h.s. } (2.25)^{*} \qquad (2.26)$$

が得られる。K_{v_2} は v_2 に関する未定の積分定数である。なお，

---

* right hand side of Eq. (2.25) の意味

$$\frac{d\phi}{d\tau}=\Phi_1'\ \varepsilon^{\mu\tau}\{\mu\sin(\tau-\sigma)+\cos(\tau-\sigma)\}$$

$$+\Phi_2'\ \varepsilon^{-\mu\tau}\{-\mu\sin(\tau+\sigma)+\cos(\tau+\sigma)\} \qquad (2.2\,7)$$

および

$$i=\frac{1}{2L_0}(1+\gamma\cos 2\tau)\phi$$

$$=\frac{1}{2L_0}(1+\gamma\cos 2\tau)\{\Phi_1'\ \varepsilon^{\mu\tau}\sin(\tau-\sigma)+\Phi_2'\ \varepsilon^{-\mu\tau}\sin(\tau+\sigma)\} \qquad (2.2\,8)$$

となる。

こゝで，レゾナント・トランスファ回路において，時刻

$$\tau=\tau_0 \qquad (2.2\,9)$$

にスイッチS（図2.1参照）が閉じられるものとして，初期条件を

$$v_1(\tau_0)=V_1, \qquad (2.3\,0\,a)$$

$$v_2(\tau_0)=0, \qquad (2.3\,0\,b)$$

$$i(\tau_0)=0 \qquad (2.3\,0\,c)$$

として与える。この条件は，スイッチが閉じられる瞬間 $\tau=\tau_0$ において，左側のキャパシタ C_1 にだけ非零の電荷があり，右側のキャパシタ C_2 の電荷は零であるということを示している。そしてこのように，スイッチの投入時間 τ_0 を導入することにより，図2.10に示すように，パラメータ励振と共振現象の間の相対位相を表現することができる。そこで，現象をスイッチ投入後に限ることとし，時間 τ をさらに図2.10のように，スイッチ投入時が0になるように

$$\tau-\tau_0=t \qquad (2.3\,1)$$

のように変換する。そして，

$$\Phi_1'\ \varepsilon^{\mu\tau_0}=\Phi_1'', \qquad (2.3\,2\,a)$$

$$\Phi_2'\ \varepsilon^{-\mu\tau_0}=\Phi_2'' \qquad (2.3\,2\,b)$$

とかき改めると，式（2.2 5）～式（2.2 8）は，それぞれ

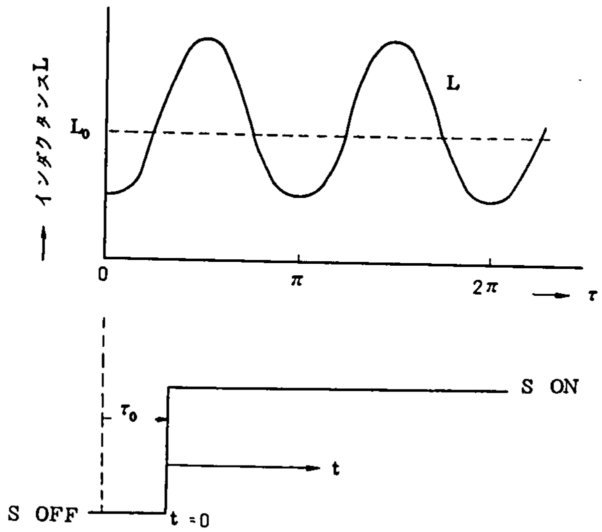


図2.10　τとtの関係

$$-\frac{1}{\Omega^2}\frac{2}{\omega}(v_1-K_{v1})$$

$$=\Phi_1'\varepsilon^{\mu t}\Big[\frac{1}{1+\mu^2}\Big[(1-\frac{\gamma}{2})\cos\sigma\{\mu\sin(t+\tau_0)-\cos(t+\tau_0)\}$$

$$-(1+\frac{\gamma}{2})\sin\sigma\{\mu\cos(t+\tau_0)+\sin(t+\tau_0)\}\Big]$$

$$+\frac{\gamma}{2}\frac{1}{9+\mu^2}\Big[\cos\sigma\{\mu\sin(3t+3\tau_0)-3\cos(3t+3\tau_0)\}$$

$$-\sin\sigma\{\mu\cos(3t+3\tau_0)+3\sin(3t+3\tau_0)\}\Big]\Big]$$

$$+\Phi_2'\varepsilon^{-\mu t}\Big[\frac{1}{1+\mu^2}\Big[(1-\frac{\gamma}{2})\cos\sigma\{-\mu\sin(t+\tau_0)-\cos(t+\tau_0)\}$$

$$+(1+\frac{\gamma}{2})\sin\sigma\{-\mu\cos(t+\tau_0)+\sin(t+\tau_0)\}\Big]$$

$$+\frac{\gamma}{2}\frac{1}{9+\mu^2}\Big[\cos\sigma\{-\mu\sin(3t+3\tau_0)-3\cos(3t+3\tau_0)\}$$

$$+\sin\sigma\{-\mu\cos(3t+3\tau_0)+3\sin(3t+3\tau_0)\}\}\}, \qquad (2.33)$$

$$\frac{1}{\Omega^2}\frac{2}{\omega}(v_2-K_{v_2})=\text{r.h.s}(2.33), \qquad (2.34)$$

$$\frac{d\phi}{dt}=\Phi_1'\,\varepsilon^{\mu t}\{\mu\sin(t+\tau_0-\sigma)+\cos(t+\tau_0-\sigma)\}$$

$$+\Phi_2'\,\varepsilon^{-\mu t}\{-\mu\sin(t+\tau_0+\sigma)+\cos(t+\tau_0+\sigma)\}, \qquad (2.35)$$

$$i=\frac{1}{2L_0}\{1+r\cos(2t+2\tau_0)\}$$

$$\{\Phi_1'\,\varepsilon^{\mu t}\sin(t+\tau_0-\sigma)+\Phi_2'\,\varepsilon^{-\mu t}\sin(t+\tau_0+\sigma)\} \qquad (2.36)$$

として，tの関数で表わされる。初期条件（2.3 0）は，もちろんtの関数として

$$v_1(0)=V_1, \qquad (2.30\,a')$$

$$v_2(0)=0, \qquad (2.30\,b')$$

$$i(0)=0 \qquad (2.30\,c')$$

に改められる。

そこで，未定係数Φ_1'，Φ_2'，K_{v_1}，K_{v_2}を条件式（2.3 0′）のもとで求めるが，それには，式（2.1 1 a）の変数をτからtに変えた

$$-v_1+\omega\frac{d\phi}{dt}+v_2=0 \qquad (2.37)$$

と，式（2.3 3），式（2.3 4），式（2.3 6）の合計4つを利用する。式（2.3 7）の$d\phi/dt$には，もちろん式（2.3 5）が用いられる。

まず，式（2.3 6），式（2.3 7）に初期条件を入れて，Φ_1'，Φ_2'に関する連立方程式

$$\left.\begin{aligned}&\sin(\tau_0-\sigma)\,\Phi_1'+\sin(\tau_0+\sigma)\,\Phi_2'=0,\\&\omega\{\mu\sin(\tau_0-\sigma)+\cos(\tau_0-\sigma)\}\Phi_1'+\omega\{-\mu\sin(\tau_0+\sigma)+\cos(\tau_0+\sigma)\}\Phi_2'=V_1\end{aligned}\right\}$$

が得られるから

$$\Phi_1'=\frac{\sin(\tau_0+\sigma)}{\omega\sin2\sigma+2\omega\mu\sin(\tau_0-\sigma)\sin(\tau_0+\sigma)}V_1, \qquad (2.38\,a)$$

$$\Phi_2'=-\frac{\sin(\tau_0-\sigma)}{\omega\sin2\sigma+2\omega\mu\sin(\tau_0-\sigma)\sin(\tau_0+\sigma)}V_1 \qquad (2.38\,b)$$

が容易に得られる。つぎに，式（2.3 3），式（2.3 4）でt＝0とすることにより

$$K_{v_1}=V_1+A\Phi_1'+B\Phi_2', \qquad (2.38\,c)$$

$$K_{v_2} = -A\,\Phi_1' - B\Phi_2' \tag{2.38d}$$

が得られる。たゞし，A，Bはそれぞれ

$$\frac{1}{\Omega^2}\frac{2}{\omega}A = \frac{1}{1+\mu^2}\{(1-\frac{\gamma}{2})\cos\sigma(\mu\sin\tau_0 - \cos\tau_0) - (1+\frac{\gamma}{2})\sin\sigma(\mu\cos\tau_0 + \sin\tau_0)\}$$
$$+\frac{\gamma}{2}\frac{1}{9+\mu^2}\{\cos\sigma(\mu\sin 3\tau_0 - 3\cos 3\tau_0) - \sin\sigma(\mu\cos 3\tau_0 + 3\sin 3\tau_0)\}, \tag{2.39a}$$

$$\frac{1}{\Omega^2}\frac{2}{\omega}B = \frac{1}{1+\mu^2}\{(1-\frac{\gamma}{2})\cos\sigma(-\mu\sin\tau_0 - \cos\tau_0) + (1+\frac{\gamma}{2})\sin\sigma(-\mu\cos\tau_0 + \sin\tau_0)\}$$
$$+\frac{\gamma}{2}\frac{1}{9+\mu^2}\{\cos\sigma(-\mu\sin 3\tau_0 - 3\cos 3\tau_0) + \sin\sigma(-\mu\cos 3\tau_0 + 3\sin 3\tau_0)\}, \tag{2.39b}$$

で与えられる定数である。

以上で，定数Φ_1'，Φ_2'，K_{v_1}，K_{v_2}が求まつたから，これらをまず式（2.33）に代入して$v_1(t)$を求めると

$$-\frac{1}{\Omega^2}\frac{2}{\omega}(v_1 - V_1)$$
$$=\Phi_1'[\frac{1}{1+\mu^2}[(1-\frac{\gamma}{2})\cos\sigma[\mu\{\varepsilon^{\mu t}\sin(t+\tau_0) - \sin\tau_0\}$$
$$-\{\varepsilon^{\mu t}\cos(t+\tau_0) - \cos\tau_0\}]$$
$$-(1+\frac{\gamma}{2})\sin\sigma[\mu\{\varepsilon^{\mu t}\cos(t+\tau_0) - \cos\tau_0\}$$
$$+\{\varepsilon^{\mu t}\sin(t+\tau_0) - \sin\tau_0\}]]$$
$$+\frac{\gamma}{2}\frac{1}{9+\mu^2}[\cos\sigma[\mu\{\varepsilon^{\mu t}\sin(3t+3\tau_0) - \sin 3\tau_0\}$$
$$-3\{\varepsilon^{\mu t}\cos(3t+3\tau_0) - \cos 3\tau_0\}]$$
$$-\sin\sigma[\mu\{\varepsilon^{\mu t}\cos(3t+3\tau_0) - \cos 3\tau_0\}$$
$$+3\{\varepsilon^{\mu t}\sin(3t+3\tau_0) - \sin 3\tau_0\}]]]$$
$$+\Phi_2'[\frac{1}{1+\mu^2}[(1-\frac{\gamma}{2})\cos\sigma[-\mu\{\varepsilon^{-\mu t}\sin(t+\tau_0) - \sin\tau_0\}$$
$$-\{\varepsilon^{-\mu t}\cos(t+\tau_0) - \cos\tau_0\}]$$

$$+\left(1+\frac{\gamma}{2}\right)\sin\sigma\left[-\mu\{\varepsilon^{-\mu t}\cos(t+\tau_0)-\cos\tau_0\}\right.$$

$$\left.+\{\varepsilon^{-\mu t}\sin(t+\tau_0)-\sin\tau_0\}\right]\Big]$$

$$+\frac{\gamma}{2}\;\frac{1}{9+\mu^2}\;\Big[\cos\sigma\left[-\mu\{\varepsilon^{-\mu t}\sin(3t+3\tau_0)-\sin 3\tau_0\}\right.$$

$$\left.-3\{\varepsilon^{-\mu t}\cos(3t+3\tau_0)-\cos 3\tau_0\}\right]$$

$$+\sin\sigma\left[-\mu\{\varepsilon^{-\mu t}\cos(3t+3\tau_0)-\cos 3\tau_0\}\right.$$

$$\left.+3\{\varepsilon^{-\mu t}\sin(3t+3\tau_0)-\sin 3\tau_0\}\right]\Big]\Big] \qquad (2.40)$$

が得られる。

こゝで，現象を初期電圧 V_1 で正規化するために，Φ_1'，Φ_2' をさらに

$$\Phi_1 \equiv \frac{\Phi_1'}{V_1} = \frac{\sin(\tau_0+\sigma)}{\omega\sin 2\sigma+2\omega\mu\sin(\tau_0-\sigma)\sin(\tau_0+\sigma)} \qquad (2.41\,a)$$

$$\Phi_2 \equiv \frac{\Phi_2'}{V_1} = -\frac{\sin(\tau_0-\sigma)}{\omega\sin 2\sigma+2\omega\mu\sin(\tau_0-\sigma)\sin(\tau_0+\sigma)} \qquad (2.41\,b)$$

とし，v_1 を σ，τ_0 をパラメータとする時間 t の関数として

$$v_1(t,\sigma,\tau_0)=V_1\{1-g(t,\sigma,\tau_0)\} \qquad (2.42)$$

と表現することにする。すると，式（2.40），式（2.41）から $g(t,\sigma,\tau_0)$ は

$$g(t,\sigma,\tau_0)=\Omega^2\,\frac{\omega}{2}\{\Phi_1[\alpha]+\Phi_2[\beta]\} \qquad (2.43)$$

で表わすことができる。α，β は，それぞれ式（2.40）の Φ_1'，Φ_2' に続く括弧の内容である。

つぎに，v_1 と同様にして v_2 を求めると，

$$v_2(t,\sigma,\tau_0)=V_1\cdot g(t,\sigma,\tau_0) \qquad (2.44)$$

となることがわかる。

こゝで，式（2.42）と式（2.44）を比較すると v_1 と v_2 は，$v_1=v_2=V_1/2$ について線対称の波形になっていることがわかる。このことは，パラメータ励振のかけられていない場合には，式（2.2）からすでに明らかであったが，パラメータ励振をかけられた場合にも v_1 と v_2 が同じような波形になることを示しているものである。このような場合を，'波形対称形のレゾナント・トランスファ' と呼ぶことにしておく。

以上で，電圧 v_1 ，v_2 に関して，一般的な式を導くことができたが，* このまゝでは パラメータが多すぎて具体性に欠けるので，以下では本解析のはじめに述べたように，パラメータ励振の周波数が，共振の基本周波数のほぼ2倍になっている場合に限って計算を進めることにする。なお，電圧 v_1 ，v_2 は関数 g がわかれば直ちに知ることができるので，v_1 ，v_2 の代わりに関数 g を検討すれば十分である。

さて，パラメータ励振の周波数が共振の基本周波数のほゞ2倍の場合には，式(2.12 b)から

$$\Omega^2 = 1 \qquad (2.45)$$

がその条件となり，式(2.14a)から

$$a = 1 \qquad (2.46)$$

が要請される。このような条件のもとでは，式(2.18b)から q を十分小さい量として

$$\sigma = \frac{\pi}{4} + \frac{n}{2}\pi, \quad (n=0,\ \pm 1,\ \pm 2, \cdots\cdots) \qquad (2.47')$$

として差支えない。ところで，関数 g は，σ に対して，$\frac{\pi}{2}$ の周期性をもつことが確かめられるから，以下では

$$\sigma = \frac{\pi}{4} \qquad (2.47)$$

に限ることにする。この結果，Mathieuの方程式の解(2.16)のパラメータ μ は，q を小さいとして

$$\mu = 4q = \frac{r}{4} \qquad (2.48)$$

とすることができる。また，g はパラメータ τ_0 と時間 t だけの関数となり，式(2.43)の中の Φ_1 ，Φ_2 ，α ，β などに $\sigma = \pi/4$ を代入して，結局

$$
\begin{aligned}
g(t,\tau_0) &= \frac{1}{2\left(1-\frac{r}{4}\cos 2\tau_0\right)}\Bigg[\frac{1}{1+\frac{r^2}{16}}\Bigg[\left(1+\frac{r^2}{8}\right)\left\{1-\cosh\frac{r}{4}t\cdot\cos t\right. \\
&\qquad\qquad \left.-\sinh\frac{r}{4}t\cdot\sin(t+2\tau_0)\right\} \\
&\qquad\qquad -\frac{r}{4}\left\{\cos 2\tau_0-\cosh\frac{r}{4}t\cdot\cos(t+2\tau_0)\right. \\
&\qquad\qquad \left.+\sinh\frac{r}{4}t\cdot\sin t\right\}\Bigg] \\
&\qquad + \frac{r}{2}\,\frac{1}{9+\frac{r^2}{16}}\Big[3\left\{\cos 2\tau_0-\cosh\frac{r}{4}t\cdot\cos(3t+2\tau_0)\right.
\end{aligned}
$$

* こゝまででは，まだ $a=1$ でなくてもよい。

$$-\sinh\frac{r}{4}t\cdot\sin(3t+4\tau_0)\}$$

$$+\frac{r}{4}\{\cos 4\tau_0-\cosh\frac{r}{4}t\cdot\cos(3t+4\tau_0)$$

$$+\sinh\frac{r}{4}t\cdot\sin(3t+2\tau_0)\}\}] \quad (2.49)$$

となる。

一方，電流 i の方は，

$i(t,\tau_0)$

$$=\frac{V_1}{2\omega L_0}\ \frac{1}{1-\frac{r}{4}\cos 2\tau_0}\ [\cosh\frac{r}{4}t[\sin t+\frac{r}{2}\{\sin(3t+2\tau_0)-\sin(t+2\tau_0)\}]$$

$$-\sinh\frac{r}{4}t[\cos(t+2\tau_0)+\frac{r}{2}\{\cos(3t+4\tau_0)+\cos t\}]]$$

$$(2.50)$$

となる。

式(2.49)，式(2.50)において，$r=0$ とすれば

$$g(t,\tau_0)=\frac{1}{2}(1-\cos t), \quad (2.51a)$$

$$i(t,\tau_0)=\frac{1}{2\omega L_0}\sin t \quad (2.51b)$$

となり，パラメータ励振がかけられていないときの式となる。

さて，レゾナント・トランスファ回路は，多くの場合，共振現象が 1/2 周期経過したときにスイッチSを開くから，$t=\pi$ における g の値を求めると

$g(\pi,\tau_0)$

$$=\frac{1}{2(1-\frac{r}{4}\cos 2\tau_0)}\ [\frac{1}{1+\frac{r^2}{16}}\{(1+\frac{r^2}{8})(1+\cosh\frac{r}{4}\pi+\sinh\frac{r}{4}\pi\cdot\sin 2\tau_0)$$

$$-\frac{r}{4}(1+\cosh\frac{r}{4}\pi)\cos 2\tau_0\}$$

$$+\frac{r}{2}\ \frac{1}{9+\frac{r^2}{16}}\ [3\{(1+\cosh\frac{r}{4}\pi)\cos 2\tau_0+\sinh\frac{r}{4}\pi\cdot\sin 4\tau_0\}$$

$$+\ \frac{\gamma}{4}\{(1+\cosh\frac{\gamma}{4}\pi)\cos 4\tau_0\ -\sinh\frac{\gamma}{4}\pi\cdot\sin 2\tau_0\ \}\}]$$

(2.52)

となり，励振とスイッチ投入時との相対位相角 τ_0 の関数となる。図2.11は，これを

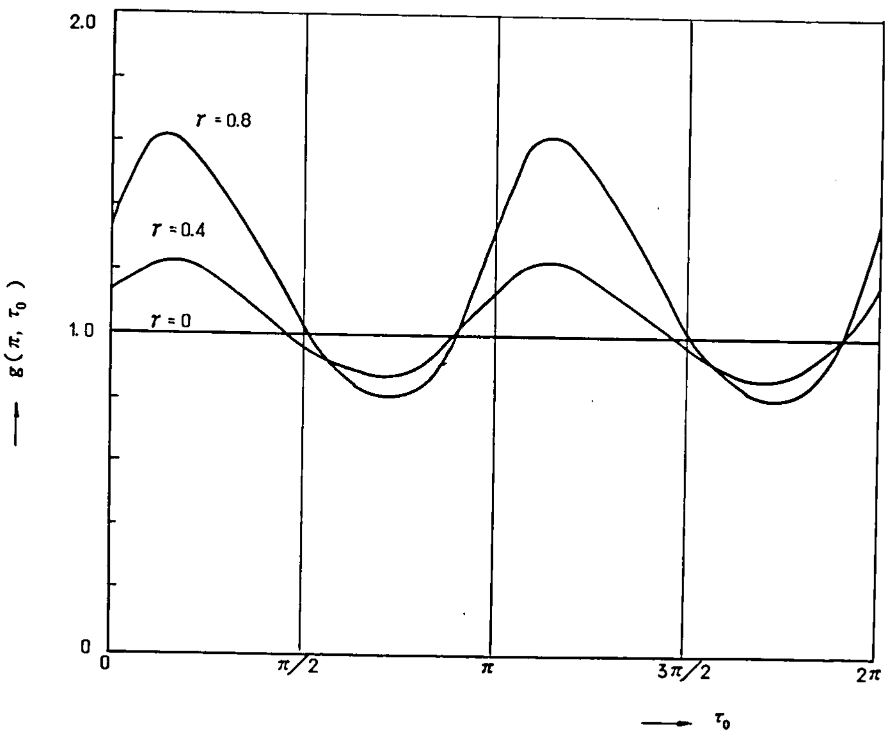


図2.11　$t=\pi$ における g の値

グラフにしたものである。これによれば，$\gamma=0.8$ くらいの場合，$\tau_0=\pi/6(30°)$ くらいで1.6倍すなわち約4 dB 程度の利得が得られることが期待される。

つぎに，さらに具体的な現象を調べるために，計算の容易な特定の位相

$$\tau_0=0,\ \pi/4\ ,\ \pi/2,\ 3\pi/4 \qquad (2.53)$$

の各場合について $g(t,\ \tau_0)$ を求めてみると，

$g(t,\ 0)$

$$
= \frac{1}{2\left(1-\frac{\gamma}{4}\right)} \left[\frac{1}{1+\frac{\gamma^2}{16}} \left\{ \left(1+\frac{\gamma^2}{8}\right)\left(1-\cosh\frac{\gamma}{4}t\cdot\cos t-\sinh\frac{\gamma}{4}t\cdot\sin t\right) - \frac{\gamma}{4}\left(1-\cosh\frac{\gamma}{4}t\cdot\cos t+\sinh\frac{\gamma}{4}t\cdot\sin t\right)\right\} \right.
$$

$$
+\frac{\gamma}{2}\frac{1}{9+\frac{\gamma^2}{16}}\left\{3\left(1-\cosh\frac{\gamma}{4}t\cdot\cos 3t-\sinh\frac{\gamma}{4}t\cdot\sin 3t\right)\right.
$$

$$
\left.\left. +\frac{\gamma}{4}\left(1-\cosh\frac{\gamma}{4}t\cdot\cos 3t+\sinh\frac{\gamma}{4}t\cdot\sin 3t\right)\right\}\right], \tag{2.54a}
$$

$g\left(t,\frac{\pi}{4}\right)$

$$
=\frac{1}{2}\left[\frac{1}{1+\frac{\gamma^2}{16}}\left\{\left(1+\frac{\gamma^2}{8}\right)\left(1-\varepsilon^{\frac{\gamma}{4}t}\cos t\right)-\frac{\gamma}{4}\varepsilon^{\frac{\gamma}{4}t}\sin t\right\}\right.
$$

$$
\left.+\frac{\gamma}{2}\frac{1}{9+\frac{\gamma^2}{16}}\left\{3\varepsilon^{\frac{\gamma}{4}t}\sin 3t-\frac{\gamma}{4}\left(1-\varepsilon^{\frac{\gamma}{4}t}\cos 3t\right)\right\}\right], \tag{2.54b}
$$

$g\left(t,\frac{\pi}{2}\right)$

$$
=\frac{1}{2\left(1+\frac{\gamma}{4}\right)}\left[\frac{1}{1+\frac{\gamma^2}{16}}\left\{\left(1+\frac{\gamma^2}{8}\right)\left(1-\cosh\frac{\gamma}{4}t\cdot\cos t+\sinh\frac{\gamma}{4}t\cdot\sin t\right)+\frac{\gamma}{4}\left(1-\cosh\frac{\gamma}{4}t\cdot\cos t-\sinh\frac{\gamma}{4}t\cdot\sin t\right)\right\}\right.
$$

$$
+\frac{\gamma}{2}\frac{1}{9+\frac{\gamma^2}{16}}\left\{-3\left(1-\cosh\frac{\gamma}{4}t\cdot\cos 3t+\sinh\frac{\gamma}{4}t\cdot\sin 3t\right)\right.
$$

$$
\left.\left.+\frac{\gamma}{4}\left(1-\cosh\frac{\gamma}{4}t\cdot\cos 3t-\sinh\frac{\gamma}{4}t\cdot\sin 3t\right)\right\}\right], \tag{2.54c}
$$

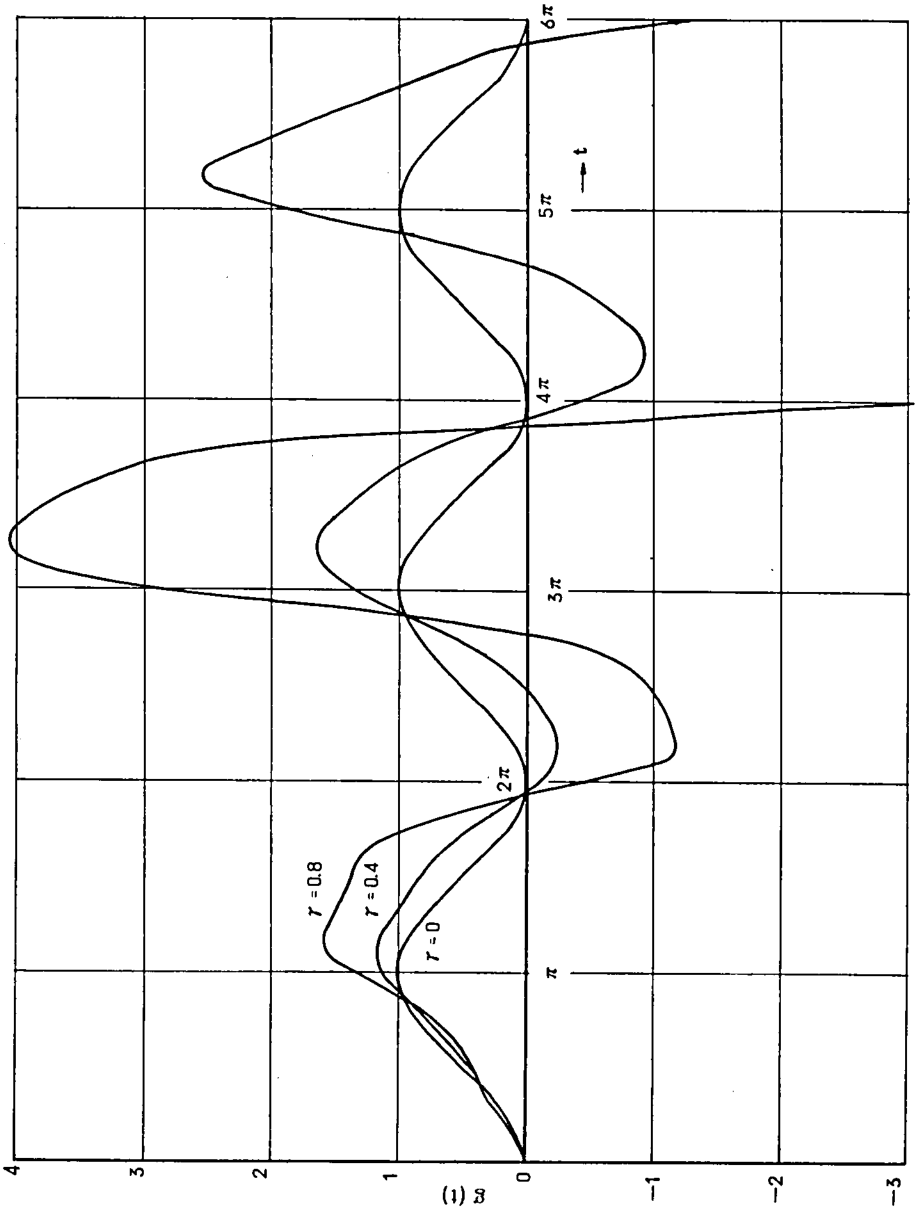
$g\left(t,\frac{3}{4}\pi\right)$

$$
=\frac{1}{2}\left[\frac{1}{1+\frac{\gamma^2}{16}}\left\{\left(1+\frac{\gamma^2}{8}\right)\left(1-\varepsilon^{-\frac{\gamma}{4}t}\cos t\right)+\frac{\gamma}{4}\varepsilon^{-\frac{\gamma}{4}t}\sin t\right\}\right.
$$

$$-\frac{\gamma}{2}\,\frac{1}{9+\frac{\gamma^2}{16}}\,\{3e^{-\frac{\gamma}{4}t}\sin 3t+\frac{\gamma}{4}(1-e^{-\frac{\gamma}{4}t}\cos 3t)\}\}$$

(2.5 4 d)

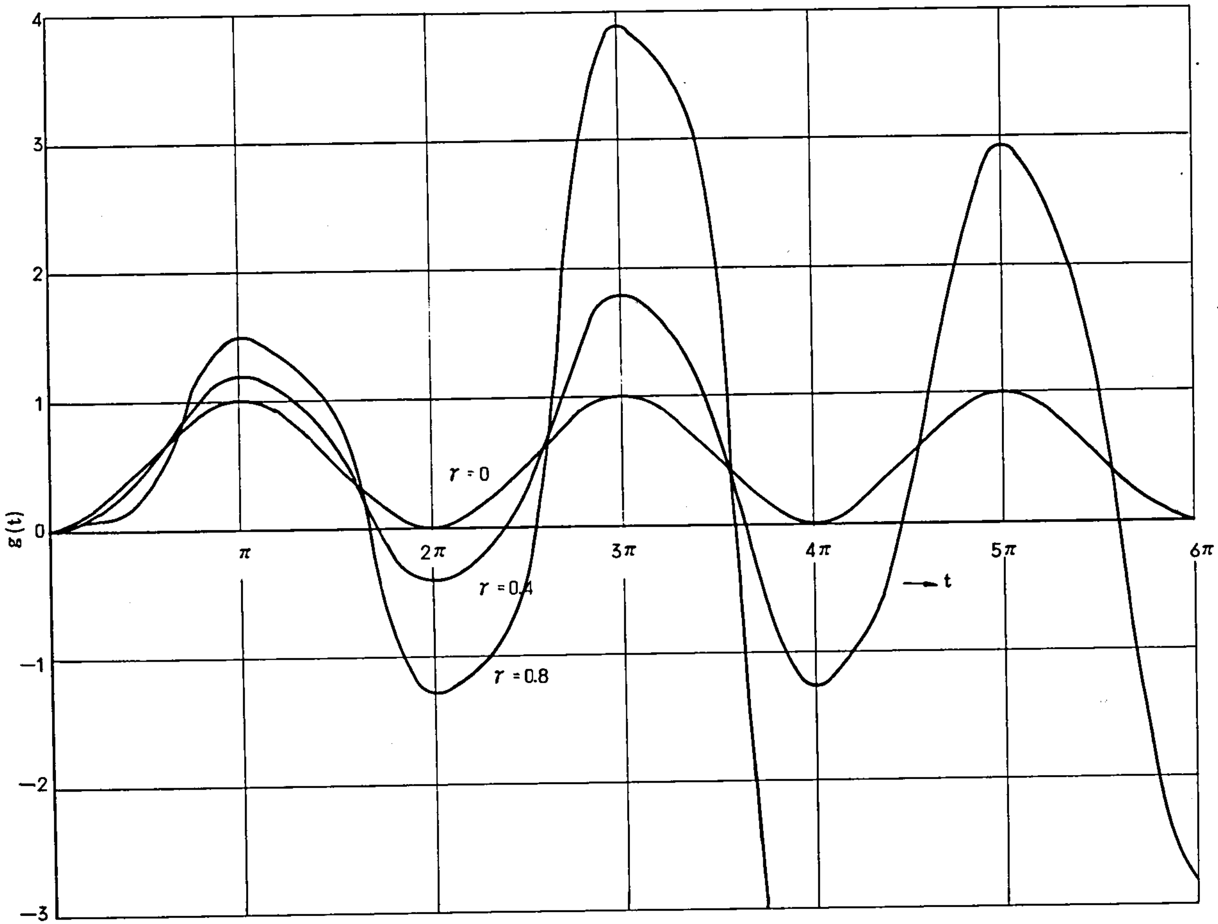
が得られる。これら式（2.5 4）をグラフにしたのか図 2.1 2 である。

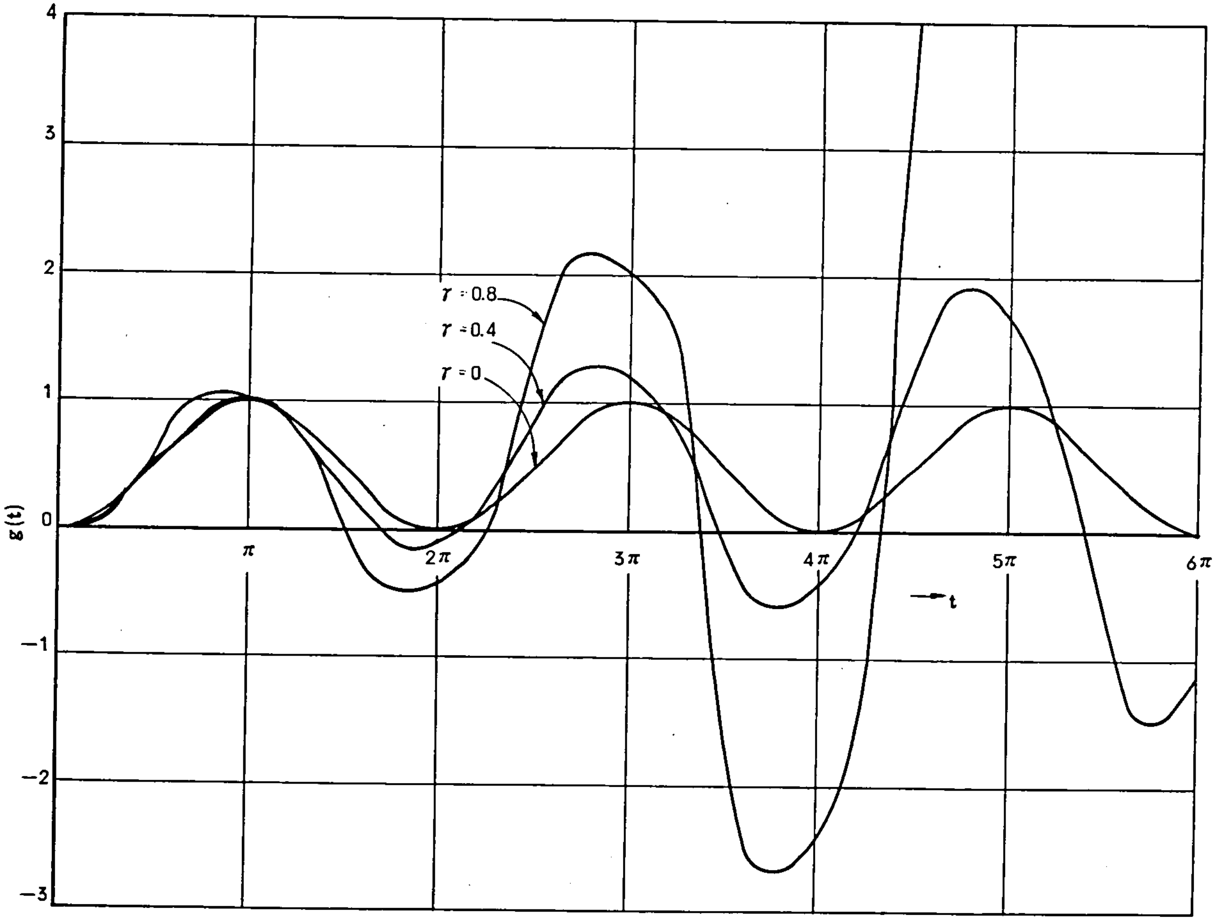


(a)　$\tau_0 = 0$

図 2.1 2　g（t, τ_0）の計算例

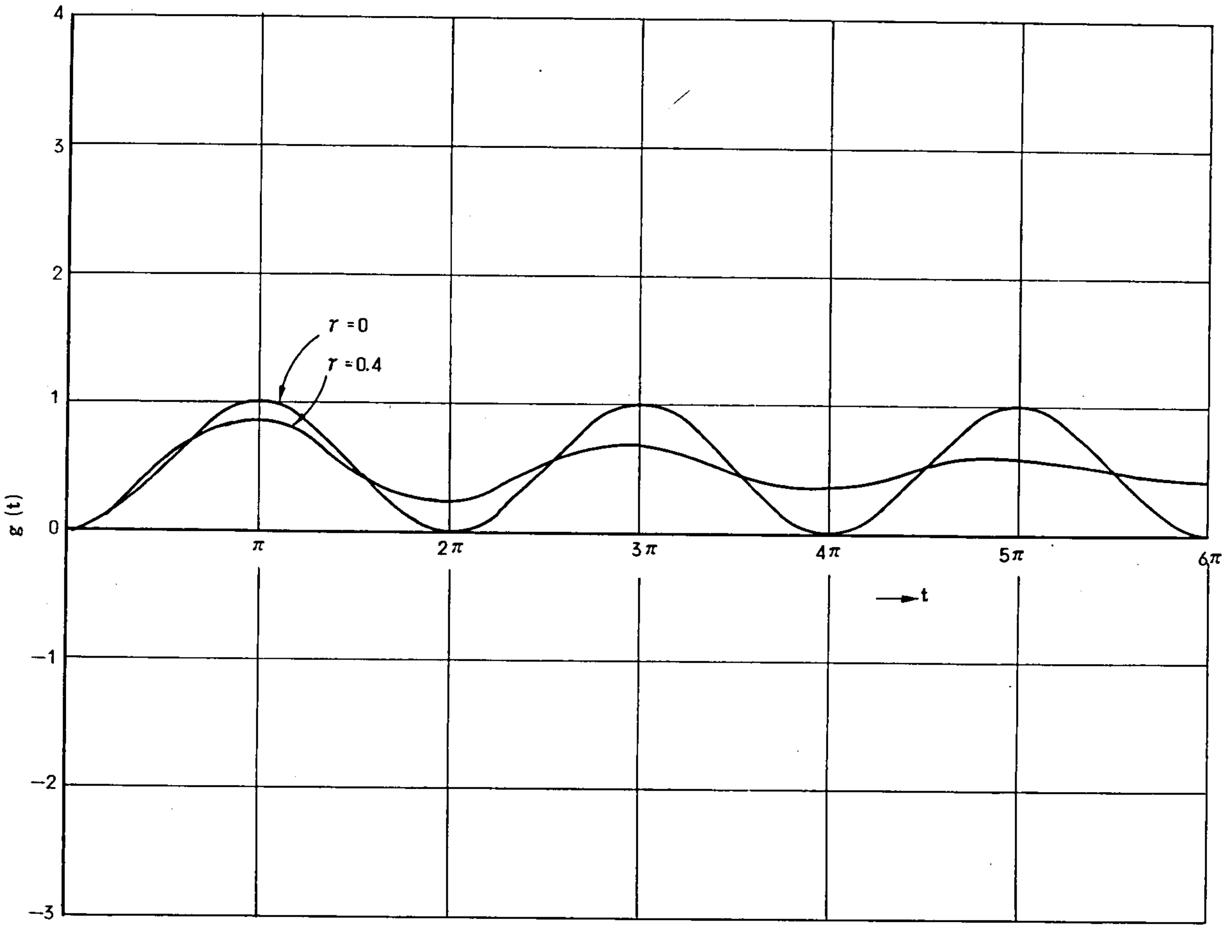
(b) $\tau_0 = \frac{\pi}{4}$





(c) $\tau_0 = \frac{\pi}{2}$

(d) $\tau_0 = \frac{3}{4}\pi$



また，電流 i は，$\tau_0 = 0$, $\pi/4$, $\pi/2$, $3\pi/4$ の各場合に対して，それぞれ

$$i(t,0) = \frac{V_1}{2\omega L_0} \frac{1}{(1-\frac{\gamma}{4})} \left[\cosh\frac{\gamma}{4}t\left\{(1-\frac{\gamma}{2})\sin t + \frac{\gamma}{2}\sin 3t\right\} - \sinh\frac{\gamma}{4}t\left\{(1+\frac{\gamma}{2})\cos t + \frac{\gamma}{2}\cos 3t\right\}\right], \tag{2.55a}$$

$$i(t,\frac{\pi}{4}) = \frac{V_1}{2\omega L_0} \varepsilon^{\frac{\gamma}{4}t} \left\{\sin t + \frac{\gamma}{2}(\cos 3t - \cos t)\right\}, \tag{2.55b}$$

$$i(t,\frac{\pi}{2}) = \frac{V_1}{2\omega L_0} \frac{1}{(1+\frac{\gamma}{4})} \left[\cosh\frac{\gamma}{4}t\left\{(1+\frac{\gamma}{2})\sin t - \frac{\gamma}{2}\sin 3t\right\} + \sinh\frac{\gamma}{4}t\left\{(1-\frac{\gamma}{2})\cos t - \frac{\gamma}{2}\cos 3t\right\}\right], \tag{2.55c}$$

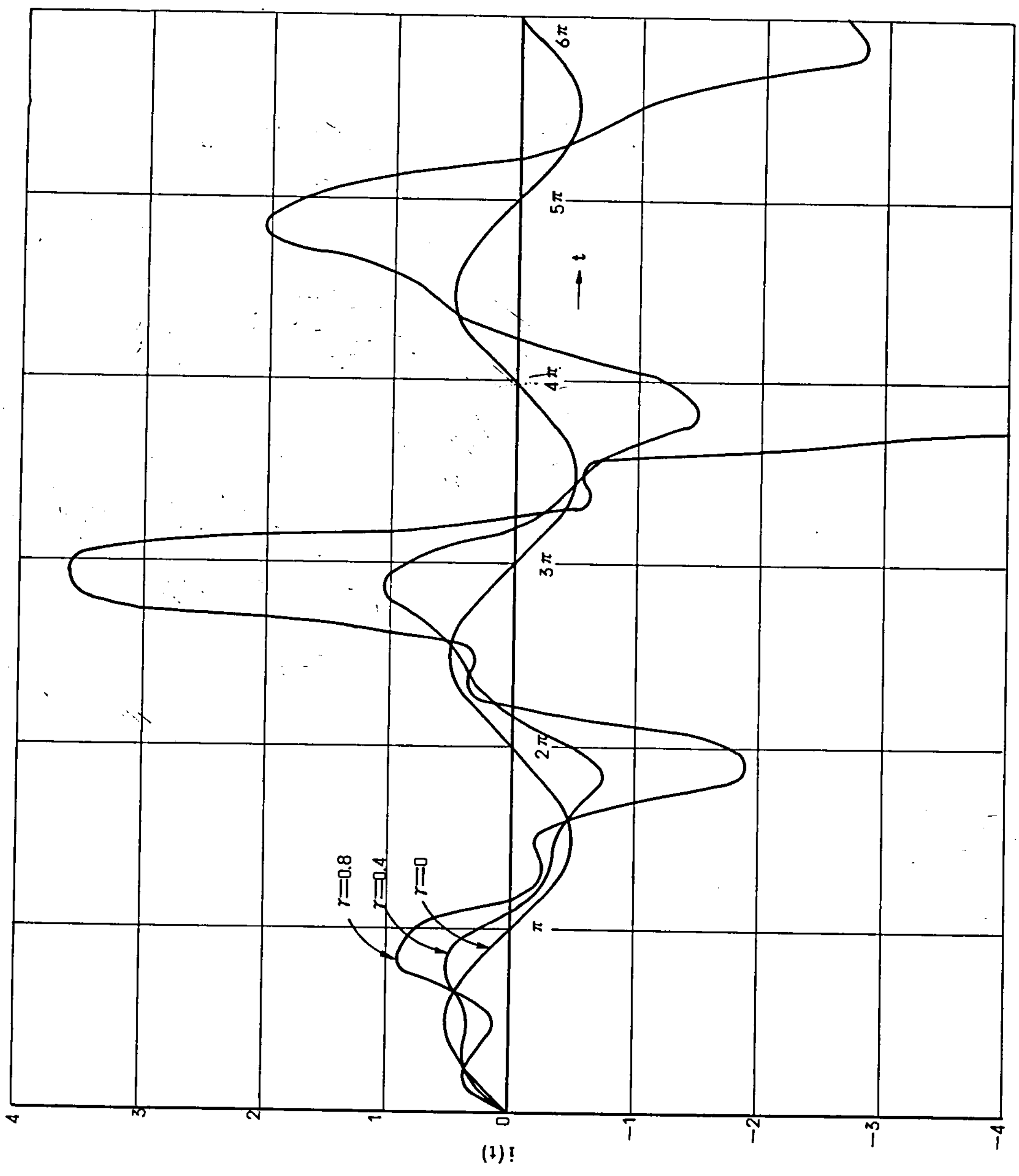
$$i(t,\frac{3}{4}\pi) = \frac{V_1}{2\omega L_0} \varepsilon^{-\frac{\gamma}{4}t} \left\{\sin t - \frac{\gamma}{2}(\cos 3t - \cos t)\right\} \tag{2.55d}$$

が得られる。これら式（2.5 5）をグラフにしたのが図2.1 3である。たゞし，図2.13においては，便宜上 $V_1/\omega L_0 = 1$ としてグラフを描いてある。

なお，関数 g および i は，τ_0 に関して周期 π の周期性をもっていることを示すことができるので，計算が比較的容易で典型的な場合としては，上記４つの場合を考えれば十分である。

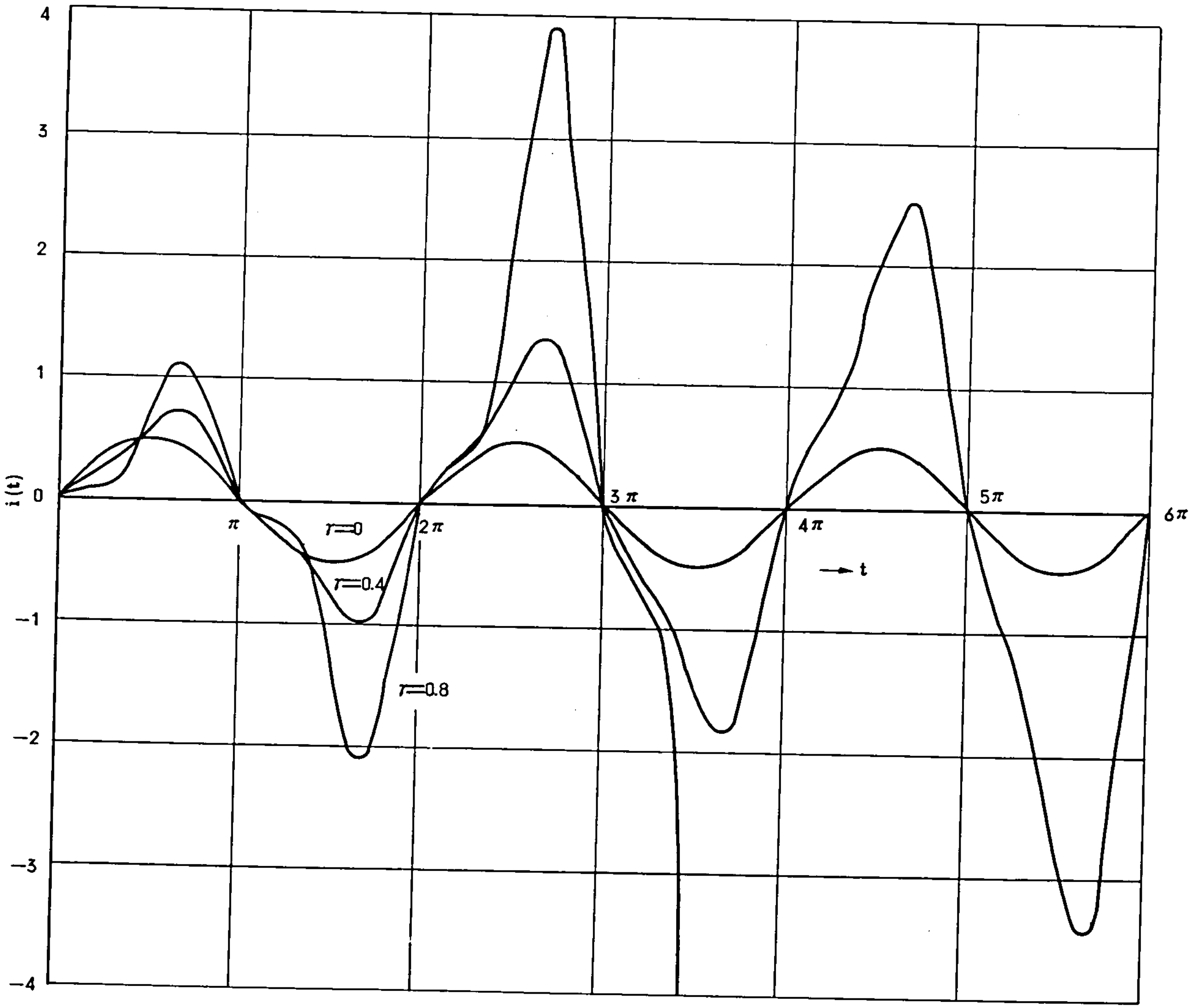
以上の解析と計算の結果，レゾナント・トランスファ回路を構成するインダクタにパラメータ励振をかけることにより，振動現象が定常的な正弦波振動から変化していくことが知られた。そして，具体的な波形の計算例あるいは図2.1 1などからわかるように振動が増大していくか減衰していくかは，共振現象とパラメータ励振の相対的な位相差 τ_0 に依存し，ごく大ざっぱに言って，$0 \leq \tau_0 \leq \frac{\pi}{2}$ では振動は増大し，それ以外では減衰する傾向をもっている。

図2.1 0あるいは式（2.1 0），式（2.3 1）の定義にしたがって共振の基本波振動とパラメータ励振の位相関係を整理すると，図2.1 4に示すようになる。振動が増大していくような位相すなわち $0 \leq \tau_0 \leq \pi/2$ では，インダクタンスLの最大値が共振電流の絶対値が増大しつゝあるような範囲にあり，振動が減衰するような位相 $\pi/2 \leq \tau_0$

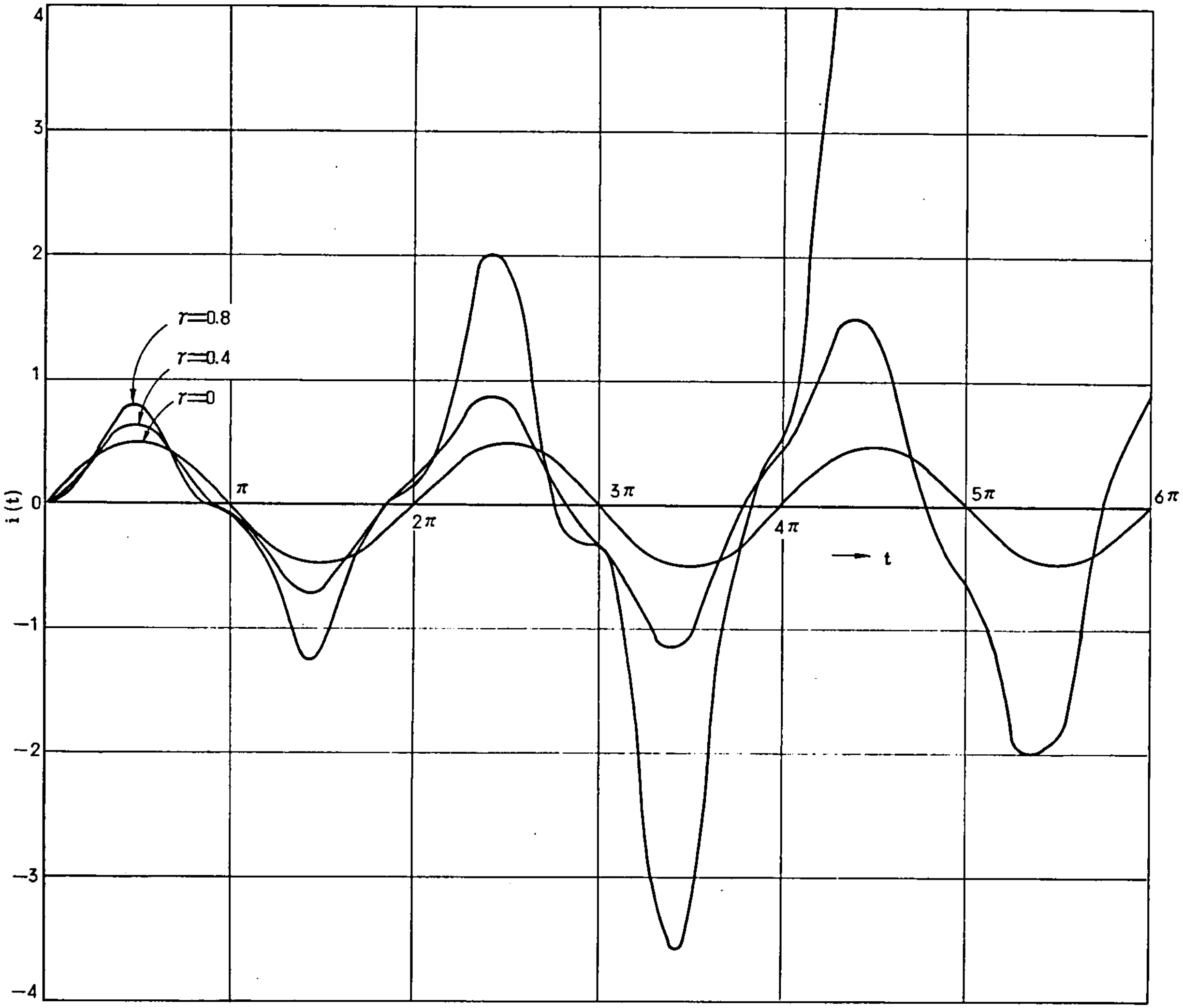


(a) $\tau_0 = 0$

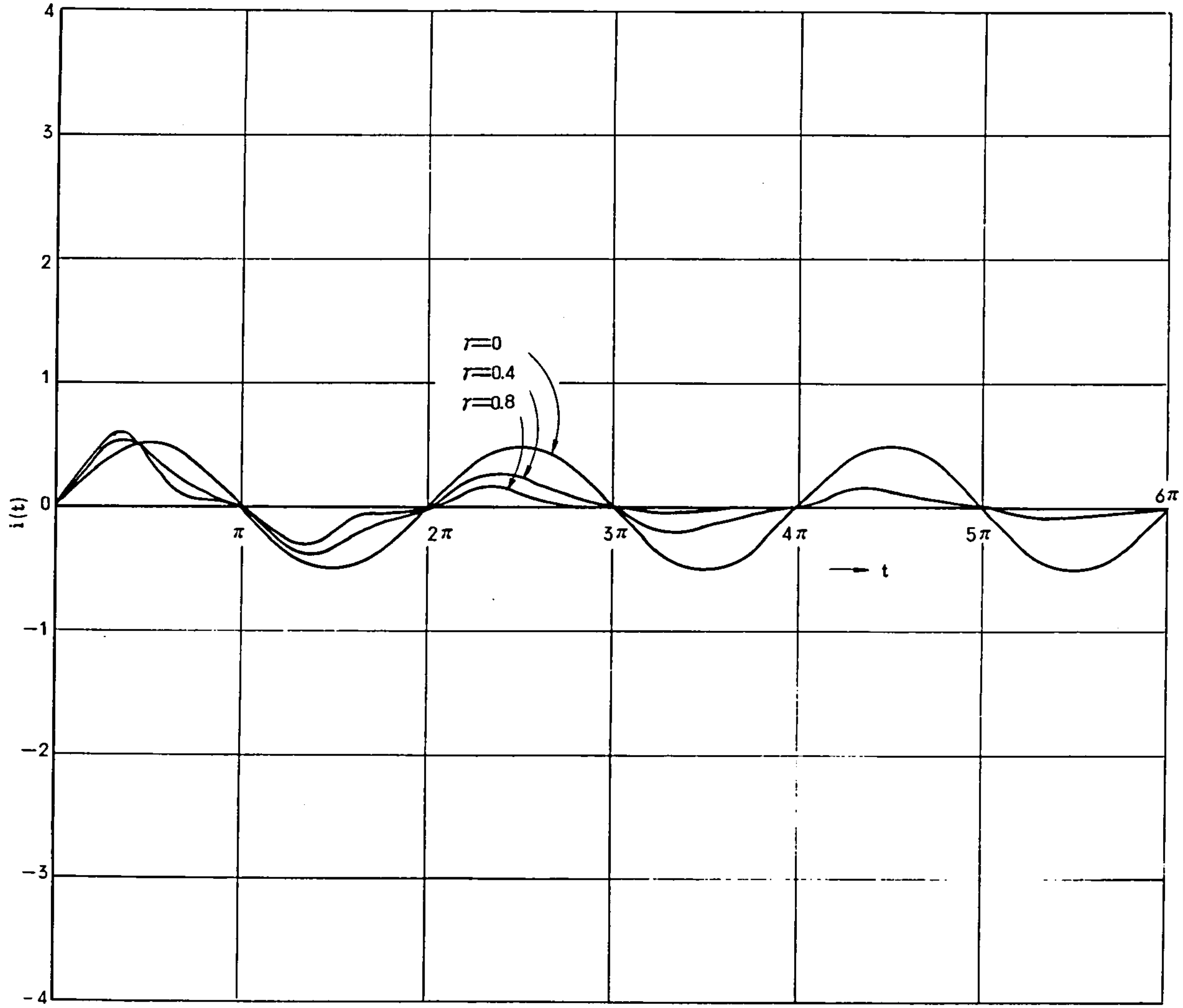
図 2.13 i (t , τ_0) の計算例



(b) $\tau_0 = \frac{\pi}{4}$



(c) $\tau_0 = \frac{\pi}{2}$



(d) $\tau_0 = \frac{3}{4}\pi$

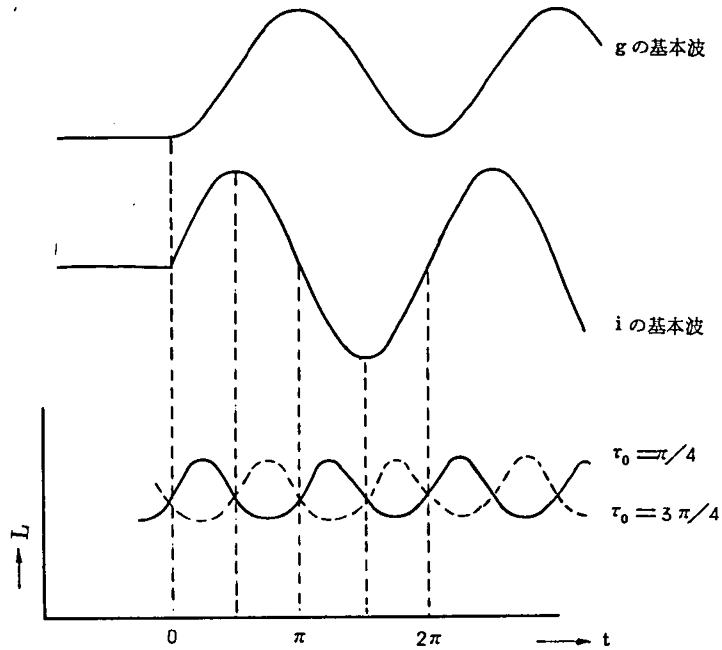


図2.14　共振波形とパラメータ励振の位相関係

$\leq\pi$では，インダクタンスの最大値が，共振電流の絶対値が減少しつゝあるような範囲にあることがわかる。実際にレゾナント・トランスファ回路を動作させるときには，共振は$t=0$から$t=\pi$までの1／2周期に限られるので，上述のことは，定性的には，

共振の前半でインダクタンスの値を大きくし，後半で小さくすれば，振動を増大させることができ，逆にすれば減衰する。

というように言いかえることができる。

図2.15は増巾効果の目安を知るために，$\tau_0=\pi/4$ とした場合すなわち図2.14において実線で示したようなインダクタンスの変化を行なわせた場合の$t=\pi$におけるγに対するgの値を示したものである。パラメトロンの例でも知られているように同図に示した程度のγは比較的容易に得られるので，数dB の利得を得ることは比較的容易である。

さて，上述の解析に見られるように，キャパシタC_1，C_2の電圧はそれぞれ式(2.42)，式(2.44)で与えられ，

$$v_1=V_1\{1-g(t,\sigma,\tau_0)\},$$

$$v_2=V_1\cdot g(t,\sigma,\tau_0)$$

であるが，関数gはV_1とは全く独立であるから，v_1，v_2はV_1について線形であ

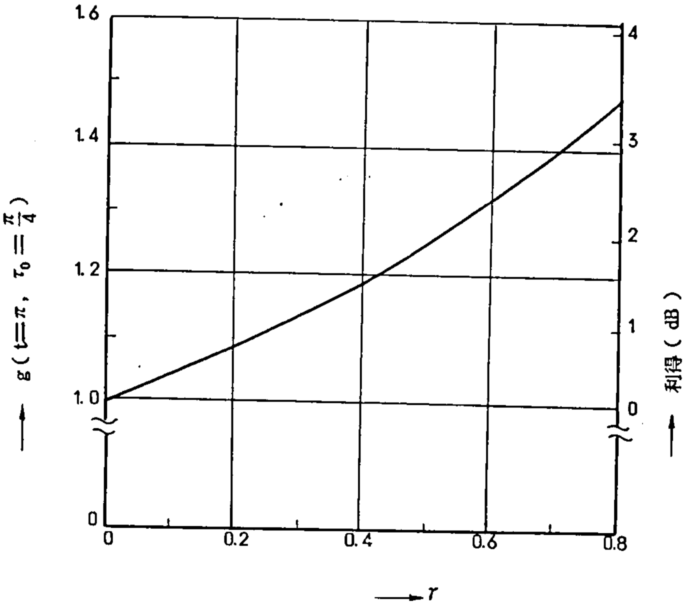


図 2. 1 5　r に対する g の変化例（ $t=\pi$, $\tau_0=\pi/4$ ）

る。したがって，初期値が式（ 2. 3 0′ ）の代わりに，

$$v_1(0)=V_1, \tag{2.56a}$$

$$v_2(0)=V_2, \tag{2.56b}$$

$$i(0)=0 \tag{2.56c}$$

で与えられる一般の場合には，V_1 と V_2 について線形重畳が可能となる。すなわち，$C_1 \to C_2$，$C_2 \to C_1$ の双方向増巾が可能となる。このとき v_1 と v_2 はそれぞれ

$$v_1=V_1\cdot(1-g)+V_2\cdot g \tag{2.57a}$$

$$v_2=V_2\cdot(1-g)+V_1\cdot g \tag{2.57b}$$

で与えられる。

なお，節 2. 1 に述べたようにパラメータ励振によって作り出される負抵抗は，共振が開始されてのちはじめて有効に作用するので，実用上は，インダクタには連続的にパラメータ励振をかけておいても，スイッチが開いていて共振回路ができていないときに不安定状態を生じるという心配はない。

こゝでパラメータ励振の効果を別な観点から理解するために，パラメータ励振によっ

て作り出される等価的な負抵抗について考察しておく。すでにパラメトロンに関する多くの解析で知られているように*，パラメータ励振をかけられたインダクタが角周波数ωにおいて呈する定常的なインピーダンスはインダクタの特性の近似法によって若干異なるが，

$$Z = j\,\omega L_0 - \omega L_0 \cdot \Gamma \qquad (2.58)^{**}$$

程度になることが知られている。すなわち，パラメータ励振をかけらたインダクタの中には$\omega L_0 \cdot \Gamma$ なる値の負抵抗がかもし出されると考えることができ，等価回路は図2.16に示すようになる。そこで，一般的に抵抗rを含んだレゾナント・トランスファ回路の解析結果である式(2.6)に，上記負抵抗の値を代入してみると，1／2周期後のv_2の値として

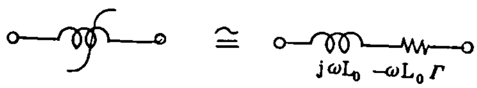


図2.16　パラメータ励振をかけられたインダクタの定常状態等価回路

$$\frac{v_2(\tau)}{V_1} = \frac{1}{2}\left(1+\varepsilon^{\Gamma\cdot\frac{\pi}{2}}\right) = \frac{1}{2}\left(1+\varepsilon^{\frac{\gamma}{4}\cdot\pi}\right) \qquad (2.59)$$

が得られる。一方，増巾効果が比較的顕著でかつ計算の容易な場合として式(2.54b)に着目し，1／2周期後の値を求めると，γが相当小さい場合には

$$g\left(\pi, \frac{\pi}{4}\right) \cong \frac{1}{2}\left(1+\varepsilon^{\frac{\gamma}{4}\cdot\pi}\right) \qquad (2.60)$$

となり，式(2.59)と式(2.60)は一致する。

すなわち，パラメータ励振による増巾効果は，パラメトロンで知られているような定常的解析で得られる負抵抗すなわち$\omega L_0 \cdot \Gamma (=\omega L_0\ \gamma/2)$による増巾効果とほゞ等価に考えてよいと言える。

＊　付録1　参　照

＊＊　パラメトロンでは，γよりも$\Gamma(=\gamma/2)$でパラメータ励振率を定義する場合の方が多いので，それにしたがつた。

ところで，パラメータ励振をかけることにより振動を増大させ得るのであるから，従来のレゾナント・トランスファのように1／2周期でスイッチを開かず，3／2周期あるいは5／2周期というように振動を持続させる方が一見得策のように思われる。しかし，レゾナント・トランスファ回路の損失補償を目的とした双方向増巾に関する限り，実用上はかえって不利であることを，上述の等価負抵抗の考えを用いて説明しておく。

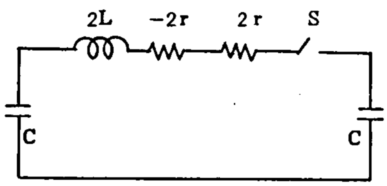


図2.17　負抵抗による損失補償の原理図

負抵抗による損失補償は図2.17に示したように，すでに回路中に存在する抵抗分を打ち消すことであり，同図の場合 −2r なる負抵抗を発生すれば目的を達することができる。インダクタのパラメータ励振による場合，この負抵抗は，上述のように，インダクタンスの中心値が $2L_0$ のとき，$-2\omega L_0 \cdot \Gamma$ で与えられる。ところで，実際に交換機の通話路等に応用しようとするときは，一般にサンプリングのための時間 τ と，通話路系の公称インピーダンスはすでに与えられた量であり，そのため，キャパシタCの値は変えることができないのが普通である。サンプリングの時間 τ が一定のまゝ振動数を1／2周期から3／2周期に増すには，共振角周波数 ω を3倍にする必要があるが，そのためにはインダクタンスの中心値は1／9にせねばならない。その結果 $\omega \times L_0$ の積の値は1／3になり，同一の負抵抗値を得るには Γ を3倍にせねばならないという結果になつてしまう。

以上のような理由で，一般には，パラメータ励振によって増巾効果が期待される場合でも，とくに振動数を多くする必要はないものと考えられる。ただしサンプリングの時間にとくに制限がないような場合——たとえば，章3で述べる実験——には，振動数を多くして大きい利得を得ることも可能である。

2.3　パラメータ励振をかけられたインダクタをもつレゾナント・トランスファ回路での共振現象の実験による確認

前節で，インダクタにパラメータ励振をかけることによりレゾナント・トランスファ回路において双方向増巾が可能なことを解析的に示した。本節では，実際にレゾナント・

トランスファ回路を構成し，インダクタにパラメータ励振をかけ，振動波形を観測する。その結果，観測される波形が前節の計算で求めた波形と比較的よく一致することを示す。

2.3.1 共振用インダクタ

レゾナント・トランスファ回路に使用する共振用インダクタは，多くの場合数 μH〜数十 μH 程度のものであり，フエライト磁心などを用いて構成されるが，インダクタにパラメータ励振をかける場合には，コイルの性質として

a. インダクタンスの変化率 r が大きいこと。

b. インダクタ自身の損失が少ないこと。

c. 流れる共振電流に対して，素子の諸元が非線形性をもたないこと（ L_0 ，Q が変化しないこと）。

ということが要求される。条件 a ，b は，パラメータ励振を能率よくかけるため当然必要なことである。条件 c については，実用の装置においては，過負荷電力等を考えて十分注意を払わねばならないが，本報告の実験は，むしろ原理を確かめることを主目的としたから，非線形性が現われない程度の低レベルで実験を行なうことにした。

そこで実験に用いる可変インダクタとして，従来のパラメトロンで開発されためがね形磁心（Mn－Zn系）をそのまゝ使用することとした。しかし，パラメトロンにおいては，インダクタンスと損失抵抗の非線形性を積極的に利用して発振の振巾制限を行なったが，レゾナント・トランスファ回路に用いるには，上述のように，この種の非線形性は好ましくないので，共振電流 i による起磁力があまり大きくならないように，磁心を１０枚重ねて用いることにした。この磁心の微小交流インダクタンスは，直流バイアス電流 I_{dc} に対して，図 2.1 8 のように変化するから，* 近似的に式（ 2.8 ）を実現できると考えられる。図中，点線は，直流バイアス電流 I_{dc} ＝0.5 AT で，測定値と一致するようにした双曲線である。

このように，微小交流インダクタンスが，双曲線に近い特性をもっているとすると，式（ 2.8 ）を参照し，直流バイアス電流を I_{dc} ＝0.5 ATとすれば，パラメータ励振率 r は高周波励振電流振巾 0.0 5 AT につき r ＝0.1 となることになる。

一方，パラメータ励振率 r については，すでにパラメトロンの研究によって種々の測定法が開発されているので，上記の推定を実際に測定によって確かめておくこととする。

---

* 従来のパラメトロンの場合と同様に，ヒステレシスの影響を避けるため，以下の測定では，商用周波数の電流による消磁を行なつている。[39]

まず，磁心の動作点すなわち直流バイアス電流については，若干の予備検討と従来のパラメトロンの経験から，

$$I_{dc} = 0.5\mathrm{AT}$$

とした。つぎに，パラメータ励振率 r を推定するために，パラメトロンとしての発振特性から r を計算する方法を利用した。

この方法は，パラメータ励振をかけられたインダクタに共振用キャパシタを接続して，実際にパラメトロン発振をおこさせ，その発振領域から，パラメータ励振率を推定する。すなわち，共振用キャパシタの容量を変化させたときの発振領域を $C=C_2$ から $C=C_3$ までとしたとき

$$\Gamma_c = \frac{C_3 - C_2}{C_3 + C_2} \qquad (2.61)$$

で与えられる量 Γ_c を求める。* Γ_c は $\Gamma = r/2$ なる関係にある Γ に対して

$$\Gamma_c^2 = \Gamma^2 - 1/Q^2$$

なる関係にあり・Qが高いときには

$$\Gamma_c \cong \Gamma = \frac{r}{2} \qquad (2.62)$$

と考えてよい。また，この測定から，中心インダクタンス L_0 に対してちょうど共振するキャパシタの値として

$$C_0 = \frac{C_2 + C_3}{2} \qquad (2.63)$$

を求めることができる。図2.19はこのようにして求めた Γ_c と C_0 の特性で，上述のように r は $I_{2f}=0.05\mathrm{AT}$ ごとに0.1増加することがほゞ確かめられた。なお，この実験に用いためがね形磁心は，励振周波数（2f）が3Mc 程度までは Γ，L_0 ともほとんど変化しないことが知られているので，図2.19の実験は便宜上2f=1Mcで行なった。

2.3.2　レゾナント・トランスファの実験回路と回路定数

本項と次項で述べる実験では，レゾナント・トランスファ回路にのみ着目し，低域

＊　付録1参照

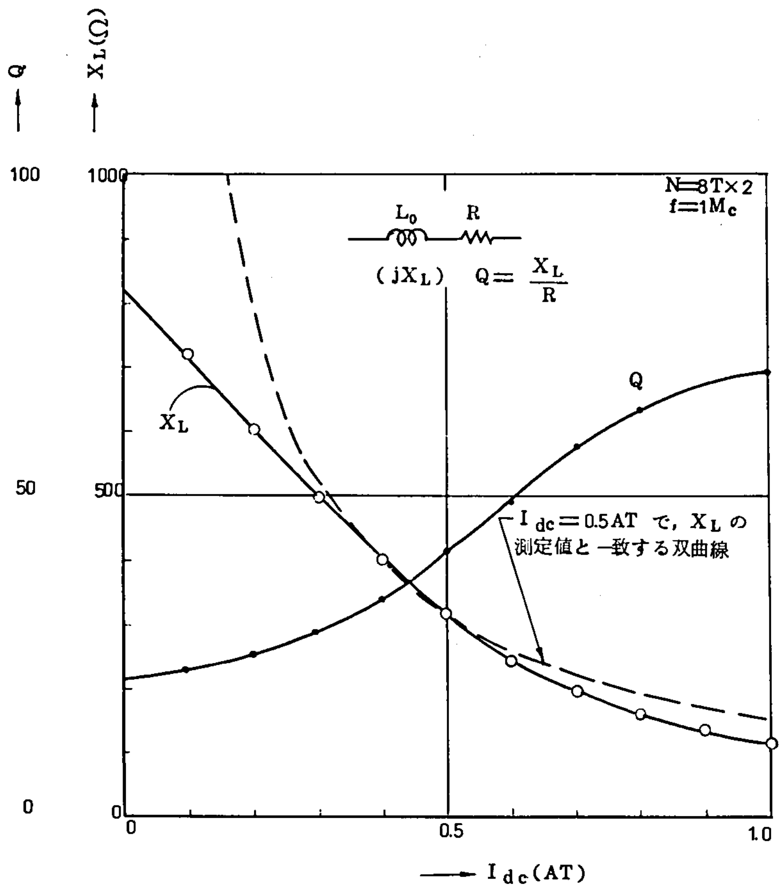


図 2.1 8　めがね形磁心（１０枚重ね）の I_{dc}
（直流バイアス電流）特性

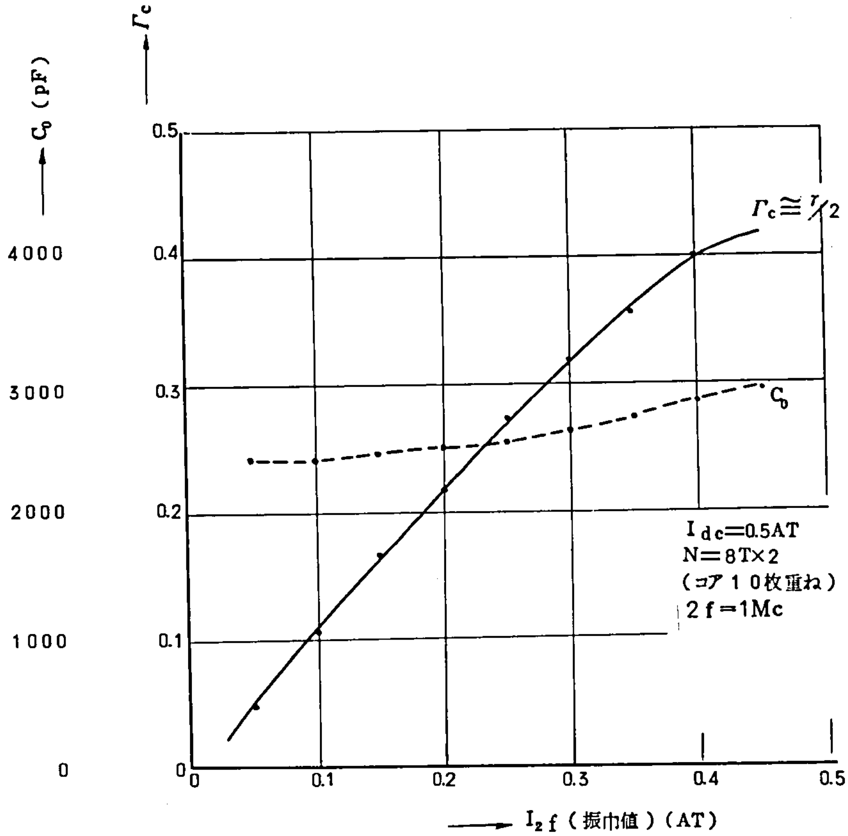


図2.19　Γ_c，C_0 特性

沪波器など通常の2線式時分割通話路において必要とされている回路網は考慮していない。そのため，実験もレゾナント・トランスファ用共振回路での現象が都合よく観測できるよう準備した。図2.20は，その基本回路をブロック図的に示したもので，C_1—L_1—S_2—S_4—L_2—C_2 が，基本共振回路を構成する。S_1 は共振開始前に C_1 をある電圧 V_1 まで充電しておくためのスイッチで，Vはそのための直流電源，r_1 は充電時に S_1 に過大電流が流れるのを防止する微小抵抗で，$r_1 C_1$ の時定数を，S_i (i＝1，‥‥，5 ）の動作するサンプリング周期に比べて十分短く選んである。S_5と r_2 は，共振開始前に C_2 の電圧が零になるようにするための放電回路である。S_3も，共通伝送路Hの残留電荷を放電させるためのスイッチである。一方，2fと記したのは，

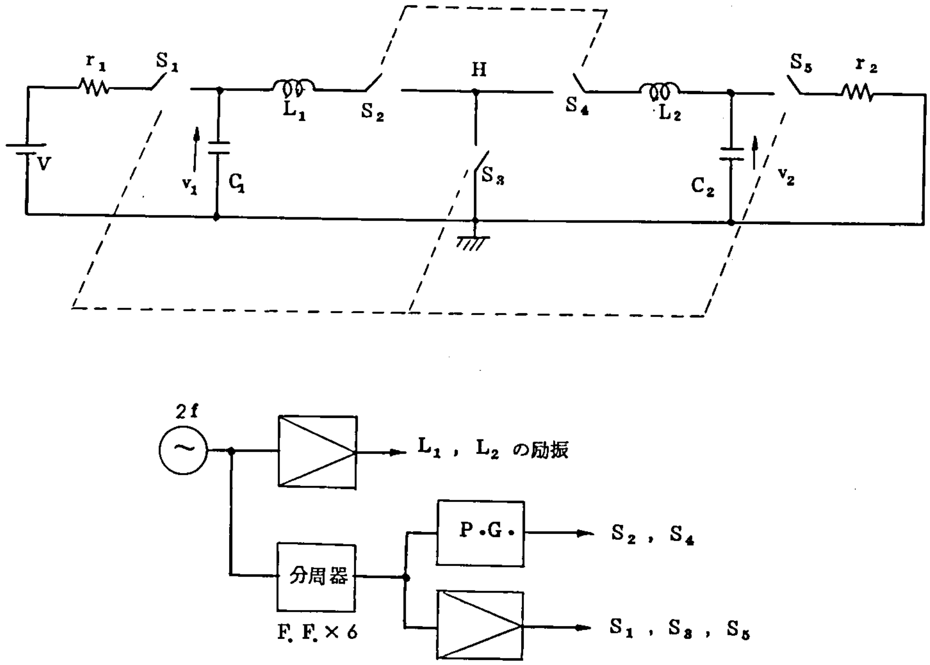


図 2.2 0　実験回路のブロック図

1 Mc 程度の発振器で，この出力は増巾* されて，インダクタ L_1 ，L_2 を励振する（直流バイアス電流は説明を省く）。また，この発振器の出力は，おもにトランジスタのフリップ・フロップ回路で構成された分周器によって，1 0 k.c 程度にまで分周され，一部はそのまゝ増巾器（エミッタ・フオロア）を通って S_1 ，S_3 ，S_5 を動作させる。また，この分周器の出力は，パルス発生器P.G. をトリガする。P.G. はトリガに対して任意の遅延をもち任意のパルス巾をもったパルスを供給することができるから，以上の回路構成によって，

1. 共振開始前に C_1 の電圧を V_1 に，また C_2 およびHの電圧を0にし，
2. 共振中は，共振回路から他の回路を切り離し，
3. 励振電源 2f と任意の相対位相差をもち，任意のパルス巾をもったパルスを S_2，

---

* 回路図は，付録2参照

S_4 に供給する。

ことが可能になる。図2.2 1は，以上の事情をさらにわかりやすくするための波形図で，スイッチS_1，S_3，S_5 は，スイッチS_2，S_4 が開いている間に閉じてC_1，C_2，H をそれぞれV_1，0，0 にセットし，S_2，S_4 が閉じて共振現象が進行している間はOFF の状態となって，現象の進行のさまたげにならないようになっている。励振2f は，同図(e)のように，各パルスと同期して連続的に印加されている。分周器は，このよ

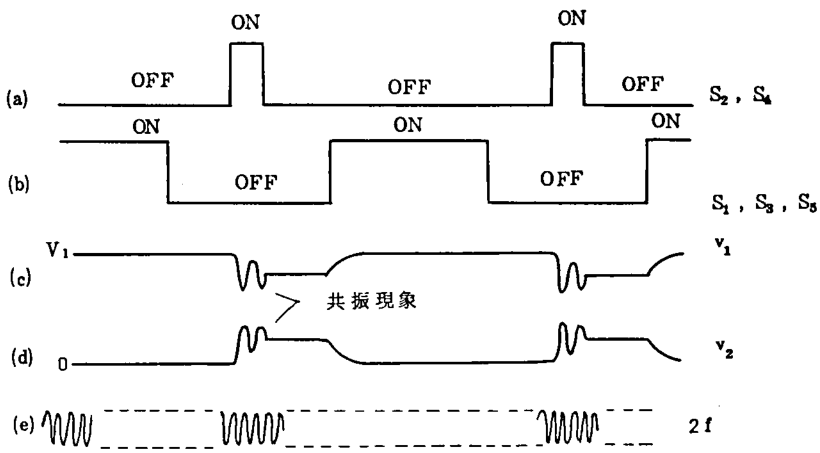


図2.2 1　各部の波形の概略

うに2f と各パルスとを同期させる必要上設けられている。

さて，上記スイッチ$S_1,\cdots,S_5$ はもちろん電子スイッチで，S_2，S_4 は図2.2 2のように構成してある。図で，Tr_1，Tr_1' は非対称形pnpトランジスタで等価的に対称形のpnpトランジスタを構成し，Tr_2，Tr_2' は同様に対称形npnトランジスタを構成するために2本ずつ用いてあり，保持電流をスイッチ回路以外から取らないようにpnp とnpnの複合回路としたが，これらは，なるべく純粋に共振現象だけを観測するための手段である。こゝに用いたトランジスタは，テキサス社製の2N1308(npn) と2N1309(pnp)である。

図2.2 3は，スイッチS_1，S_3，S_5 の構成を示したもので，トランジスタには2SA207 を各2本ずつ用いた。

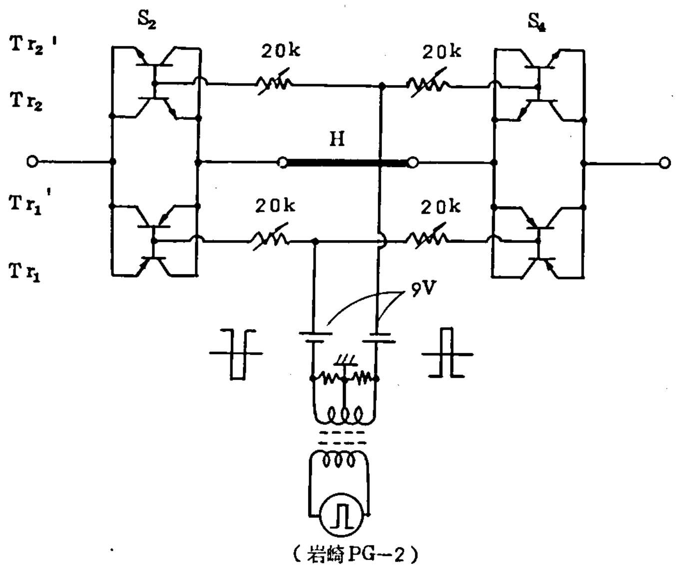


図 2.2 2　S 2 ， S 4 の構成

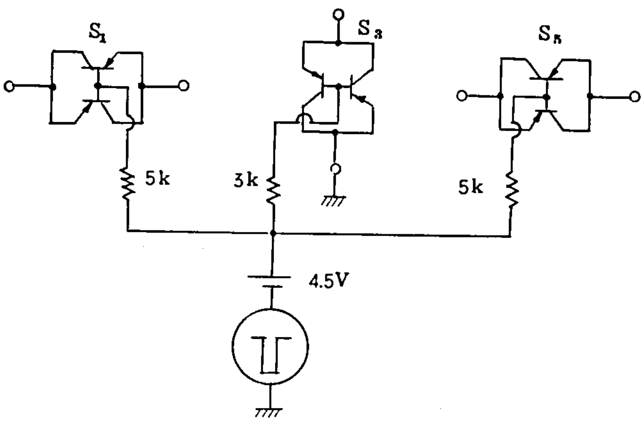


図 2.2 3　S 1 ， S 3 ， S 5 の構成

つぎに，共振用キャパシタC_1，C_2，共振用インダクタL_1，L_2の値について述べる。節 2.1 で述べたように，パラメータ励振をかけない場合の振動の減衰は$Q = \omega L / r$に依存する。また，rとしてはインダクタの損失抵抗と電子スイッチのON 時の抵抗が考えられるが，一般には後者の方が大きい。したがって，ωを一定とすれば，振動の減衰はLが大きいほど小さくすることができる。ところが，Lを大きくすることはCを小さくすることになり，通常の2線式時分割通話路では，項 5.1.4 に後述するように，低域沪波器の公称インピーダンス（抵抗）とCが，

$$C = \frac{T}{2R_0}$$

たゞし

　　T　：サンプリング周期

　　R_0　：公称インピーダンス

の関係で結ばれていて，公称インピーダンスの高い沪波器を設計せねばならなくなるので，無制限にCを小さくすることはできず，したがってLも大きくすることができない。そのため，通常はサンプリングのパルス巾が1 μS 程度の場合，Cは数万pF，Lは数〜十数μH 程度がよく用いられる。

しかし，本節では，電子スイッチの抵抗がなるべく効かないように，全体のインピーダンスを上記よりやゝ高く選んで

$$L_0 \cong 50\ \mu H$$

$$C = 3000\ pF$$

という値に選定して，Qをなるべく高くするようにした。共振周波数はしたがって

$$f \cong 400\ kc$$

付近で，これはパルス巾(共振の1／2周期の時間)1.25 μS くらいに相当し，L_0，Cのリアクタンスは約130Ω 程度となる（スイッチの抵抗は1Ωのオーダである）。

以上の定数を得るため，Cにはスチロール・コンデンサを用い，Lには図2.24のように，めがね形磁心を10枚重ねて，各8回の巻線を施した。図2.20に示した電源Vとしては，乾電池約1.5Vを用いた。したがって，共振電流 i の振巾は，大体

$$\frac{V}{2\omega L} \cong 6\ mA$$

程度であり，共振用インダクタに加わる起磁力は，巻数が8であるから

$$6 \times 8 \cong 50\ mAT$$

程度にすぎず，直流バイアス電流 I_{dc} （=0.5AT），高周波励振電流 I_{2f} （=0.2AT程度）に比べて相当小さく，共振電流についての非線形現象はほとんど生じないと考えられる。

なお，共振回路中には，共振電流が観測できるように，図2.25に示すような電流トランスを挿入した。このトランスの1次側から見たインピーダンスは0.54Ωしかないので，回路動作への影響は無視できる。

2.3.3　実験結果

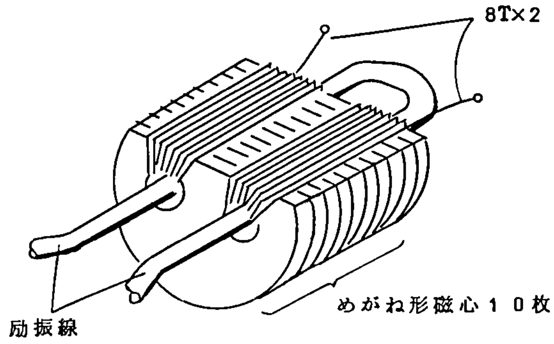


図 2.2 4　共振用インダクタ

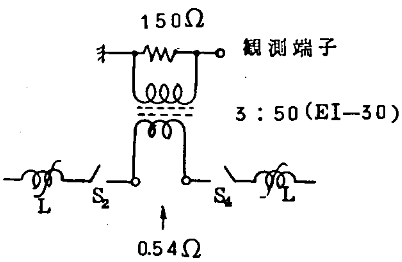


図 2.2 5　電流観測用変成器

パラメータ励振をかけられた系では，前節で述べたように，回路方程式を記述するパラメータが多く，それらすべての変化に対する現象を調べることは煩雑である上に，実用上無意味なものが多い。そのため，こゝでは，前節で述べた理論と対照できるような範囲で実験を行なうことにした。すなわち，インダクタにパラメータ励振をかけていないときの共振周波数を f としたとき，励振周波数は，ブラウン管上で判別できる程度の精度で 2f となるようにし，

$$\Omega^2 = 1$$

となるようにした。

以上の実験回路により，レゾナント・トランスファ回路の電圧，電流の変化を調べたのが図 2.2 6〜図 2.3 1 である。図 2.2 6は各スイッチに加えられるゲート・パルスと，回路各部の応答を示す写真で，図 2.2 1 に対応するものである。図 2.2 7は，v_2 の波形を調べたもので，これは式 (2.4 4) から明らかなように関数 g に対応するものである。図 2.2 8は，共振電流 i の変化を調べたものである。図 2.2 7および図 2.2 8には励振波形 2f が同時に示してあるが，これらは，インダクタ L_1，L_2 に流れる励振電流をそのまゝ示してあり，写真の正のピーク値の位置が L 最小，したがって $\tau = 0$ の点を示していることになる。図 2.2 7，図 2.2 8によれば，共振現象開始の時刻 τ_0 の変化により，共振波形がいちじるしく変化することがよくわかる。これらの写真は，いずれも

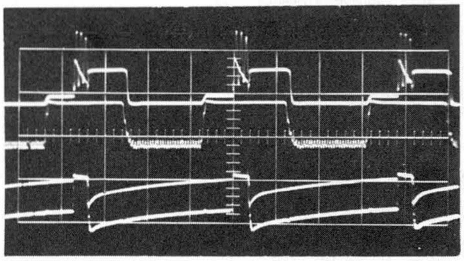


図 2.2 6　ゲート・パルスと回路各部の波形

$I_{2f} \cong 0.2$ AT （振巾値）

を流したときのものであるが，これは図 2.1 9 から，大体 $\Gamma_c \cong 0.2$ に対応し，式(2.62)の関係から，$\gamma \cong 0.4$ に対応している。そこで，図 2.2 7，図 2.2 8 のうち，$\tau_0 = 0$，$\pi/4$，$\pi/2$，$3\pi/4$ の各場合を，すでに計算で求めた図 2.1 2，図 2.1 3 と比べると，波形が非常によく似ていることがわかり，前節で展開した理論が定性的に正しいことを示していると考えられる。

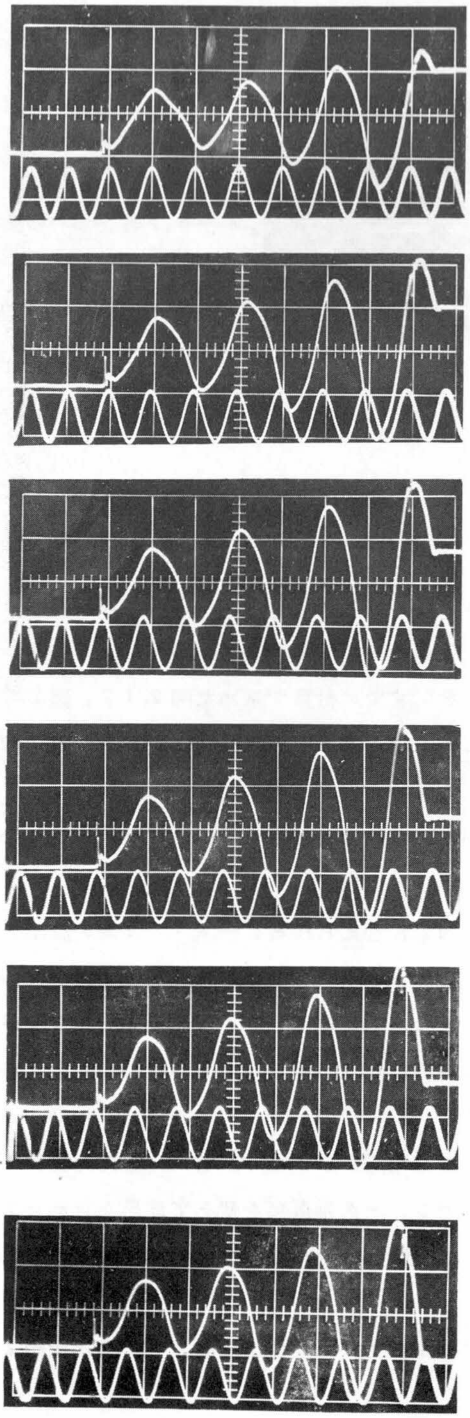
図 2.2 9 は，パラメータ励振をかけない場合の v_1，v_2 の波形を示したもので，減衰正弦波形になっている。

なお，図 2.3 0 はスイッチ S_2，S_4 に加えられるゲート・パルスの波形と共振の立ち上がりの状況を示したものである。パルス・トランスの性能が不十分なため波形が悪く，スイッチ用トランジスタがONになるのが遅れ，そのため実効的に共振現象が開始される時刻がパルスの開始よりやゝ遅れることが明らかであったので，上記各写真の τ_0 の値は，その遅れ分を補正してある。

図 2.3 1 は，パラメータ励振による増巾効果がかなり顕著で，また理論的取り扱いも比較的容易な $\tau_0 = \pi/4$ において，パラメータ励振率を変えて波形を求めたものである。この写真で，$I_{2f} = 0.2$ AT，0.4 AT はそれぞれ $\gamma \cong 0.4$，0.8 程度に対応するものである。

以上，レゾナント・トランスファ回路での共振波形が理論と実験で比較的よく一致していることを確かめた。

つぎに，前節において求めた式（2.5 2）および図 2.1 1 に対応する実験値として，



a) $\tau_0 = 0$

b) $\tau_0 = \dfrac{\pi}{12}$

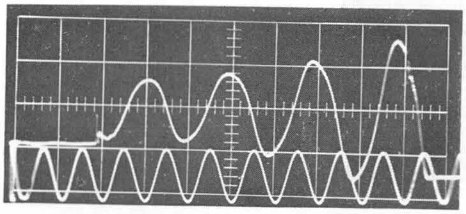
c) $\tau_0 = \dfrac{\pi}{6}$

d) $\tau_0 = \dfrac{\pi}{4}$

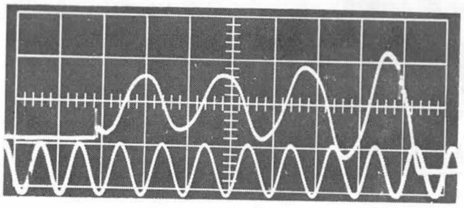
e) $\tau_0 = \dfrac{\pi}{3}$

f) $\tau_0 = \dfrac{5}{12}\pi$

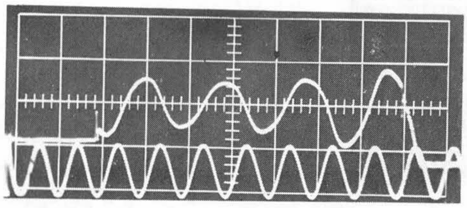
図2.27 v_2の波形（励振条件：$I_{dc}=0.5\,\mathrm{AT}$，$I_{2f}=0.2\,\mathrm{AT}$：$r \cong 0.4$）



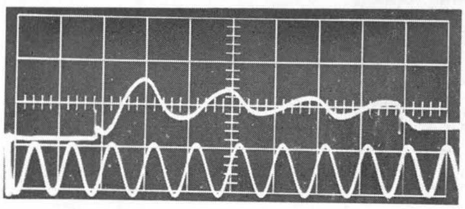
g) $\tau_0 = \frac{\pi}{2}$



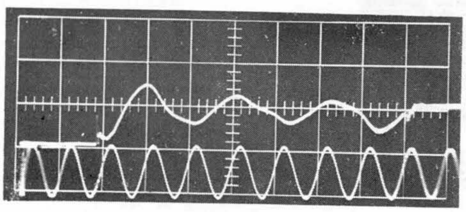
h) $\tau_0 = \frac{7}{12}\pi$



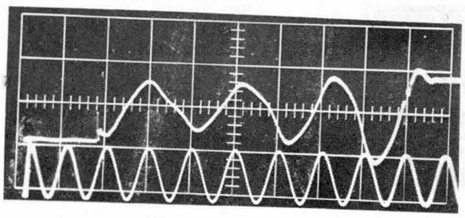
i) $\tau_0 = \frac{2}{3}\pi$



j) $\tau_0 = \frac{3}{4}\pi$

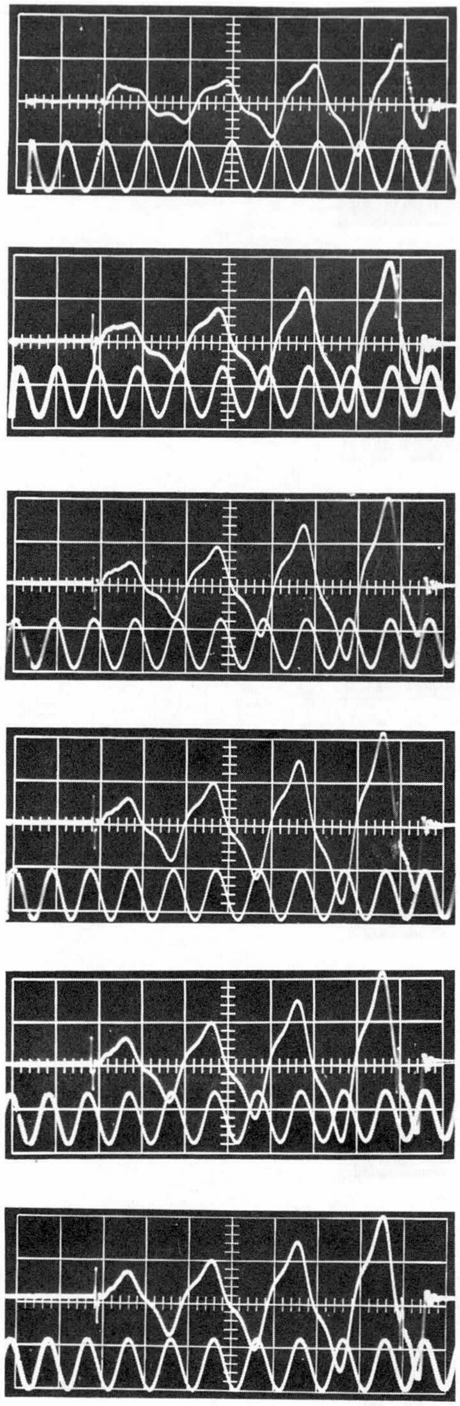


k) $\tau_0 = \frac{5}{6}\pi$



l) $\tau_0 = \frac{11}{12}\pi$

$\begin{cases} \text{V : 1V/DIV.} \\ \text{H : 1.25}\mu\text{S/DIV.} \end{cases}$



a) $\tau_0 = 0$

b) $\tau_0 = \frac{\pi}{12}$

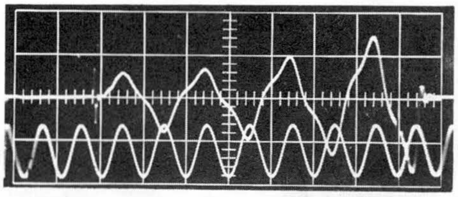
c) $\tau_0 = \frac{\pi}{6}$

d) $\tau_0 = \frac{\pi}{4}$

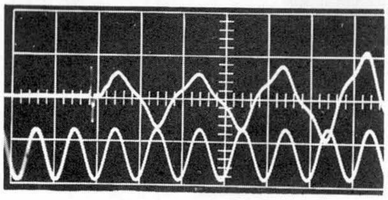
e) $\tau_0 = \frac{\pi}{3}$

f) $\tau_0 = \frac{5}{12}\pi$

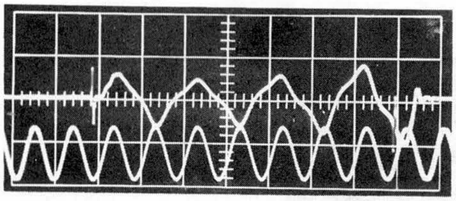
図 2.2 8　i の波形（励振条件は図 3.2 7と同じ）



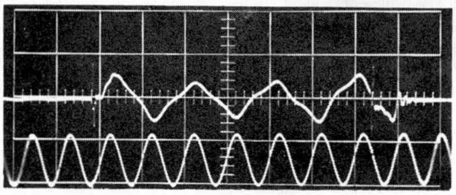
g) $\tau_0 = \frac{\pi}{2}$



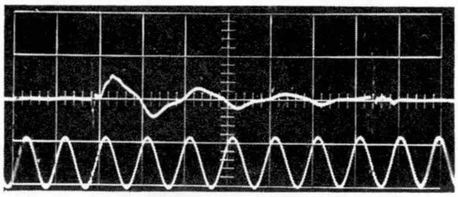
h) $\tau_0 = \frac{7}{12}\pi$



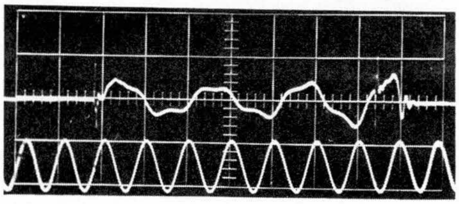
i) $\tau_0 = \frac{2}{3}\pi$



j) $\tau_0 = \frac{3}{4}\pi$

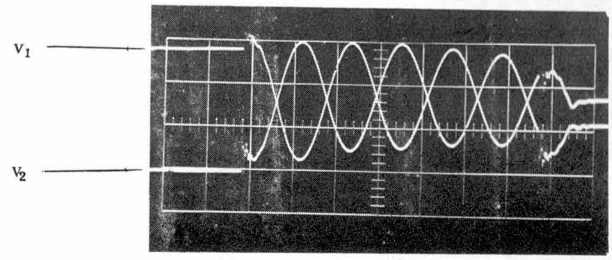


k) $\tau_0 = \frac{5}{6}\pi$



l) $\tau_0 = \frac{11}{12}\pi$

$\begin{cases} \text{V：約 11mA/DIV.} \\ \text{H：1.25}\mu\text{S/DIV.} \end{cases}$



$\left\{\begin{array}{l} V: 0.5\,V/DIV. \\ H: 1\,\mu S/DIV. \end{array}\right.$

図 2.29　パラメータ励振をかけない場合の
v_1 ， v_2 の波形

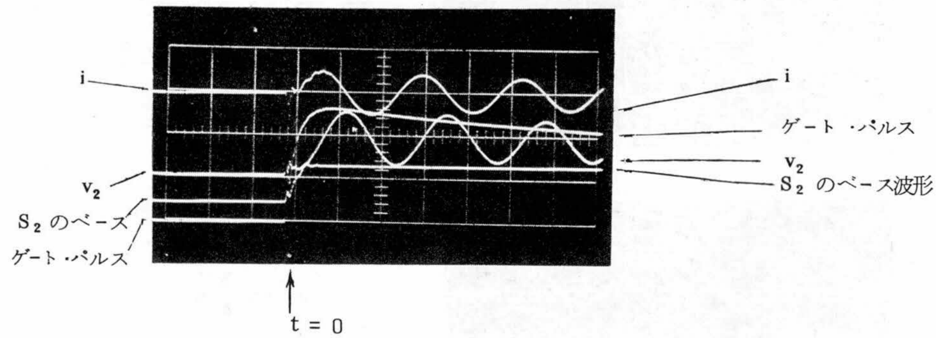
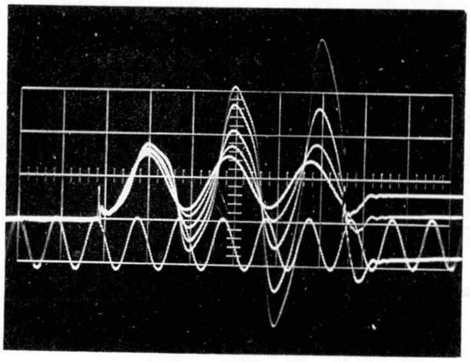
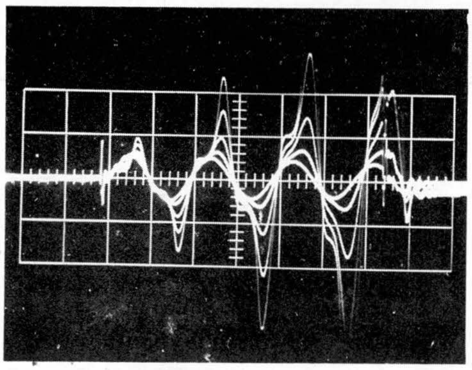


図 2.30　ゲート・パルスと共振開始の時間関係



a) v_2 の波形

$\begin{cases} V: 1\,V/DIV. \\ H: 1.25\,\mu S/DIV. \end{cases}$



b) i の波形

$\begin{cases} V: 約11\,mA/DIV. \\ H: 1.25\,\mu S/DIV. \end{cases}$

図 2.3 1　$I_2 f(\tau)$ による波形の変化（$\tau_0 = \pi/4$）

励振条件　$I_{dc} = 0.5\,AT$

$I_{2f} = 0, 0.1, 0.2, 0.3, 0.4\,AT$

$t=\pi$，すなわち，共振の基本周期の１／２周期経過したときの v_2 の値を求めた結果が図 2.3 2 である。図 2.3 2 では，図 2.2 9 に示したようなパラメータ励振をかけない

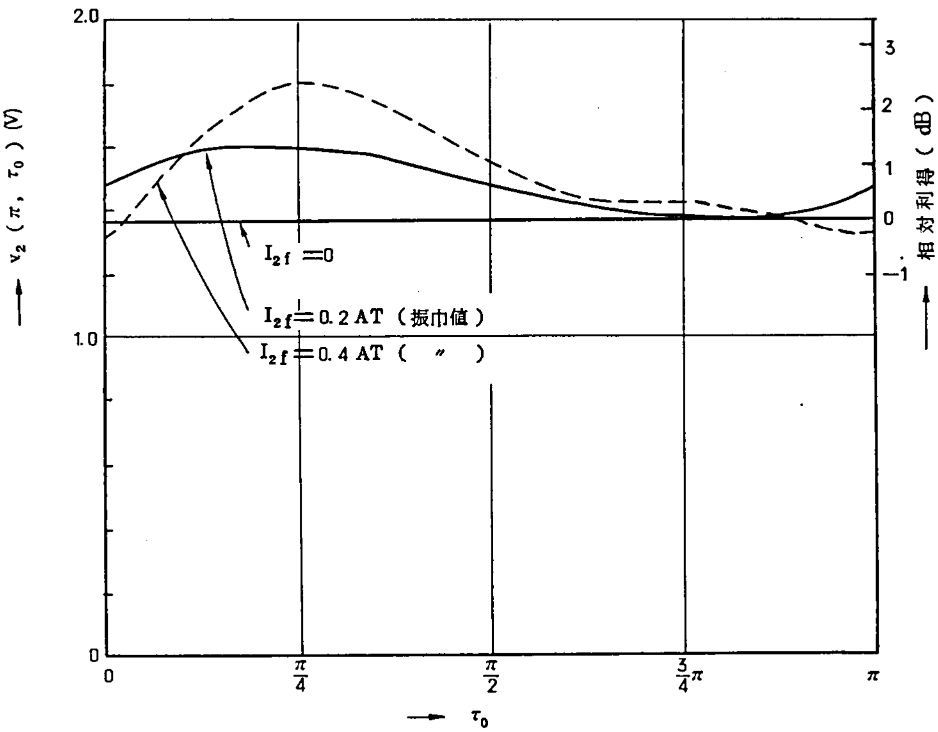


図 2.3 2　$t=\pi$ における v_2 の値

場合の $t=\pi$ における値を１として，共振開始時刻 τ_0 と相対的な利得の関係を示してあり，図 2.1 1 の結果とほゞ同じ傾向を示している。一般にパラメータ励振の実験は，高周波で相対位相の測定を行なわねばならないから，実験の精度は低いのが普通で，図 2.3 2 の実験においても 1 0° 程度の誤差は十分考えられる。さらに，励振電源の関係で I_{2f} が 0.3 AT 以上くらいになると，励振波形が相当歪んだため，さらに精度が落ちていると考えられる。

すでに前節の終わりにおいて述べたように，レゾナント・トランスファのための共振は実用上は１／２周期で終わるよう構成されるが，参考までに共振を３／２周期持続させたときの結果が図 2.3 3 に示してある。共振のためのパルス巾（タイム・スロット巾）にとくに制限がないような場合には，このように振動数を多くすることによって大きい

利得を得ることができる。

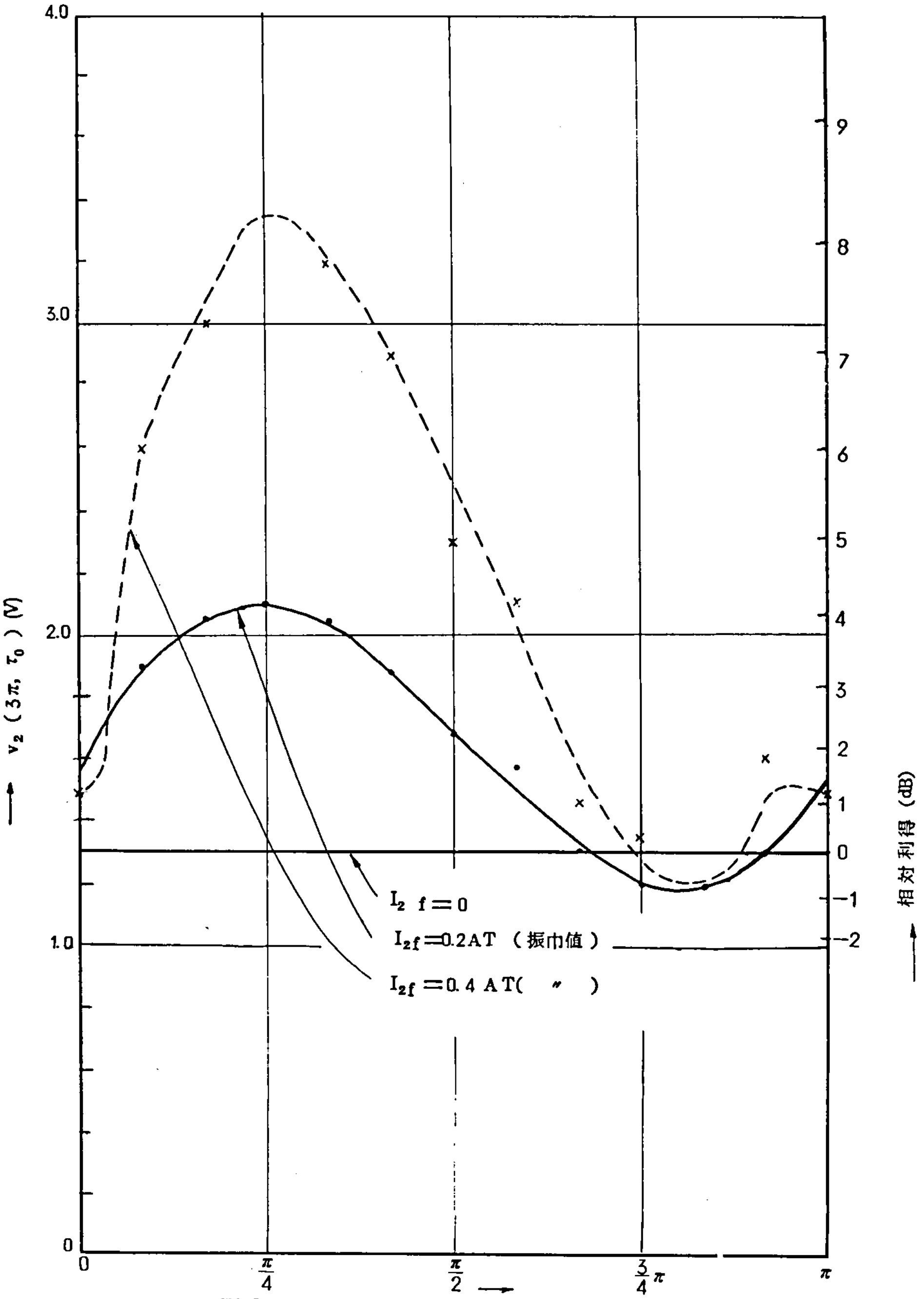


図 2.3 3　t = 3 π における v_2 の値

ところで，スイッチS_2，S_4は，共振電流 i が零になった瞬間に開くのが望ましい。そこで，電流 i がほゞ1／2周期終了して零になるときの時刻がτ_0によってどれくらいπ（＝180°）に対して前後するかを求めたのが，図2.34であり，このときのv_2(i＝0)を求めたのが図2.35である。図2.34において，図の右側に示した目盛りは，パラメータ励振をかけない場合を1としたときのタイム・スロットの長さを示したものである。したがってパラメータ励振をかけるときは，ゲート・パルスの巾を図2.34にしたがって調節すればよい。図2.36，図2.37は，同じようにして3／2周期振動を行なわせたときのデータである。

理論波形図2.13によれば，電流 i は，$\tau_0=\pi/4$および$3\pi/4$のとき，$t=\pi$において零になるはずであるが，実験ではかなりのずれがみられる。これは，元来，位相の測定がむずかしいこと，高次項による波形の乱れなどが原因と思われる。

さて，損失補償あるいは増巾の観点からは，図2.32から$\tau_0=\pi/4$付近がもっとも効果が顕著である。図2.38は$\tau_0=\pi/4$としたときの利得の実験値を示したもの

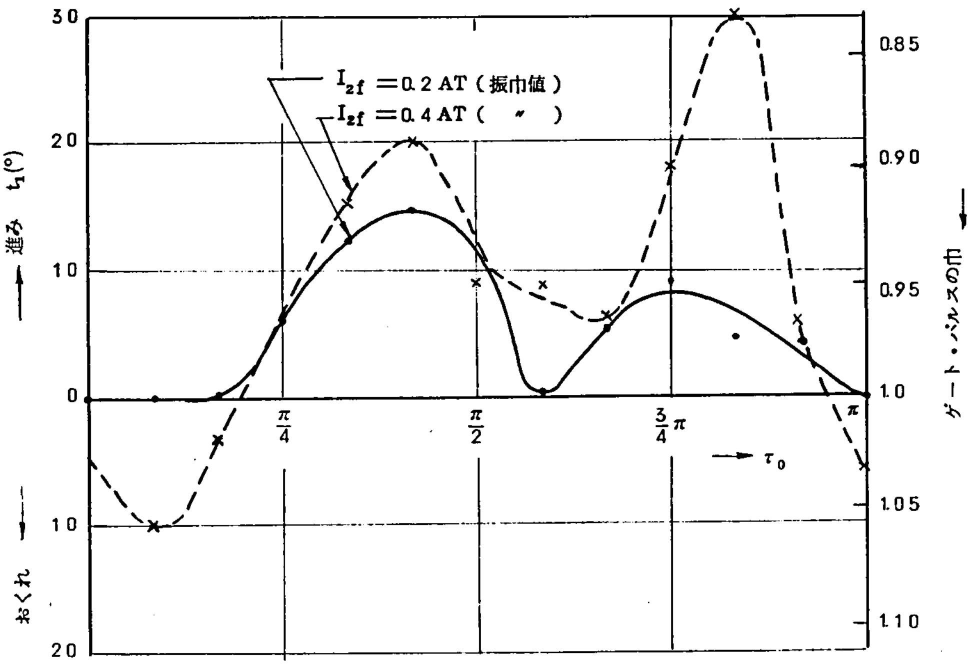


図2.34　i＝0 になる時刻のπ（180°）からのずれ

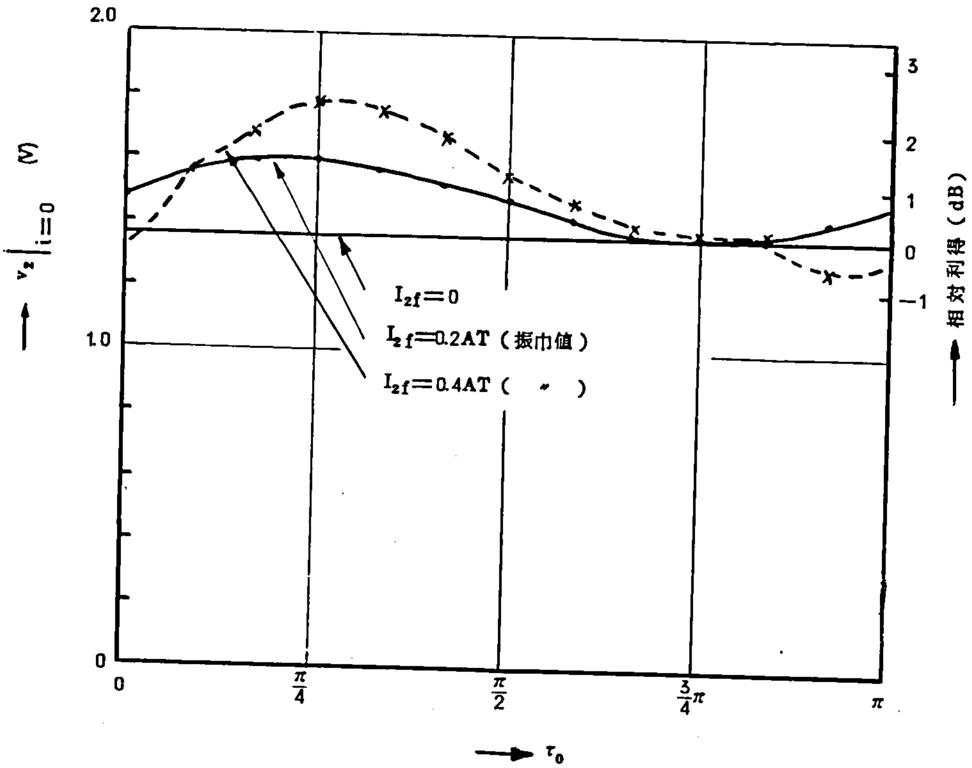


図 2.3 5　i ＝0 になるときと v_2 の値
（ 1／2 周期後 ）

である。図には，図 2.1 1 から得られる理論値を併記してあるが，測定精度等も考え合わすと，比較的良好な一致を示している。これから，実際に得られる双方向増巾の利得は

$$A \cong (3.5 \sim 4.0)\,r \quad \text{(dB)} \qquad (2.64)$$

程度と考えることができよう。

以上，本節の実験によって，パラメータ励振によってレゾナント・トランスファ回路内で安定な双方向増巾が可能なことが実証された。

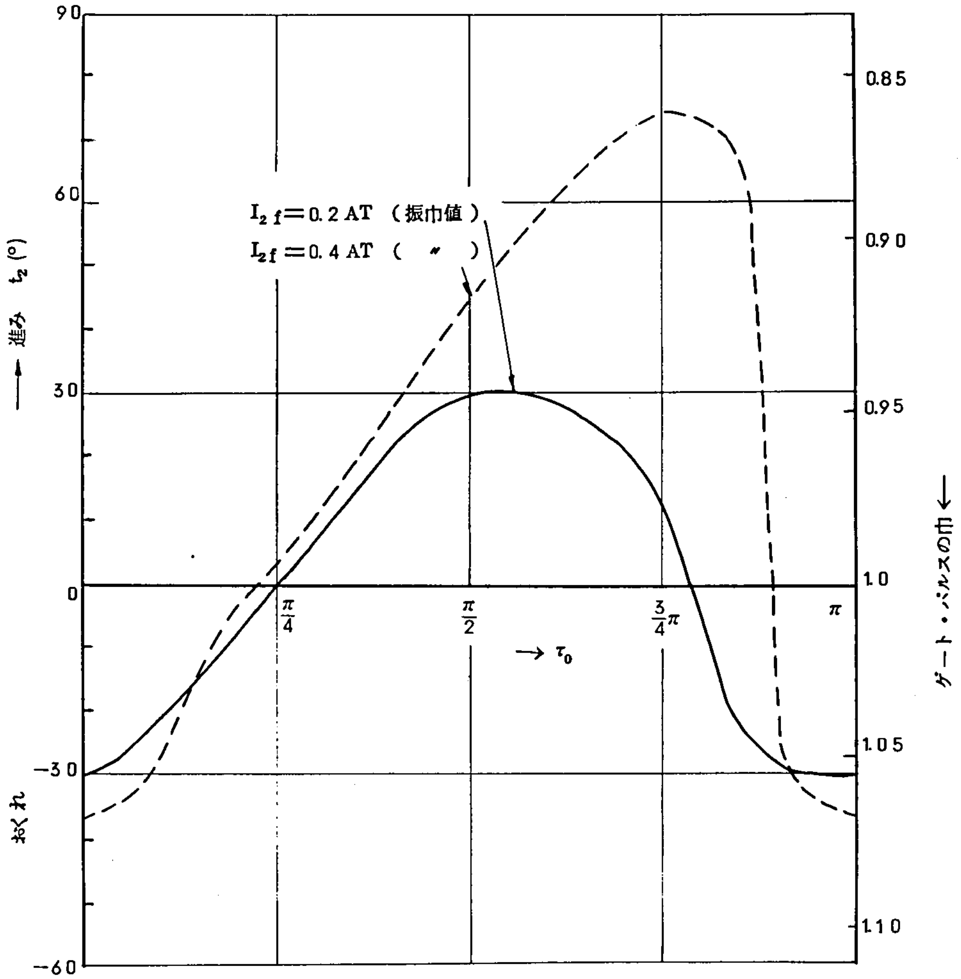


図 2.36　i ＝0 になる時刻の 3π（540°）からのずれ

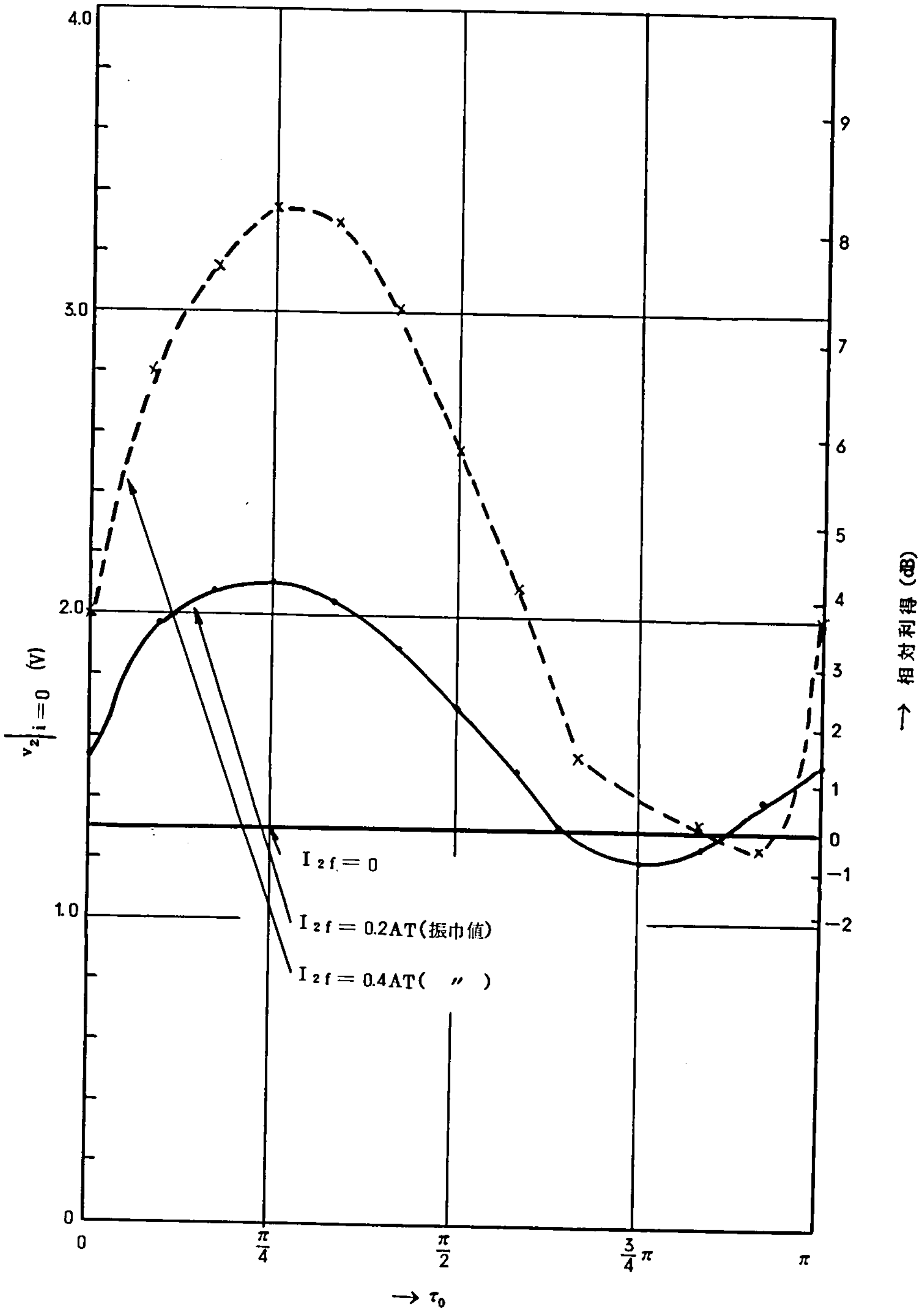


図 2.3 7　i ＝0 になるときの v_2 の値（ 3／2 周期後 ）

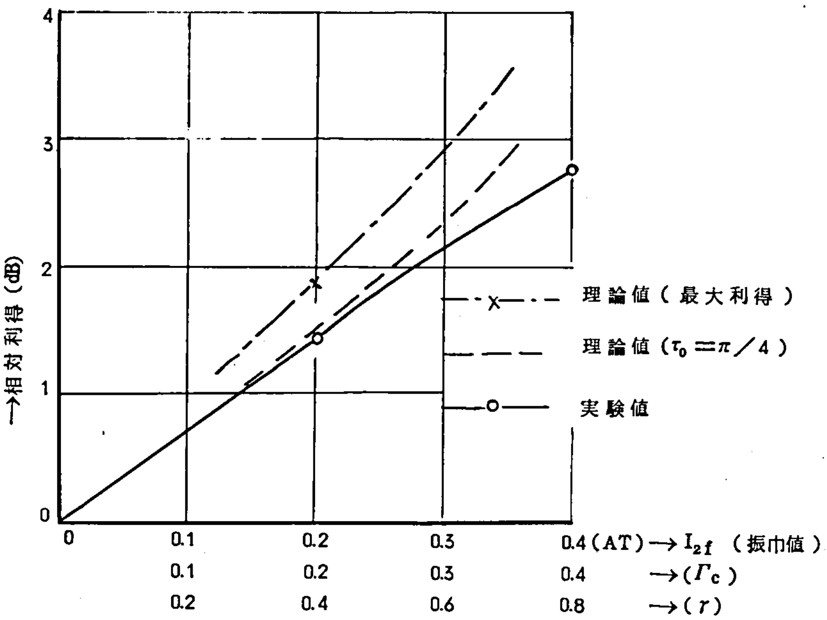


図 2.3 8 $\tau_0=\pi/4$ における利得 (1／2周期)

(理論値は図2.1 1による , $\Gamma_c\cong r/2$は概略値)

2.4 本章の概要と結論

レゾナント・トランスファ回路での損失は，共振回路中に負抵抗素子を導入すれば補償し得るが，通常の負抵抗素子では，一般に安定性に問題があることを示し，これが通常の負抵抗素子では，負抵抗が周波数依存性をもっていないことによるものであることを指摘した。

また，レゾナント・トランスファ回路を流れる共振電流は周波数，位相が定まっていることを指摘し，このような振動は，パラメータ励振によって増大させ得ることを提案した。パラメータ励振によれば，特定周波数の限られた範囲の位相の振動に対してのみ負抵抗成分が生じるので，きわめて安定に負抵抗を利用できることを示した。

つぎに，レゾナント・トランスファ回路を構成するインダクタにパラメータ励振をかけたときの共振現象を理論と実験の両面から検討し，実際に振動が安定に増大していく

ことを確かめ，また，本章で展開した理論と実験結果が比較的よく一致することを示した。

本章での検討によれば，インダクタのパラメータ励振は，共振現象の前半でインダクタンスが大きく，後半で小さくなるような位相でかけるのがよく，その効果はパラメータ励振率を r とすると，$-\omega L_0 \cdot r/2$ の負抵抗素子を挿入した場合とほゞ等価で，

$$(3.5 \sim 4.0)\, r\ (\mathrm{dB})$$

程度の利得をもった双方向増巾が可能である。したがって，高々2～3 dB 程度の損失補償を行なうための双方向増巾であれば，$r \cong 0.5$ 程度のパラメータ励振でよく，この程度のパラメータ励振は，従来のパラメトロンの経験から，比較的容易に実現可能である。

また，本章で行なった実験では $r = 0.8$ でとどめてあるが従来のパラメトロンの経験から，$r \cong 1.0$ 程度までは容易に実現可能であるから，積極的に利得を得る程度に双方向増巾を行なうことも可能と考えられる。

なお，損失補償だけの観点からは，レゾナント・トランスファのための共振現象は1／2周期にとどめるのがよいことを示したが，条件によっては，多少時間をかけて振動回数を多くすることにより，より大きい利得を得ることも可能である。

3. 2線式時分割通話路における双方向増巾の確認 [35, 40]

章2の実験に用いたレゾナント・トランスファ回路に低域沪波器を接続して2線式時分割通話路を構成し，パラメータ励振によって通話路系としても損失を補償し，さらに利得が得られることを確認する。また、レゾナント・トランスファ回路における電荷の交換が不完全であると通話路系として反射現象が生じることを述べる。

3.1 2線式時分割通話路の実験回路の構成

この実験では，レゾナント・トランスファ回路には，節2.3で説明した実験に用いたものをそのまゝ用いた。節2.3の実験では，スイッチの損失がなるべく無視できるようにするため，系のインピーダンス・レベルは高く，すでに説明したようにキャパシタC_1，C_2の値は3000 pFに選んである。また共振周波数の絶対値には特別に注意を払っていないので，結果的に$f=400$kcとなり，1/2周期に要する時間（パルス巾）τは$\tau=1.25\mu S$となっている。このパルス巾は，後述のサンプリング周期$80\mu S$に比べて十分小さい。また，実験の都合で，共振を3/2周期に亘って行なわせる場合もあるが，そのときでもパルス巾はサンプリング周期に比べて十分小さいと考えてよいようになっている。

つぎに，低域沪波器は，文献(6)の方法に従って，図3.1のように構成した。こゝでは，

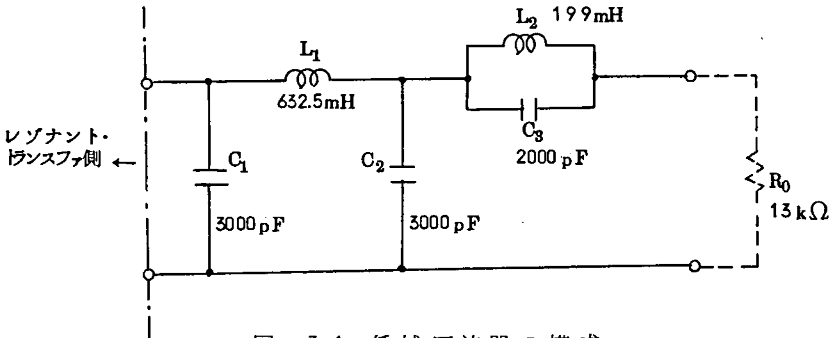


図 3.1 低域沪波器の構成

2線式時分割通話路としての損失補償を問題にするのであって，沪波器の構成法は研究対象とはしておらず，2線式時分割通話路用として発表されたものの中から，かなりすぐれた性能をもつものとして選んだのが，この構成である。この沪波器は，共振回路の両側に接続されるが，そのさい，C_1が共振用キャパシタになる。このC_1の値は項5.1.4に詳述するように，沪波器の公称インピーダンスR_0とサンプリング周期Tについて

$$C_1 = \frac{T}{2R_0} \qquad (3.1)$$

の関係にある。一方，レゾナント・トランスファの共振周波数は400kcで，パラメータ励振の周波数はその2倍の800kcであるが，サンプリングは，パラメータ励振の周波数と同期関係にならなければならないので，分周器により800kcを64分周したため

$$f_s \cong 12.5\ \mathrm{kc} \tag{3.2}$$

したがって

$$T \cong 80\ \mu S \tag{3.3}$$

となった。その結果，公称インピーダンスR_0は

$$R_0 \cong 13\ \mathrm{k}\Omega \tag{3.4}$$

という相当高い値となった。

以上を総合して，2線式の時分割通話路として，図3.2のような実験回路を構成した。

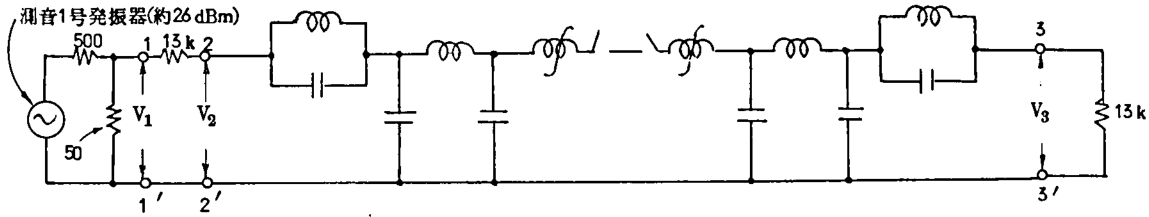


図 3.2 実験用通話路の構成

この回路において，端子対1－1′から左の部分は，内部抵抗が，公称インピーダンスR_0＝13kΩに比べて十分無視できるような定電圧信号源を得るための手段であって，測音1号発振器が，元来600Ω程度の内部抵抗をもっていて測定に不便をきたすのを避けるためのものである。このような回路構成をとったのは，通話路系を図3.3のように考えて測定を行なうことを考えたからである。すなわち，4端子網2－2′，3－3′が理想的な伝送回路網であれば，端子対3－3′にR_0を接続したとき2－2′から見た入力インピーダンスもR_0となり，定電圧信号源のレベルを0 dBとすれば，端子対2－2′のレベルは－6 dBとなり，これはそのまゝ端子対3－3′に伝送されて，こゝでも－6 dBのレベルとなる。回路網2－2′，3－3′が理想的でない場合には，もちろんこの状態からずれを生じてくる

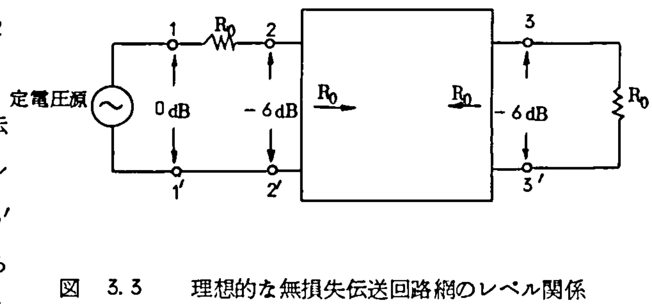


図 3.3 理想的な無損失伝送回路網のレベル関係

ので，この方法で回路網の性質を知ることができる。たとえば，理想低域沪波器について考えてみると，図3.4に示すように，帯域内（$f<f_0$）では，2−2′から見た入力インピーダンスはR_0となるため，2−2′，3−3′のレベルはともに−6 dBとなるが，帯域外（$f>f_0$）では，入力インピーダンスは虚数成分となり，[*] 2−2′のレベルはその虚数成分に依存し，3−3′のレベルは−∞となる。

図3.2の実験回路は，沪波器，レゾナント・トランスファ回路とも理想的な場合は，本来図3.4のような特性を示すと考えられる(節5.1.4参照)。

なお，端子対3−3′のレベルは−6 dBを改めて0 dBと考えれば，周知の動作伝送係数となる。

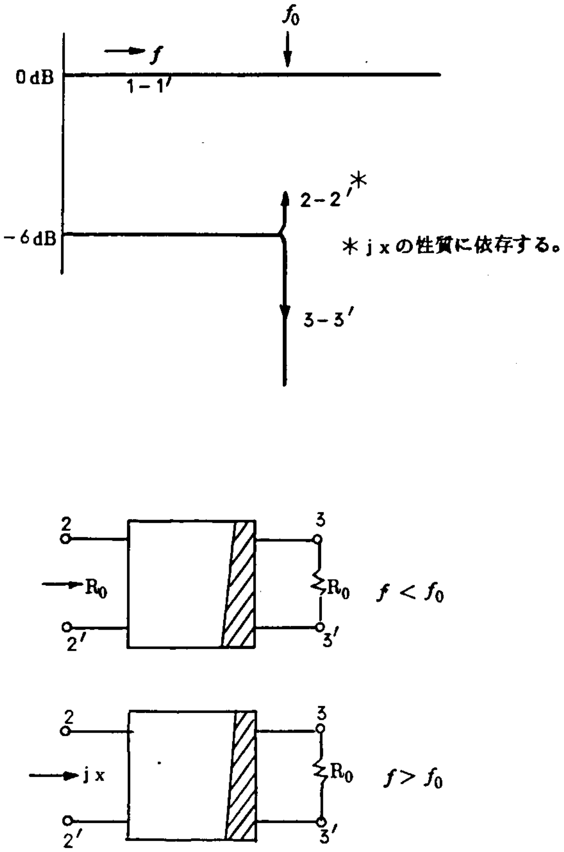


図　3.4　理想低域沪波器のレベル関係例

3.2　損失補償の実験結果

3.2.1　通話路系のレベル特性

前節に述べた方法で，図3.2の実験回路のレベル関係を求めた結果が，図3.5〜3.8である。

まず，図3.5は，共振用インダクタにパラメータ励振をかけない場合の測定結果であって，V_2，V_3は図3.2で定義した電圧であり，V_1を0 dBとして求めてある。また，パラメータとしては，パルス巾が共振の1/2周期に相当するτの場合と，3/2周期に相当する3τの場合について求めてある。さて，図3.5のデータは，V_2はサンプリング周波数12.5 kcの1/2に当たる6.25 kc付近までは，ほゞ−6 dB前後である。[**]

---

* エネルギが流入しないことを示す。

** これ以上の周波数では，原理上は入力インピーダンスが虚数となる（項5.1.4の式（5.73）参照）。

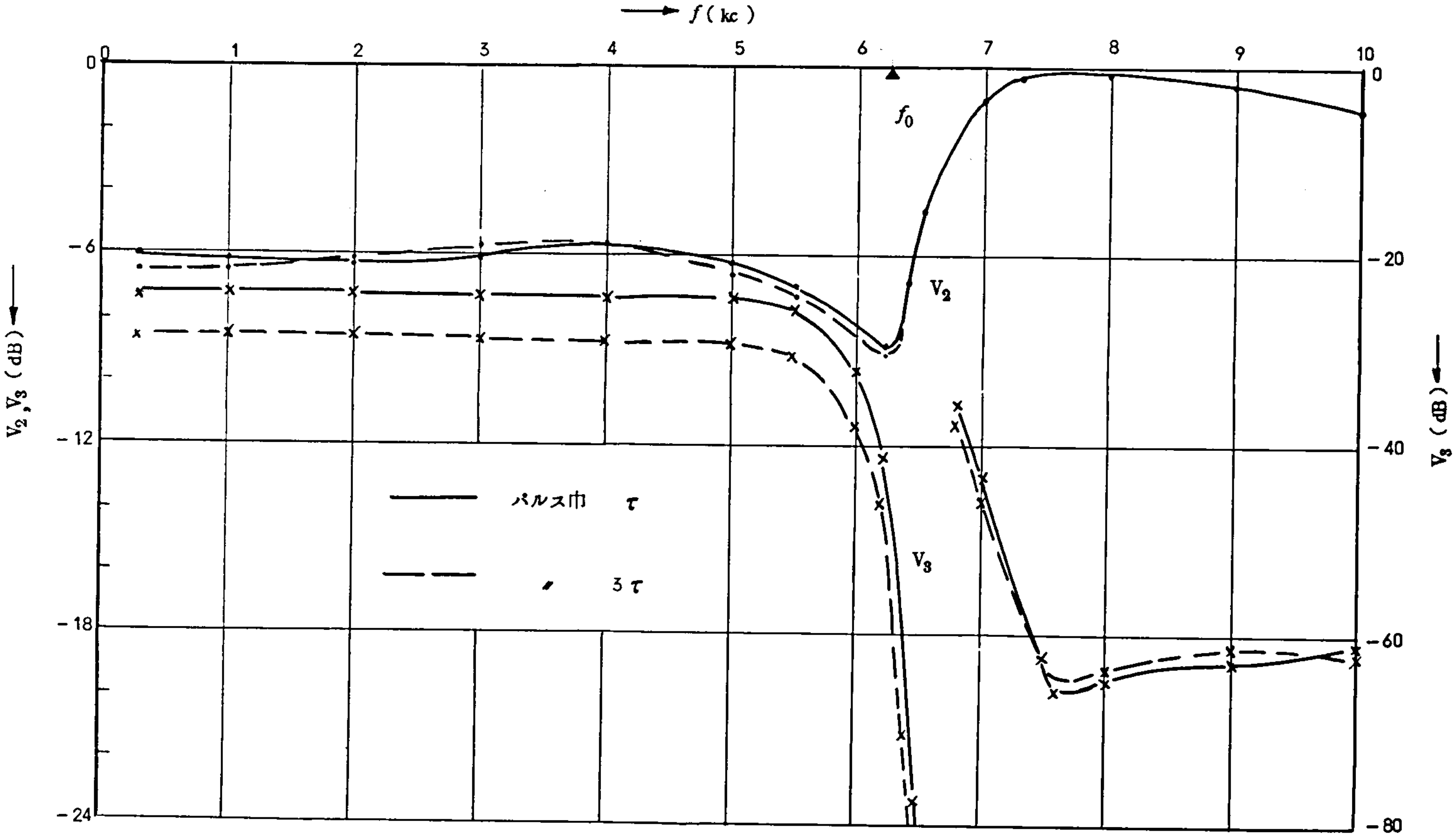


図 3.5 V_2 , V_3 のレベル特性 (I ・パラメータ励振なしの場合)

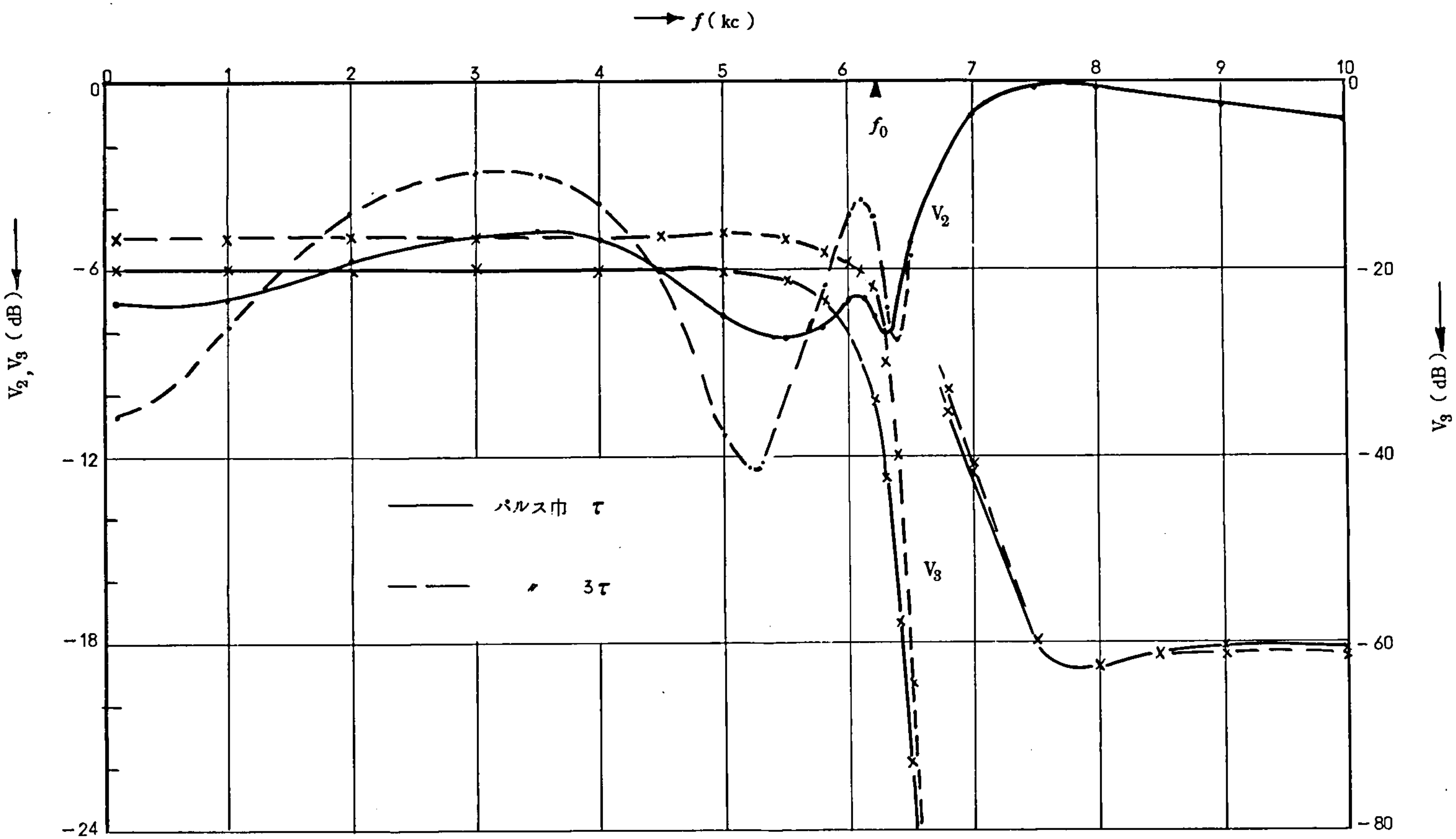


図 3.6 V_2 , V_3 のレベル特性（Ⅱ。$I_2 f$ = 0.2 AT, $\tau_0 = \pi/4$ の場合）

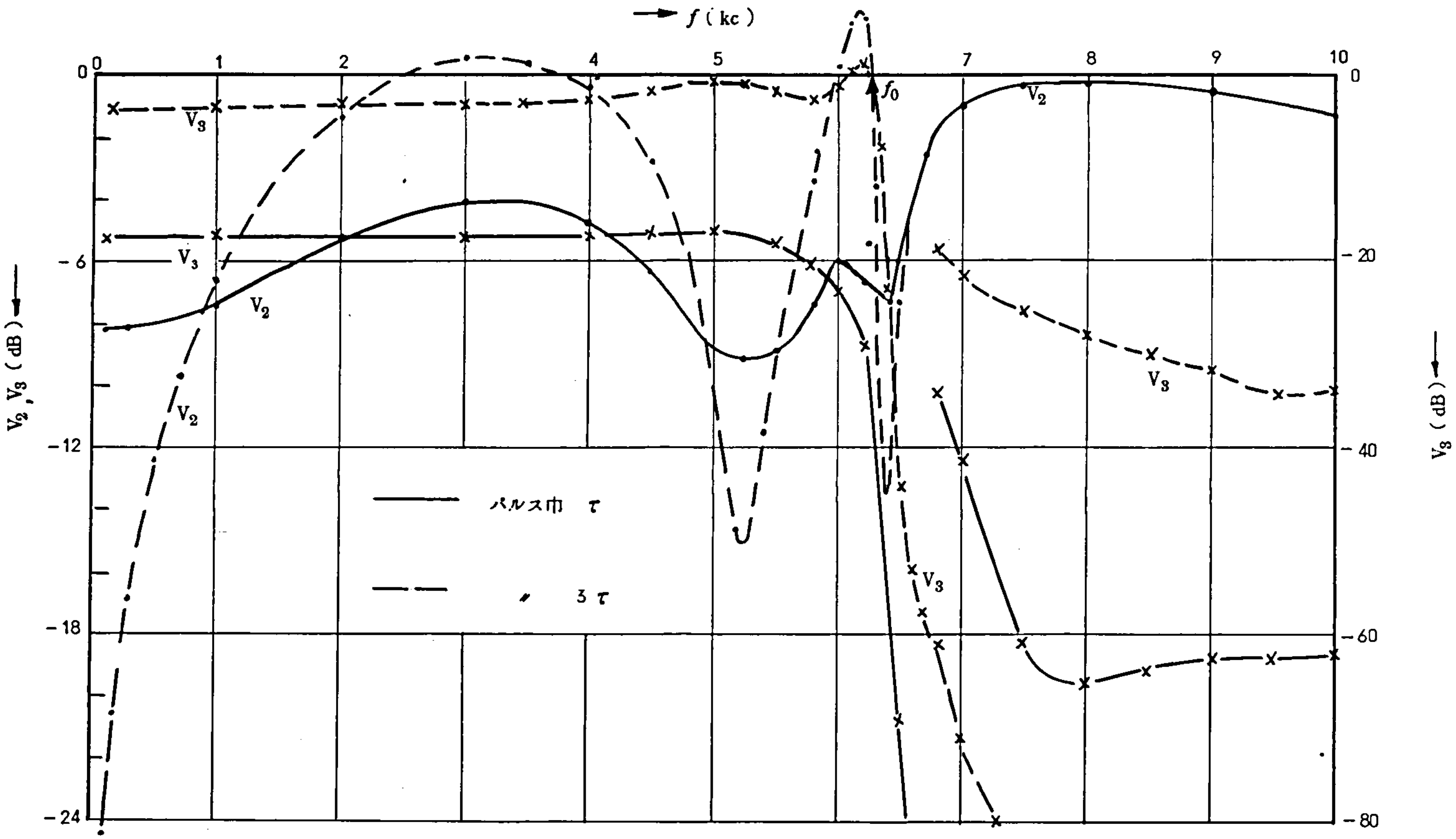


図 3.7 V_2 , V_3 のレベル特性（Ⅱ. I_{2f} = 0.4 AT, τ_0 = $\pi/4$ の場合）

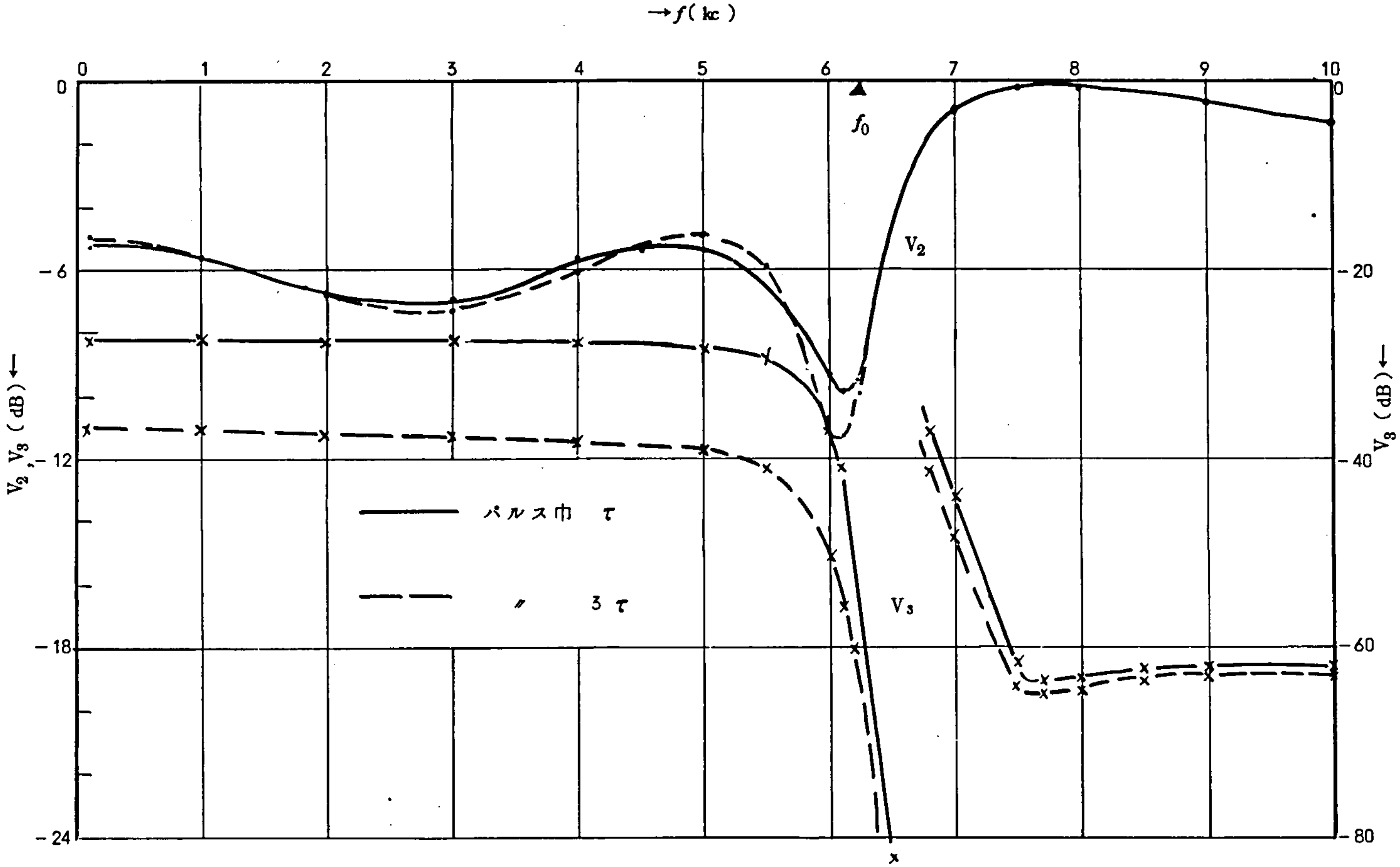


図 3. 8 V_2 , V_3 のレベル特性(Ⅳ . $I_2 f$ = 0.2 AT , τ_0 = $3\pi/4$ の場合)

一方，V_s はこの回路網が理想的であれば6.25kcまでは－6 dB ，それ以上では－∞になると考えられるが，図3.5では6.25kc以下においてパルス巾τの場合約－7.3dB，3τの場合約－8.6dBとなっている。これは，この回路網にそれぞれ約1.3 dB，2.6dB，の損失があることを示している。パルス巾がτの場合と3τの場合の差は，レゾナント・トランスファ回路での損失の差と考えられる（なお，以下の図ではV_s についてはダブル・スケールになっている）。

つぎに，図3.6は，共振用インダクタにI_{2f}＝0.2 AT（振巾値）のパラメータ励振をかけた場合で，位相はほゞ$\tau_0=\pi/4$の場合である。これによれば，V_s のレベルはパルス巾τの場合，3τの場合とも図3.5の場合に比べて上昇していることがわかる。カーブの形そのものはほとんど変化していない。図3.7は同じようにして，$\tau_0=\pi/4$の場合に励振をさらに強くしてI_{2f}＝0.4 AT にした場合であり，こゝでもV_s はかなり顕著な上昇を示し，とくにパルス巾を3τとして共振を3/2周期行なわせた場合にはV_sのレベルは－1 dB 程度になり，信号源1－1′のレベルとほとんど同一になっている。

これらの図3.6，図3.7におけるV_s のレベルの上昇は，明らかに，パラメータ励振によって信号が増巾されることを示しており，パラメータ励振をかけない図3.5の場合とのレベル差がその増巾度となっている。そこでこの増巾度の値を調べてみると，I_{2f}＝0.2 AT の場合，パルス巾τで約1.3 dB，3τで約3.6 dB ，I_{2f}＝0.4 AT の場合それぞれ約2.1 dB ，7.6 dB になっているが，これらの値は項2.3.3でレゾナント・トランスファ回路だけで求めた図2.3 2 ，図2.3 3から得られる値すなわち，それぞれ約1.4 dB ，約4.1 dB ，約2.5 dB ，約8.2 dB に大体近い値となっている。すでに，項2.3.3で注意したように，図2.3 2，図2.3 3のデータが位相およびレベルの相対値について若干の不確かさをもっていることを考え合わすと，これらの2種の測定の間の一致は相当良好であるということができ，また，実際に，発振などの恐れもなく8 dBにも及ぶ利得を得ることが可能なことが確かめられたことになる。

また，図3.8は$\tau_0=3\pi/4$すなわち，パラメータ励振によってかえって損失が増加する場合の測定結果を示したものである。

これら図3.5～3.8の測定結果から，レゾナント・トランスファ回路における双方向増巾の利得あるいは損失がそのまゝ2線式時分割通話路における相対的な利得あるいは損失になることが知られる。

3.2.2　共振回路の損失が大きい場合

さて，図3.8はパラメータ励振の効果が，共振現象の減衰を早めるよう働らく場合で

あるから，このような現象は，通常のレゾナント・トランスファ回路において損失を増加させることにより実現できるので，確認のために，図3.9に示すようにレゾナント・トランスファ回路内に故意に抵抗R_Hを挿入した結果が図3.10(a)〜(c)である。

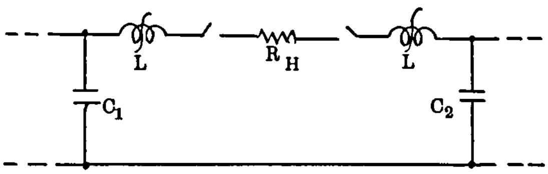


図3.9　故意に損失を生ぜしめる方法

このように，レゾナント・トランスファ回路に抵抗があるときの損失は，節2.1で求めた式(2.5)から容易に計算することができ，損失の増加分およびV_3のレベルは表3.1のようになり，実験値とよく一致している。

表　3.1　　故意に抵抗を挿入した場合の損失

	パルス巾＝τ		パルス巾＝3τ	
	$R_H=20\Omega$	$R_H=40\Omega$	$R_H=20\Omega$	$R_H=40\Omega$
損失増加分	0.5 dB	1.0 dB	1.4 dB	2.6 dB
V_3 レベル（計算値）	−7.8 dB	−8.3 dB	−10.0 dB	−11.2 dB
V_3 レベル（測定値）	−7.7 dB	−8.2 dB	−10.1 dB	−11.2 dB

さらに図3.8と図3.10(b)を比較すると非常によく似た傾向を示していることも容易にわかる。

また，図3.10(c)は，パラメータ励振による増巾効果と，R_Hによる減衰効果を同時にもたせた場合のデータである。この場合の増巾効果は，前述のように7.3−6.0＝1.3 dBであり，損失は，図3.10(a)から7.7−7.3＝0.4 dB程度であるから差引き0.9 dB程度の利得が得られ，V_3のレベルは−7.3＋0.9＝−6.4 dBとなり，実験値とよく一致している。これらの結果から，レゾナント・トランフファ回路に相当大きい損失があっても，適度のパラメータ励振をかけることにより，完全に補償できることが確かめられた。

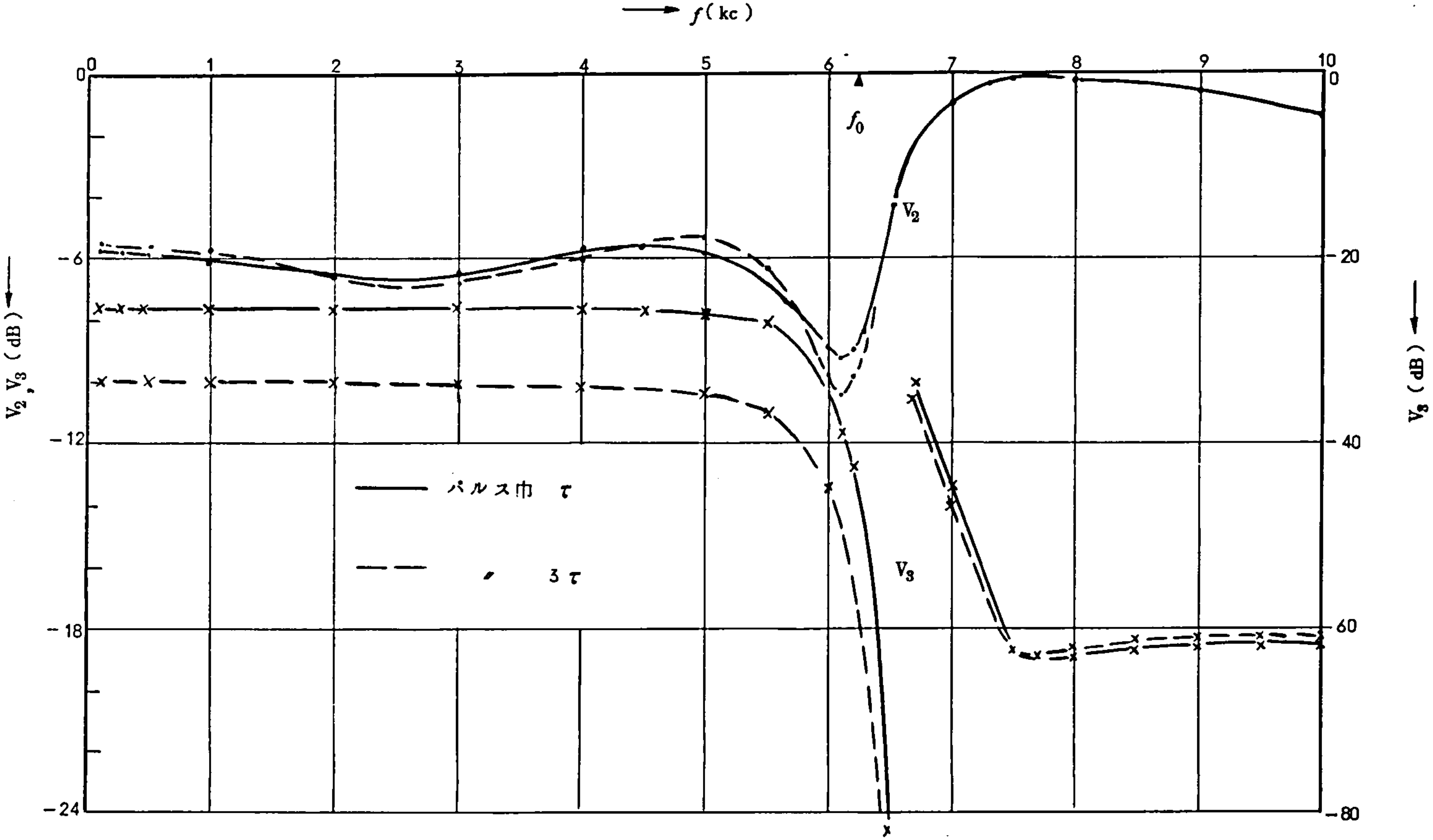


図　3. 1 0　(a)　V_2 , V_3 のレベル特性 (V . R_H = 2 0 Ω を挿入した場合)

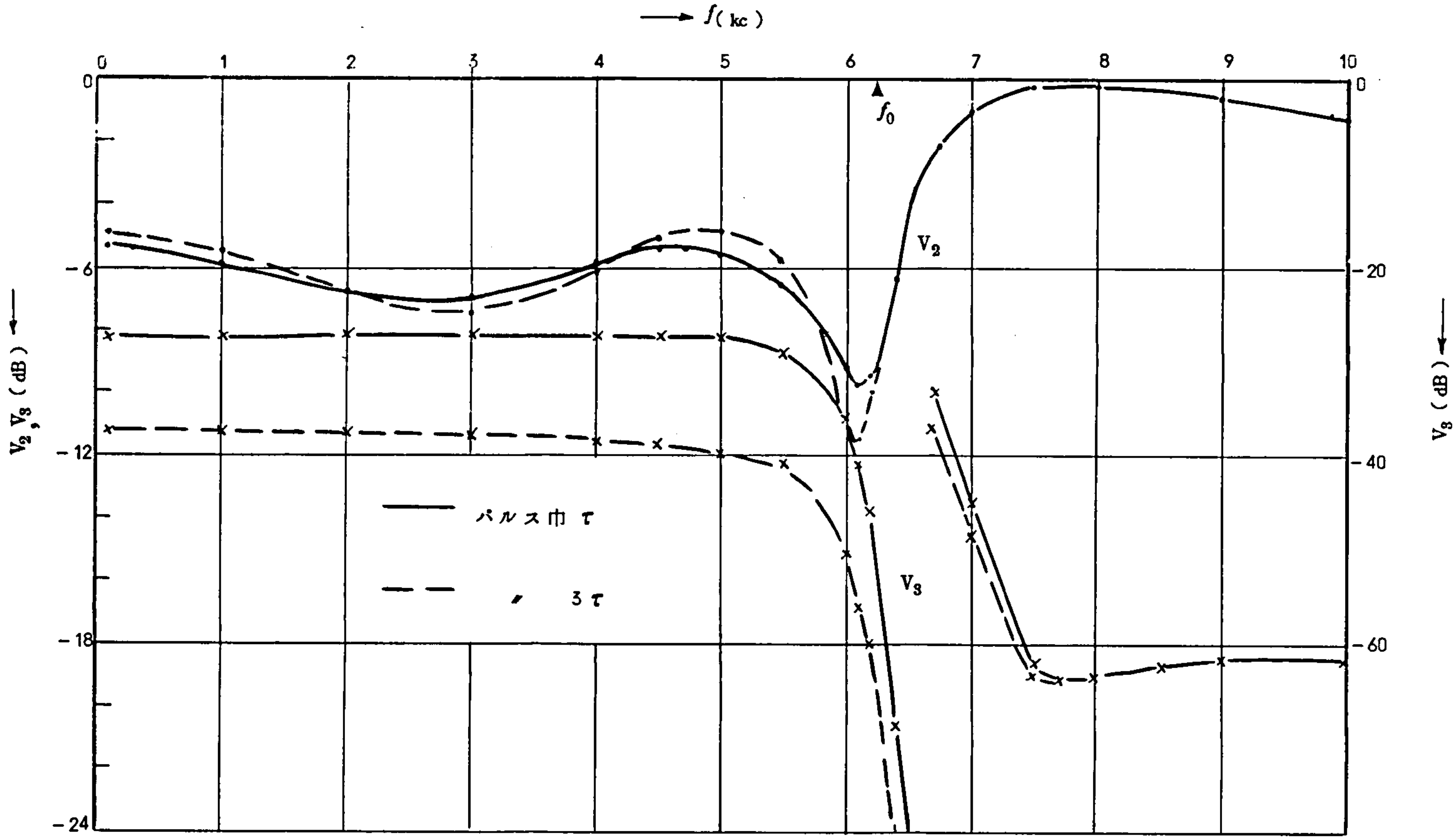


図　3.10　(b)　V_2 , V_3 のレベル特性（Ⅵ．R_H=40Ωを挿入した場合）

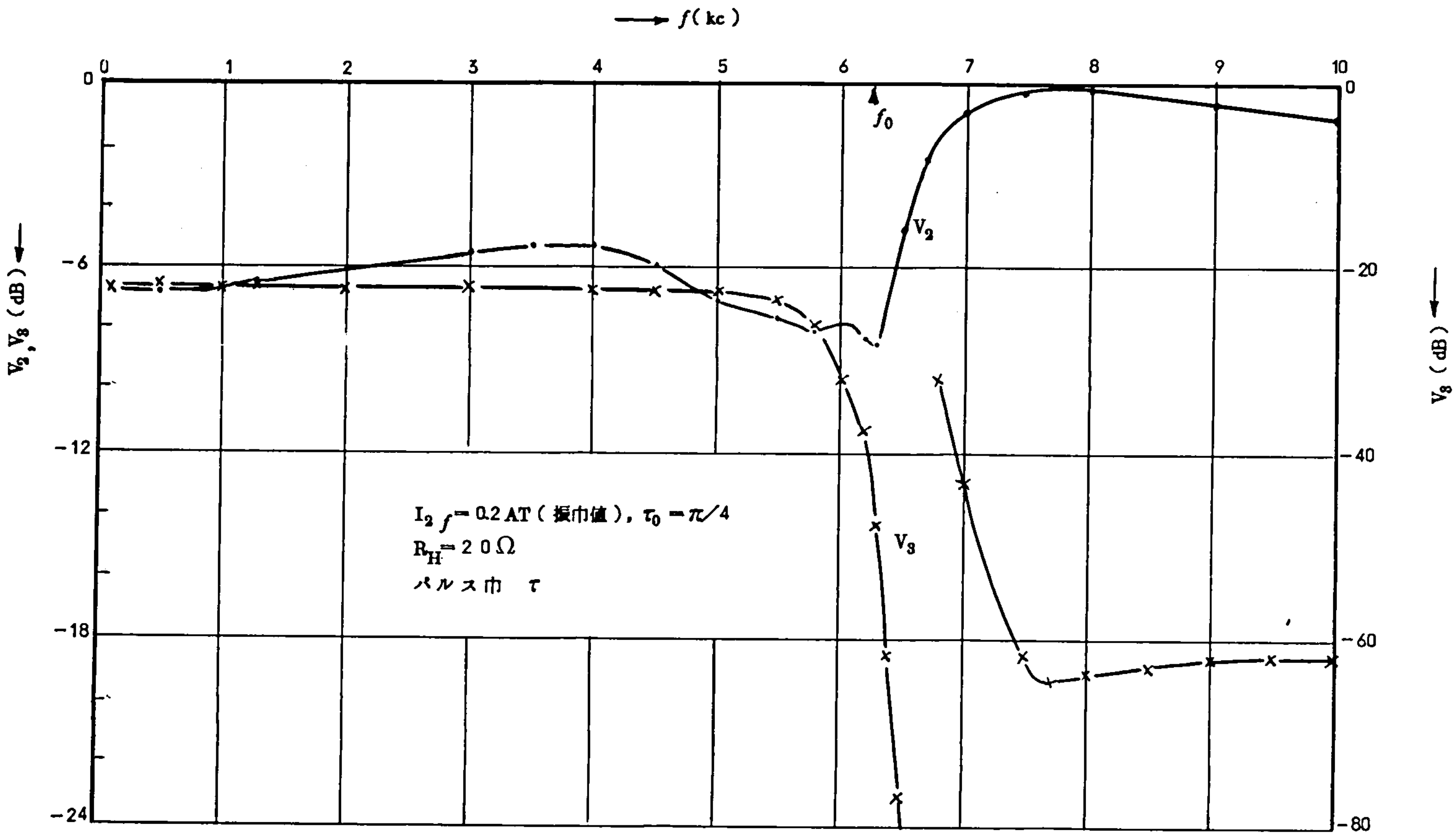


図 3.1 0 (c) V_2 , V_3 のレベル特性 (Ⅶ . パラメータ励振で R_H の効果を相殺した場合)

3.3　2線式時分割通話路における反射現象の考察[41,42]

3.3.1　反射現象の原因

前節の実験によって，2線式時分割通話路の損失は，レゾナント・トランスファ回路中のインダクタにパラメータ励振をかけて双方向増巾を行なうことにより補償が可能で，必要ならば利得を得ることも可能であることが確かめられた。すなわち，図3.2の通話路構成で，端子対1－1′の電圧V_1 のレベルを0 dB としたとき，受端の3－3′の電圧V_3のレベルは通話路系の利得分または損失分だけ－6 dB を中心に上下することが確かめられた。

しかし，図3.5～図3.8，図3.10(a)～(c)等において端子対2－2′の電圧V_2 のレベルを見ると，理想的な場合－6 dB となることが期待されるにもかゝわらず，種々のうねりが観測される。これらのうねりは，2線式時分割通話路中に反射現象が起っているために観測されるものであり，以下のような機構によるものと考えられる。

レゾナント・トランスファ回路において，損失があったり，あるいは双方向増巾を行なうと，レゾナント・トランスファ回路を構成する2つのキャパシタC_1，C_2について，共振前にキャパシタC_1 にのみ単位の電圧があるものとすると，共振の前後におけるキャパシタC_1，C_2 の電圧は図3.11に示したようになる。すなわち時分割スイッチが閉じる直前 $t=0$ において

$$\left.\begin{aligned} v_{c1}(0) &= 1, \\ v_{c2}(0) &= 0 \end{aligned}\right\} \quad (3.5)$$

とし，$t=\tau$ においてスイッチを開くものとすると，一般には

$$\left.\begin{aligned} v_{c1}(\tau) &= 1-A, \\ v_{c2}(\tau) &= A \end{aligned}\right\} \quad (3.6)$$

となり，電荷の交換は不完全であって，C_1 には残留分（$A<1$の場合）あるいは行きすぎ分（$A>1$の場合）$1-A$が生じる。C_1からA倍されてC_2 に移った電荷は通常の2線式時分割通話路ではそのまゝC_2 に接続された沪波器を経て負荷抵抗R_0 で消散され，出力となるが，C_1 に生じた残留あるいは行きすぎの電荷は，C_1 に接続された沪波器を経て信号源側の抵抗で消散される。これが不完全なレゾナント・トランスファに由来する反射現象で，電話などの場合には，

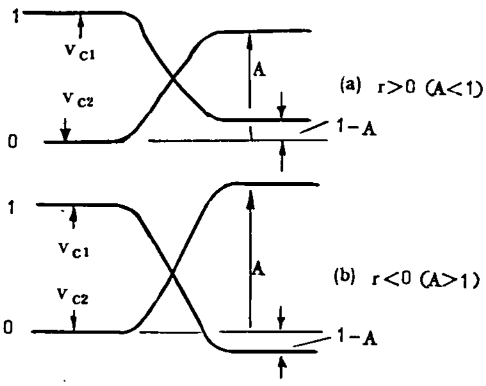


図3.11　損失または利得がある場合の共振波形

自分自身の音声が一部戻ってくるために，側音になる。

そこで，理解を容易にするために，簡単な場合について，この反射成分の極性（一般に位相）について考えることにする。図3.12は，2線式時分割通話路に，信号源として直流を印加した場合を示したものであるが，キャパシタC_1に残った残留電荷1－A

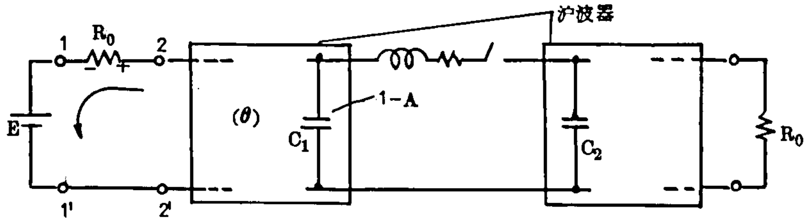


図 3.12 直流における反射成分の極性

が正のとき（つまりA＜1：損失があるとき）には，この残留電荷が左方に流れていって，R_0において生じる電圧は図示の極性となり，端子対2－2′の電圧はみかけ上この分だけE/2より上昇する。同様にA＞1のときは，逆極性となり，2－2′の電圧はE/2より低下する。一般に信号が交番電圧であるときは沪波器での位相おくれを$|\theta|$とすると，信号源からキャパシタまでと，キャパシタから信号源（の抵抗R_0）までで計$2|\theta|$の位相おくれを生じ，これがE/2にベクトル的に加えられるので，端子対2－2′のレベルは，一般にθしたがって周波数によって変化する。図3.5～図3.8，図3.10(a)～(c)等におけるV_2のレベルのうねりは，このような理由によるものと考えられる。

上記の考察からは，利得のある場合は$f=0$（直流）においてV_2は必らず－6 dB以下となり，損失がある場合は－6 dB以上となり，また，利得のある場合にうねりの山の生じる周波数では，損失のある場合谷が生じる等のことが言えるが，これらの傾向は図3.5～図3.8，図3.10ではっきりみることができる。

いずれにしても，レゾナント・トランスファ回路における電荷の交換が不完全な場合すなわち，レゾナント・トランスファ回路中で利得または損失が生じる場合には，2線式通話路系としては反射現象が生じることがわかった。また，この反射現象は，V_2のレベルのうねりによって観測できることもわかった。

以下，反射現象についてより詳細な検討を行なう。

3.3.2 反射現象と入力インピーダンス

すでに，図3.3について説明したことからも明らかなように，図3.5～図3.8，図3.10でV_2のレベルが－6 dBからずれているということは，信号源の公称インピーダ

ンスR_0（＝１３kΩ）と整合がとれていないことを意味している。すなわち，反射現象が生じる結果，入力インピーダンスがR_0から変化するものと考えられる。より詳細な解析は，章５に後述するが，こゝではV_2のレベルと反射現象が密接な関係にあることを入力インピーダンスの面から簡単に考察しておくことにする。

レゾナント・トランスファを利用した２線式時分割通話路では，図1.5，図1.6で説明したように，沪波器のキャパシタに印加されたインパルス列に対する応答は，図3.13に示したようになり，そのピーク値をｅとすれば，平均値はe/2となり，これが終端抵抗R_0に現われるときは$|\theta|$だけ位相がおくれて，同図(b)のようになる。いま，この電圧が，残留電荷によるものであるとすると，入力端子対における電圧のベクトル図は図3.14のように描くことができる。

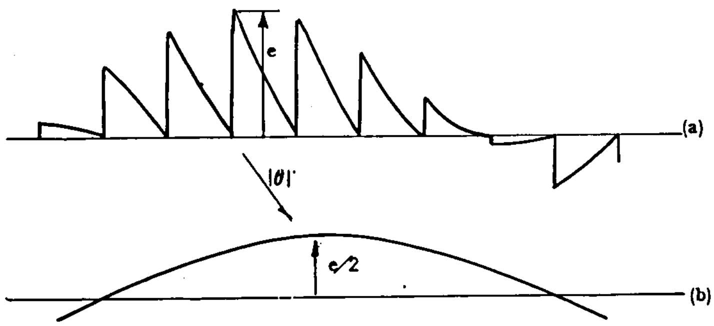


図　3.１３　キャパシタの電圧(a)と終端抵抗の電圧(b)

これから，端子対2－2′から右を見たインピーダンスを入力インピーダンスZ_{in}と定義すれば，明らかに

$$\frac{2-2'\text{の電圧}}{R_0\text{の電圧}}=\frac{Z_{in}}{R_0}=\frac{1+(1-A)\varepsilon^{2j\theta}}{1-(1-A)\varepsilon^{2j\theta}}$$

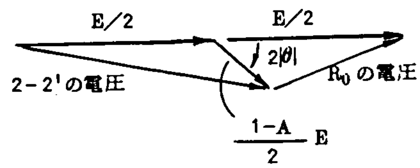


図　3.１４　入力端子対におけるベクトル図

すなわち

$$Z_{in}=\frac{1+(1-A)\varepsilon^{2j\theta}}{1-(1-A)\varepsilon^{2j\theta}}R_0 \qquad (3.7)$$

であることがわかる。

こゝで，反射成分の電圧（１－Ａ）×E/2と，信号源の固有電力（Available Power）に相当する電圧E/2との比から側音減衰量* として

$$\text{側音減衰量}=20\log\left|\frac{E/2}{(1-A)E/2}\right|=-20\log\left|(1-A)\right|\ (\text{dB}) \qquad (3.8)$$

＊　さきに指摘したように，電話の場合は，自分の音声が返ってくるので一種の側音現象となる。

を定義しておく。これが，レゾナント・トランスファ回路における利得または損失と側音とを関係づける式で，図3.15はこれを図示したものである。

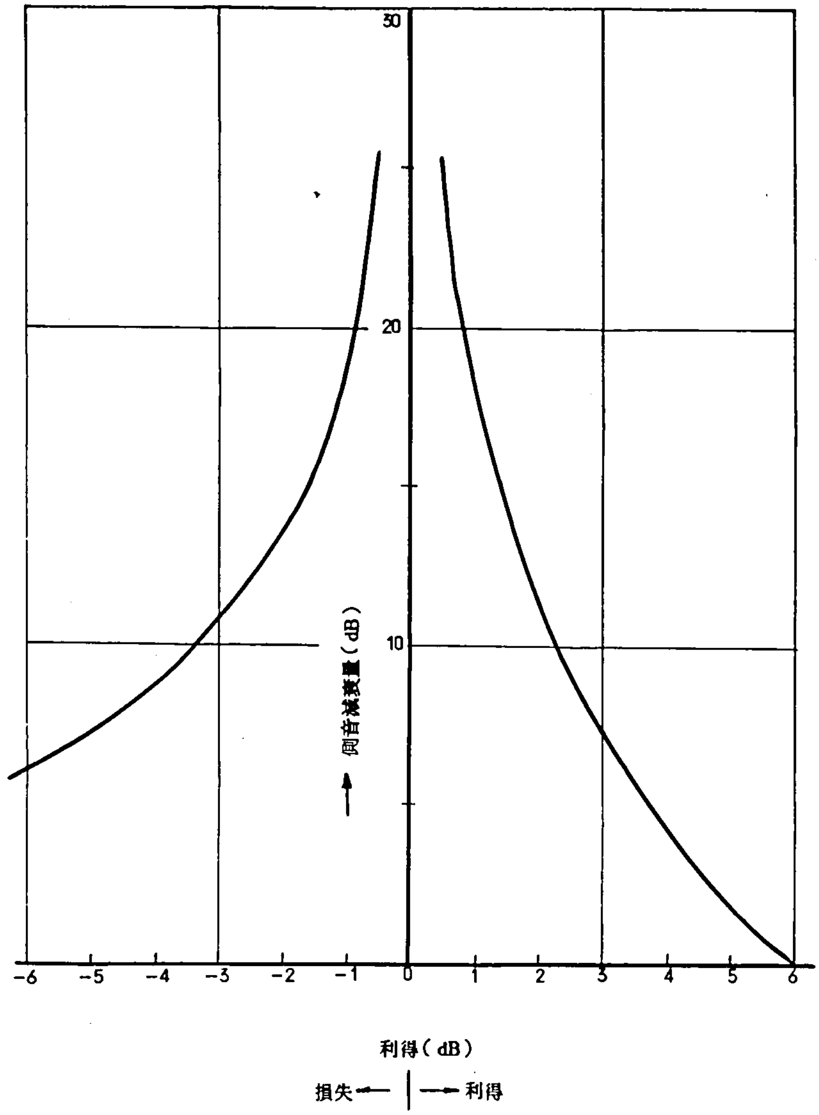
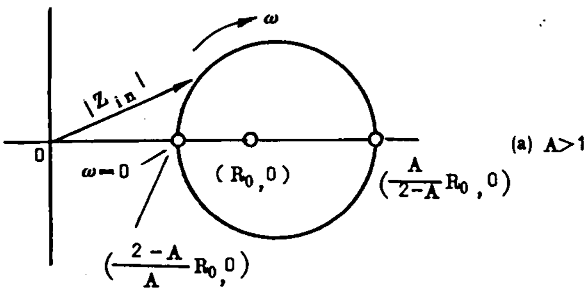


図 3.15 利得（損失）と側音減衰量の関係

つぎに，式（3.7）にしたがって，入力インピーダンスの一般的な性質を調べておこう。入力インピーダンスは，式（3.7）から容易にわかるように，θ したがって周波数を変化させたとき，インピーダンスを表わす複素平面上で円を描く。この円は $2\theta = n\pi$

のときを考えれば容易にわかるように，実軸上に中心をもち，$\left(\frac{A}{2-A}R_0\ ,\ 0\right)$と$\left(\frac{2-A}{A}R_0\ ,\ 0\right)$を通る。$\theta$は，沪波器の移相特性で，一般に負の値をとり，その絶対値が周波数とともに増加することを考慮すると，周波数を直流からだんだん高くしていったときの入力インピーダンスの軌跡は，$A \gtrless 1$に応じて，図 3.1 6(a)，(b)に示すように$\left(\frac{2-A}{A}R_0,\ 0\right)$から出発し，右まわりに円周上を移動する。なお，この円が実軸と交わる2つの点$\left(\frac{2-A}{A}R_0,\ 0\right)$，$\left(\frac{A}{2-A}R_0,\ 0\right)$の幾何平均は$R_0$である。



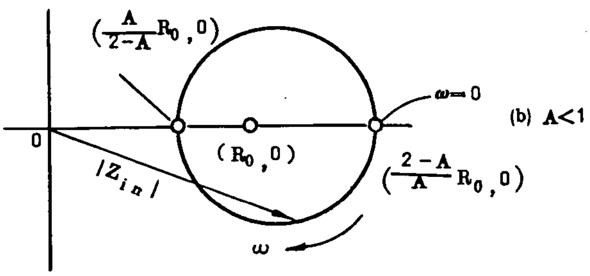


図 3.16　Z_{in}の周波数軌跡

さて，入力端子対2−2′のレベルは，もちろん

$$V_2=\frac{Z_{in}}{R_0+Z_{in}}V_1 \tag{3.9}$$

で与えられるから，図 3.1 6の動径$|Z_{in}|$が最小または最大になる点で，入力端子電圧レベルも最小または最大となり，$A>1$の場合の最小点は$A<1$の場合の最大点に，最大点は最小点にそれぞれ対応することが知られる。

3.4　反射現象に関する実験結果

前節の考察を確認するために，図 3.2に示した実験回路を用いて，以下のような，主として反射現象に関する実験を行なった。

3.4.1　沪波器の移相特性

前節で述べた沪波器の移相特性θは，後に項 5.1.4で詳述するように，沪波器を公称インピーダンス$R_0(=13k\Omega)$で終端したときのトランスファ・インピーダンス$Z_{12}(=Z_{21}{}^{*})$の移相特

* 可逆条件

性である。図3.17はθの測定回路とその測定結果である。位相の測定は，オシロスコープのブラウン管上で行なったため，あまり精度はよくないが，$f \cong 2.9$ kc，5.1kc でそれぞれ$\theta = -90°, -180°$ となっており，次項で述べる入力インピーダンスの測定結果と比較的よく一致する。

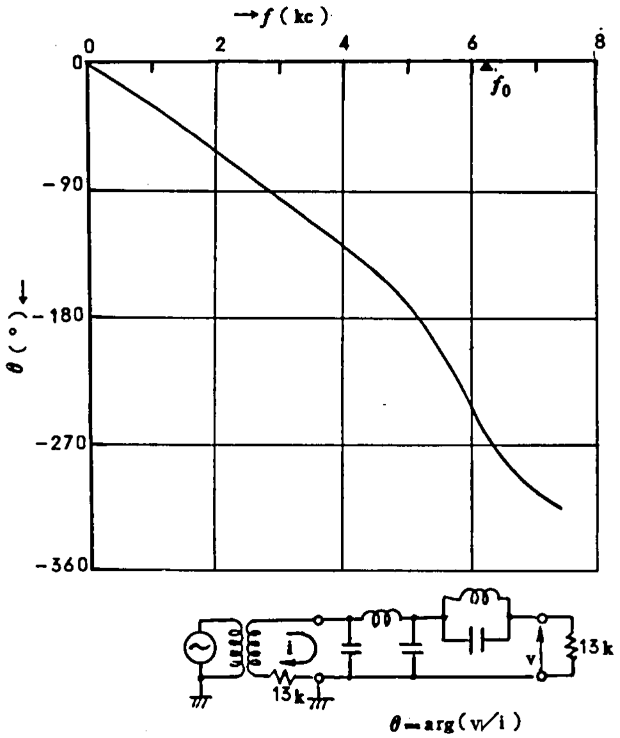


図 3.17 実験に用いた沪波器のθ特性

3.4.2 側音減衰量

図3.2に示した2線式時分割通話路の実験装置は，パラメータ励振をかけたり，ハイウエイに抵抗R_Hを挿入したりすることによりかなり広範囲に利得あるいは損失Aを変えることができる。

そこでこの実験セットを用いて，図3.18のような回路で，実際に2線式時分割通話路によって生じる反射（側音）成分を測定することにした。この回路では，信号源から出たエネルギは，実線の矢印のように2分されて，一部は2線式時分割通話路に供給され，他は1.56kΩの抵抗で消散される。一方，反射成分は，点線の矢印のように流れ，信号源の1.56kΩの抵抗と平衡抵抗B.N.(2.6kΩ)で1/2ずつ消散されるから，平衡抵抗B.N.のレベルを調べ

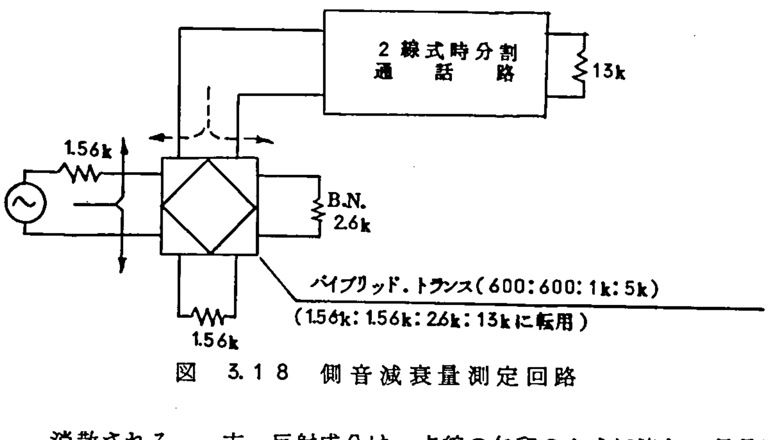
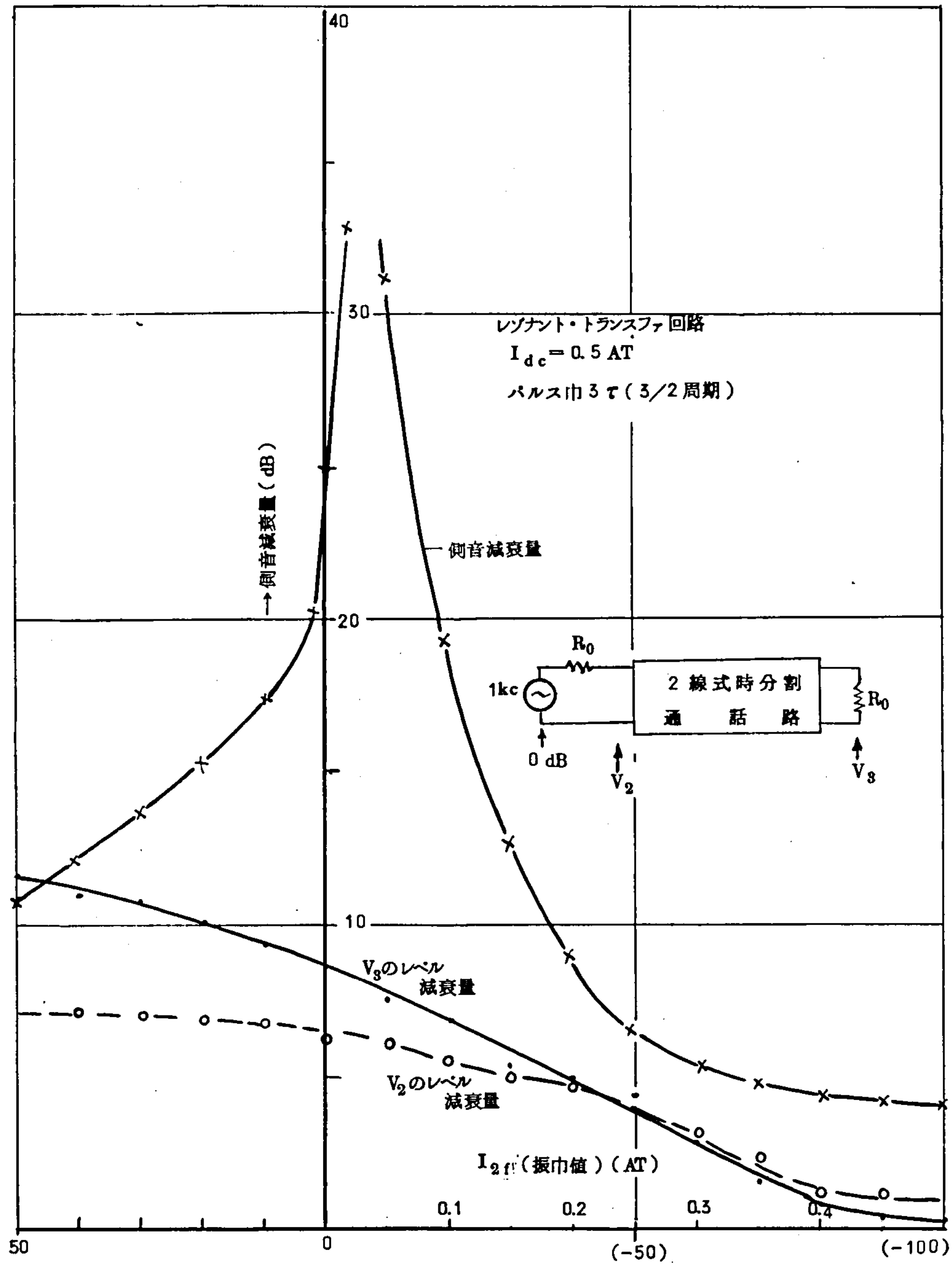


図 3.18 側音減衰量測定回路



ハイウェイの抵抗 R_H (Ω)（正は実際の値，負は大略の相当値）

図 3.1 9　利得（損失）に伴なう側音の変化　（ I ）

れば反射量を知ることができる。したがってハイブリッド・トランスに入る固有電力とB.N.に現われる電力を4倍したものの比が側音減衰量となる。実際には，ハイブリッド・トランス自身の損失などがあるから，この分は当然補正せねばならない。

図3.19は，パラメータ励振のための高周波電流およびハイウエイの抵抗R_Hを変えて，利得あるいは損失を変えたときの側音減衰量の測定例である。* そこで，この図から側音減衰量が無限大になる点を基準にして，相対利得を定義して，相対利得（損失）と側音減衰量の関係を求めると，図3.20のような結果が得られた。これらの図は，現象を顕著にするために，共振を3τの期間すなわち3/2周期行なわせた場合を示したもので，図中のV_2, V_3 はそれぞれ2線式時分割通話路の入力端子

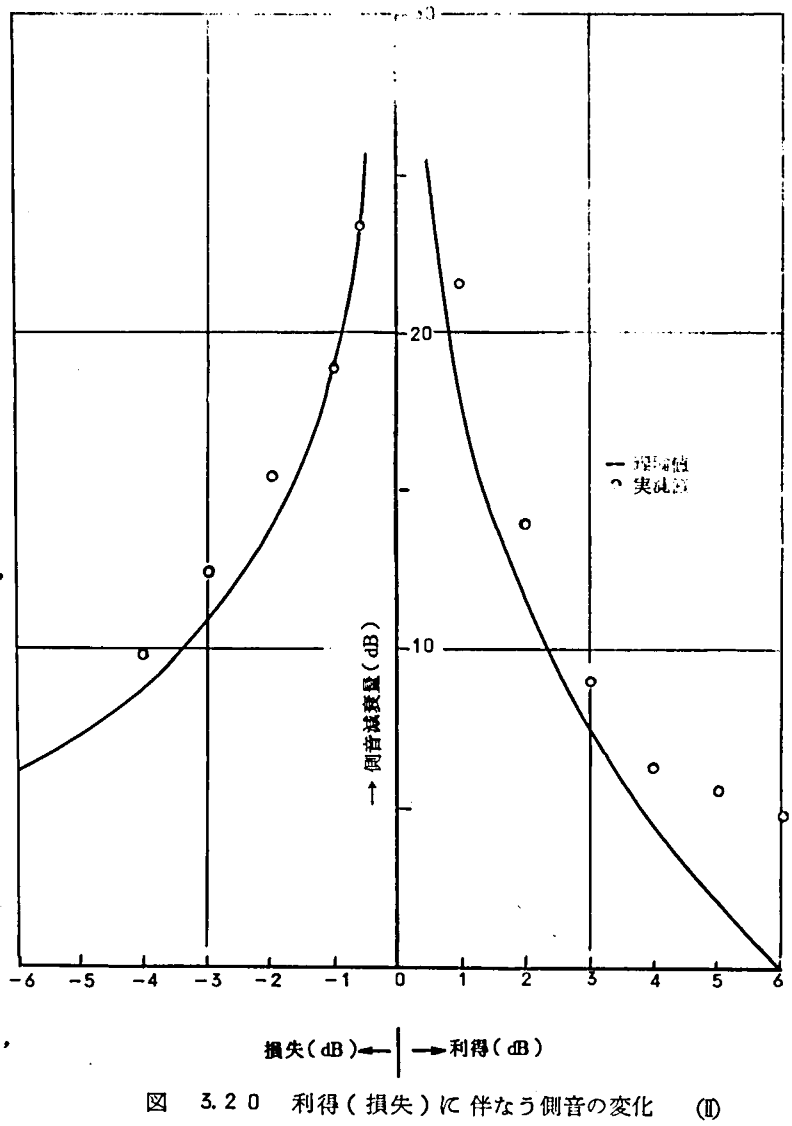


図 3.20 利得（損失）に伴なう側音の変化 (II)

---

* 利得を得る場合は，励振電流 I_{2f} の方が正しい尺度であるが，比較の便のために，大よそ対応する負抵抗の値（$\cong -\omega L_0 \cdot \tau / 2$）を計算して横軸上に記入した。

対2－2′および出力端子対3－3′の電圧レベルで，0 dB は，インピーダンスをすべて同一に換算したとき2線式時分割通話路に加えられるべき信号源の開放電圧である。

この図3.2 0の結果を式（3.8）で与えた理論値と比較すると，とくに利得の大きいような場合を除いて，わりによく一致していると見ることができる。この測定は，図3.1 8の測定回路に示したように，600：600：1k：5k のハイブリッド・トランスを1.5 6k：1.5 6k：2.6k：1 3k として用いたこと，および，ハイブリッド・トランス自身の平衡度が悪く．規定の抵抗で終端した場合でもB.N.に－4 5 dB 程度の不平衡分が現われるなど，元来，あまり精度のよい実験ではなかったので，図3.2 0の結果は，妥当なものと考えられる。これによって，レゾナント・トランスファ回路での共振現象が不完全であると，利得のある場合も損失のある場合も，ともに相当量の側音が生じることが確かめられた。

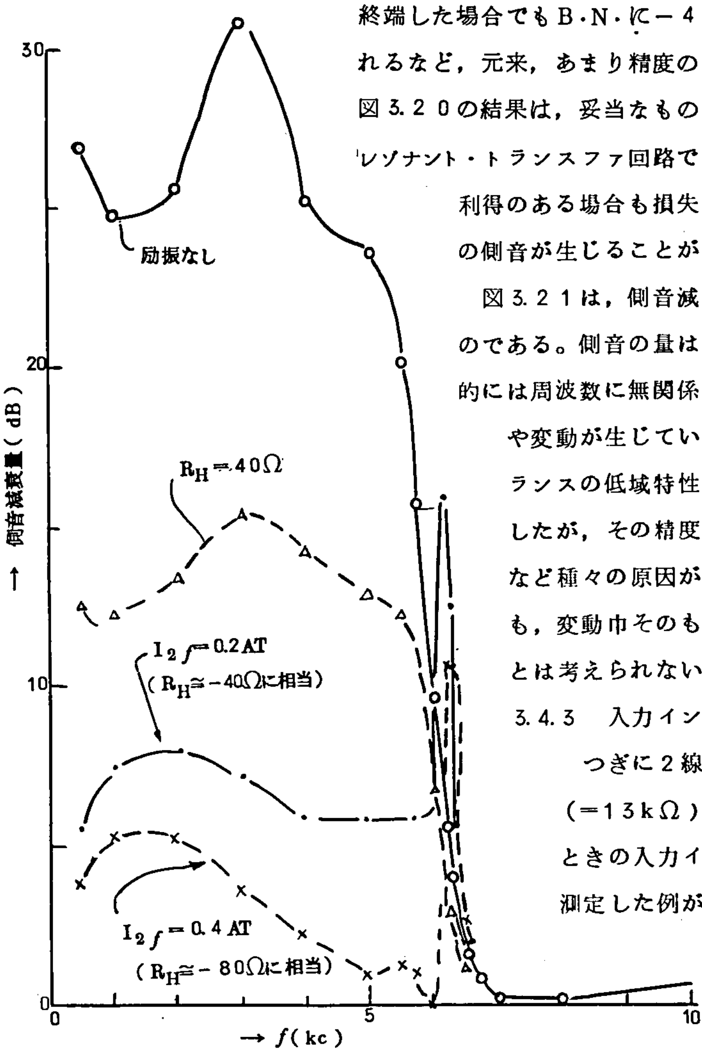


図 3.2 1 側音の周波数特性例

図3.2 1は，側音減衰量の周波数特性を調べたものである。側音の量は，上述の理論によれば，原理的には周波数に無関係であるが，実測によれば，やや変動が生じている。これはハイブリッド・トランスの低域特性がよくないため，これを補正したが，その精度がよくないと考えられることなど種々の原因が考えられるが，いずれにしても，変動巾そのものが重要な意味をもっているとは考えられない。

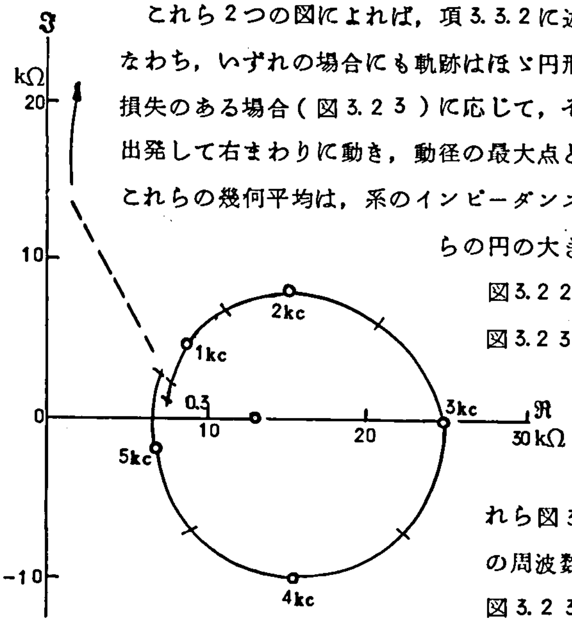
3.4.3 入力インピーダンス

つぎに2線式時分割通話路の負荷側をR_0（＝1 3kΩ）で終端し，利得を変化させたときの入力インピーダンスの周波数軌跡を測定した例が図3.2 2，図3.2 3である。図3.2 2は利得のある場合で図3.7と対応のつくもの，図3.2 3はとくに損失の大きい場合である。

これら2つの図によれば，項3.3.2に述べたことが明瞭に現われている。すなわち，いずれの場合にも軌跡はほゞ円形で，利得のある場合（図3.22）と損失のある場合（図3.23）に応じて，それぞれ円周上の180°異なる点から出発して右まわりに動き，動径の最大点と最小点がたがいに逆になり，かつ，これらの幾何平均は，系のインピーダンス13 kΩになっている。また，これらの円の大きさから利得Aを推定すると，大体

$$\left.\begin{array}{l}\text{図3.22}\rightarrow A\cong 1.3(+2.2\,\mathrm{dB})\\ \text{図3.23}\rightarrow A\cong 0.65(-4\,\mathrm{dB})\end{array}\right\}\qquad(3.10)$$

となり，前者は図3.7の測定結果とも一致する。



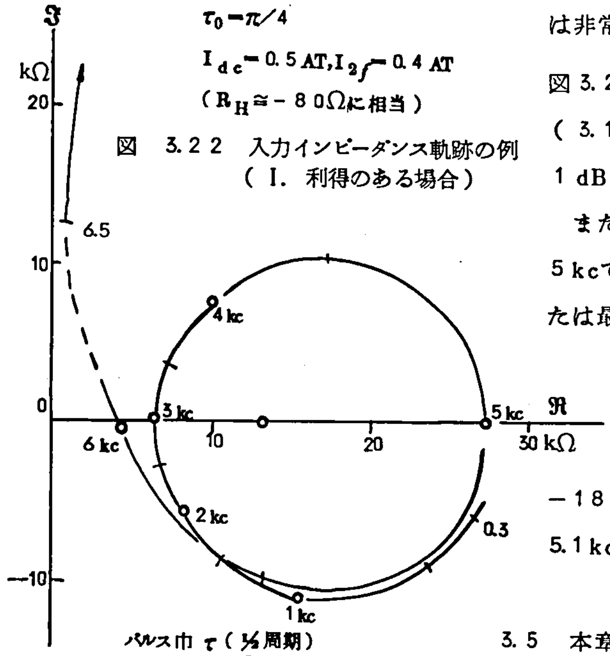
パルス巾τ（½周期）
$\tau_0=\pi/4$
$I_{dc}=0.5\,AT, I_{2f}=0.4\,AT$
（$R_H\cong-80\Omega$に相当）

図 3.22 入力インピーダンス軌跡の例
（Ⅰ. 利得のある場合）

図3.24，図3.25は，これら図3.22，図3.23に対応する電圧レベルの周波数特性を示したもので，○印は図3.22，図3.23の結果から式（3.9）によって求めた数値である。これらから，計算値と実測値は非常によく一致していることが知られる。

図3.24，図3.25のV_3のレベル差は，式（3.10）から約6.2 dBであるが，これも1 dB程度の誤差で実測と合致している。

また，図3.22，3.23によれば，$f=3$kc，5kcで，入力インピーダンスの動径が最大または最小となり，軌跡が実軸と交わっているが，これらの周波数の値は，項3.4.1の図3.17について説明したように，$\theta\cong-90°$，$-180°$となる周波数すなわち$f\cong 2.9$kc，5.1kcとほゞ合致している。



パルス巾τ（½周期）
$R_H=260\Omega$

図 3.23 入力インピーダンス軌跡の例
（Ⅱ. 損失のある場合）

3.5 本章の概要と結論

本章では，まず，実際に2線式時分割通話路を構成して，パラメータ励振による双方向増巾

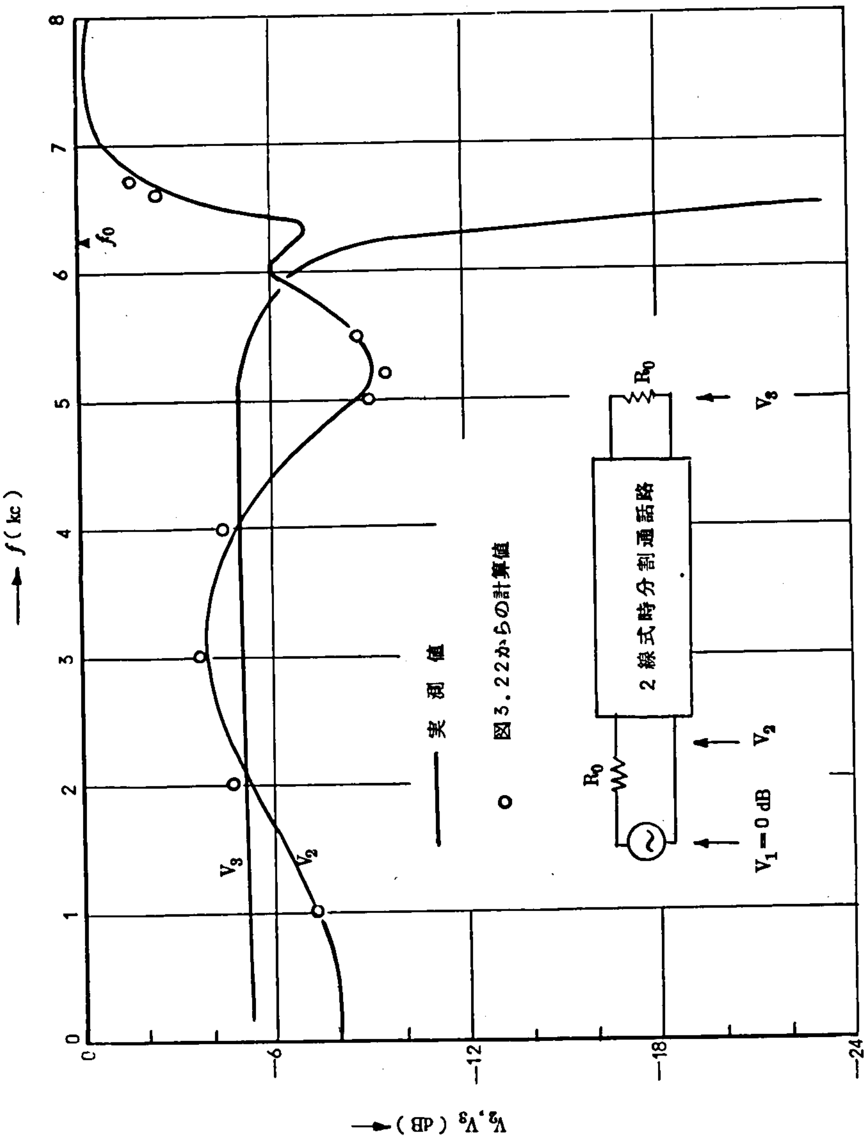


図　3.2 4　V_2，V_3 のレベル特性（Ⅷ・利得のある場合）

の効果を，通話路系として確認する実験を行なった。その結果，通話路系としても，確かに利得が得られることが確認され，双方向増巾の利得は，レゾナント・トランスファ回路で得られる利得と一致すること，また，8 dB に及ぶような利得が実際に得られることなどが確かめられた。レゾナント・トランスファ回路における損失と双方向増巾による利得は重畳されることも確かめられた。

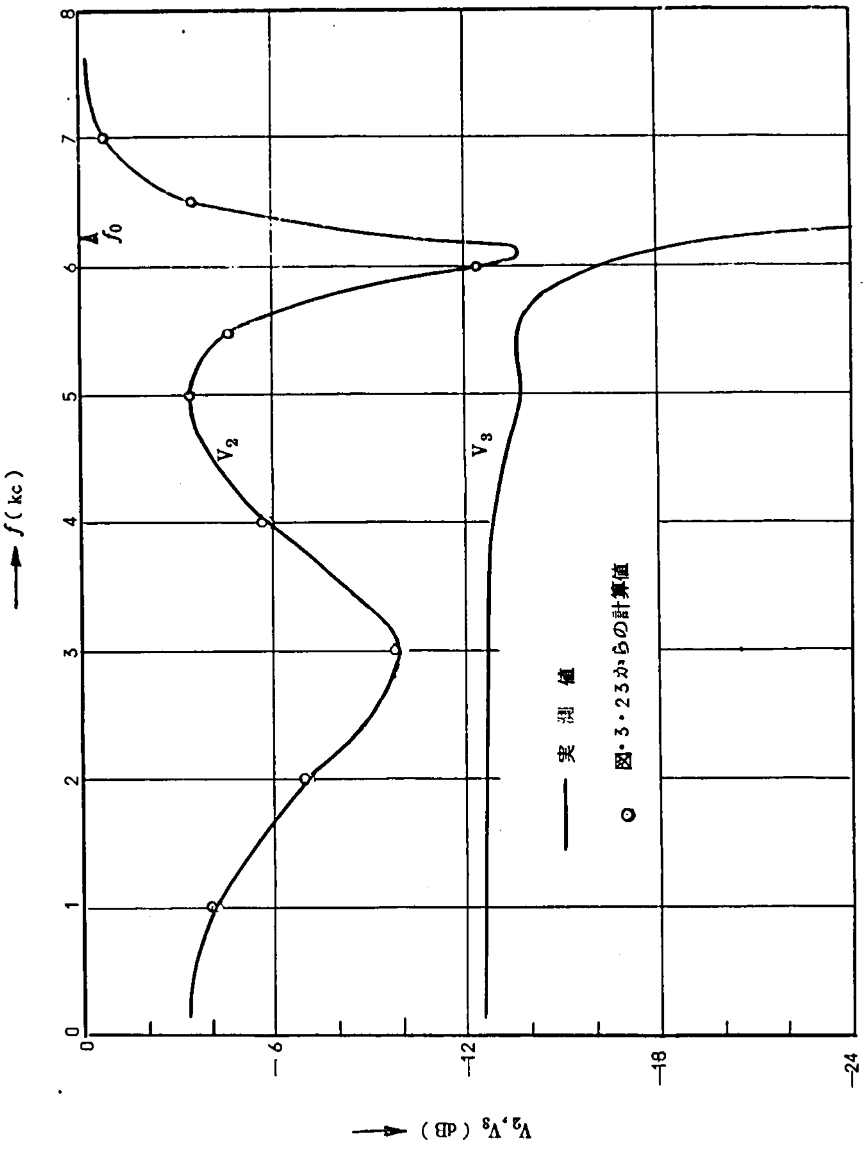


図 3.25 V_2，V_3 のレベル特性（Ⅸ．損失のある場合）

しかし，過度に利得を得ようとすると，レゾナント・トランスファの際の電荷の交換が不完全となり，反射現象が生じて，一種の側音となることも，同時に確認された。しかし，この反射現象は，利得を得ようとする場合にのみ生じるのではなく，損失を生じる場合にも同じように生じることを，反射の機構を考察し，実験で裏付けることにより確認した。

このとき，反射されてくる電力は，レゾナント・トランスファの際の利得をAとすると，

信号源の固有電力に対して

$$-20\log|(1-A)|\ (\mathrm{dB})$$

だけ減衰した値である。

本章の検討によれば，反射現象を好まないならば，インダクタのパラメータ励振による双方向増巾は，レゾナント・トランスファ回路内の損失のみを補償した状態にとどめておくのが最良であると結論される。また逆に，双方向増巾を行なわない通常のレゾナント・トランスファを用いようとすると，レゾナント・トランスファ回路での損失のため，2線式時分割通話路としては必らず反射現象が生じることもわかった。

4. インダクタのパラメータ励振とキヤパシタのパラメータ励振を併用した双方向増巾 [43〜46]

章3で述べたように，レゾナント・トランスファ回路中のインダクタにパラメータ励振をかけて双方向増巾を行なうことにより，2線式時分割通話路の損失を補償できるが，さらに積極的に利得を得ようとするような場合には，反射現象が生じることも明らかとなった。本章では，レゾナント・トランスファ回路にさらに工夫を加え，インダクタのパラメータ励振のほかに，パラメータ励振をかけられたキャパシタを併用することにより，反射を生じないで利得が得られるようにすることができるという原理を確認する。

4.1 インダクタのパラメータ励振とキャパシタのパラメータ励振を併用したレゾナント・トランスファ回路の解析

4.1.1 ハイウエイにキャパシタをもつレゾナント・トランスファ回路での共振現象

レゾナント・トランスファを利用した2線式時分割通話路では，時分割的に多重利用される共通伝送路（ハイウエイ）が比較的長くなり，そのためハイウエイ部分に浮遊容量をもつようになる場合があり，この浮遊容量のために，共振現象が不完全となる場合がある。

このような欠点を避けるため，図4.1に示したように，ハイウエイに強制的にキャパシタを挿入し，浮遊容量と合わせたキャパシタンスの値を所定の値にすることにより，

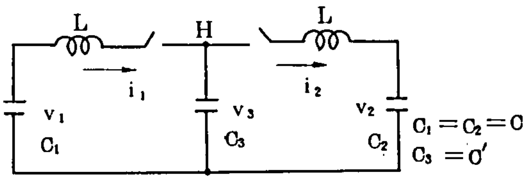


図4.1 ハイウエイにキャパシタをもつレゾナント・トランスファ回路

レゾナント・トランスファをより完全にする方法が知られている。[2] 本項は，以下の準備として，このようなキャパシタをもったレゾナント・トランスファ回路での共振現象を説明する。

図4.1の回路を構成する素子はすべて線形で，重畳が可能であるから，本項でも左側のキャパシタC_1にのみ初期電荷があるものとして考える。すなわち，図4.1の回路で$t=0$において時分割スイッチが閉じてレゾナント・トランスファ回路が形成されるものとし，初期条件

$$\left.\begin{aligned} &v_1(0) = V_0, \\ &v_2(0) = v_3(0) = i_1(0) = i_2(0) = 0 \end{aligned}\right\} \qquad (4.1)$$

のもとに，$v_1(t)$，$v_2(t)$，$v_3(t)$，$i_1(t)$，$i_2(t)$ を求めると，簡単な回路解析から

$$v_1(t) = \left(\frac{k}{1+2k} + \frac{1}{2}\cos\omega_1 t + \frac{1}{2(1+2k)}\cos\omega_2 t\right) V_0, \qquad (4.2a)$$

$$v_2(t) = \left(\frac{k}{1+2k} - \frac{1}{2}\cos\omega_1 t + \frac{1}{2(1+2k)}\cos\omega_2 t\right) V_0, \qquad (4.2b)$$

$$v_3(t) = \frac{k}{1+2k}(1-\cos\omega_2 t) V_0, \qquad (4.2c)$$

$$i_1(t) = \frac{1}{2L}\left(\frac{1}{\omega_1}\sin\omega_1 t + \frac{1}{\omega_2}\sin\omega_2 t\right) V_0, \qquad (4.2d)$$

$$i_2(t) = \frac{1}{2L}\left(\frac{1}{\omega_1}\sin\omega_1 t - \frac{1}{\omega_2}\sin\omega_2 t\right) V_0, \qquad (4.2e)$$

ただし

$$\omega_1^2 = 1/LC, \qquad (4.3a)$$

$$\omega_2^2 = (1+2k)\,\omega_1^2, \qquad (4.3b)$$

$$k = C/C' \qquad (4.3c)$$

が得られる。 式（4.2）から，$\cos\omega_1 t = -1$，$\cos\omega_2 t = 1$ が同時に満足されれば $v_1 = 0$，$v_2 = V_0$ となり完全に電荷が交換されることが知られる。この条件は

$$\frac{\omega_2}{\omega_1} = \sqrt{1+2k} = \frac{2n}{2m-1} \qquad (4.4)$$

ただし，n，m は任意整数

のとき満たされる。実用上は $m = n = 1$ すなわち

$$k = 3/2 \qquad (4.5)$$

が用いられるのが普通である。この場合には式（4.2）は

$$v_1(t) = \left(\frac{3}{8} + \frac{1}{2}\cos\omega_1 t + \frac{1}{8}\cos 2\omega_1 t\right) V_0, \qquad (4.6a)$$

$$v_2(t) = \left(\frac{3}{8} - \frac{1}{2}\cos\omega_1 t + \frac{1}{8}\cos 2\omega_1 t\right) V_0, \qquad (4.6b)$$

$$v_3(t) = \frac{3}{8}(1-\cos 2\omega_1 t) V_0, \qquad (4.6c)$$

$$i_1(t) = \frac{1}{2\omega_1 L}\left(\sin\omega_1 t + \frac{1}{2}\sin 2\omega_1 t\right) V_0, \qquad (4.6d)$$

$$i_2(t) = \frac{1}{2\omega_1 L}\left(\sin\omega_1 t - \frac{1}{2}\sin 2\omega_1 t\right) V_0 \qquad (4.6e)$$

となり，$t = 0$ から $t = \tau = \pi\sqrt{LC}$ までの間の共振波形は図4.2に示したようになる。このように，ハイウエイに積極的にキャパシタを添え，全キャパシタンスが沪波器のキャパシタンスの $2/3$ になるように調整すれば電荷の交換が完全になる。

ここで，キャパシタC_3 の電圧 v_3 とそこを流れる電流 $i_1 - i_2$に着目すると，共振

の基本角周波数ω_1の成分はなく，高調波$2\omega_1$の成分のみであることを指摘しておく。

4.1.2 負コンダクタンスによる反射補償の原理

項3.3.1において説明したように，2線式時分割通話路において反射現象が生じるのは，レゾナント・トランスファ回路において，共振の行きすぎ，あるいは共振の不足によって，共振回路のキャパシタC_1に残った電荷が沪波器を通して逆流することに原因している。したがって，何らかの方法でC_1に残った電荷を打ち消してやれば反射を打ち消すことができるはずである。

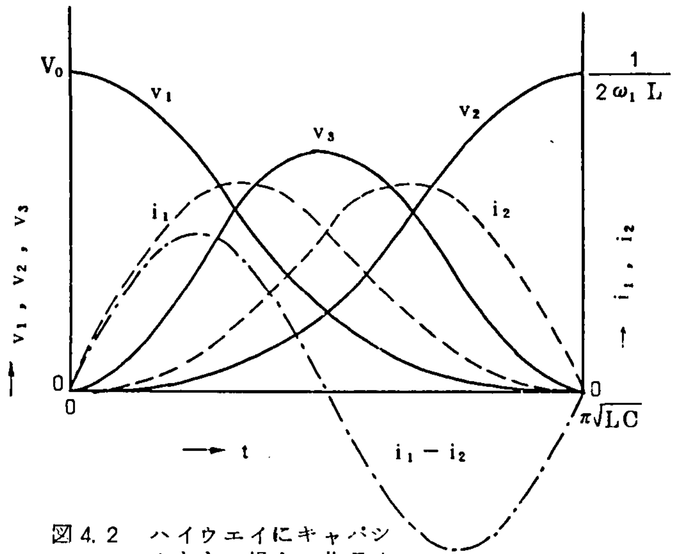


図4.2　ハイウェイにキャパシタをもつ場合の共振波形

いま，インダクタのパラメータ励振によって双方向増巾が行なわれている場合について考えると，共振によってキャパシタC_1からは電荷が引き出されすぎることとなっている。そこで，図4.3に示すように，ハイウェイの部分に，ハイウェイに生じる電圧に比例した電流を発生するような電流源Iを設けたとすると，共振電流iによってC_1から引き出されすぎた電荷は，電流源Iからの電流i_1によって補償することができ，反射の原因となる（負の）残留電荷をなくすることができると考えられる。一方，キャパシタC_2の方については，電流源Iによる電流i_2が共振電流に相加して流れるので，利得が増加する方向に働らくであろうということが考えられる。

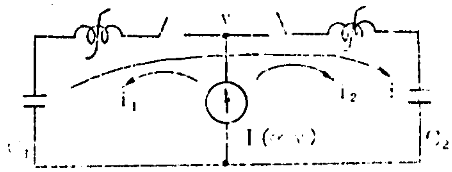


図4.3　ハイウェイに電流源をもつレゾナント・トランスファ回路

そこで，図4.3に示した電流源のような機能をもつ回路素子について具体的に考えてみると，負コンダクタンス（負抵抗と考えてもとくに支障はない）素子がちょうどこのような機能をもっていることが容易にわかる。しかし，現実に得られる負コンダクタンス素子たとえばpnpn素子等では，すでに節2.1において指摘したように，安定に負コン

ダクタンス状態を実現するのに困難性が多い。

ところで，すでに節2.2で図2.16によって説明したように，パラメータ励振をかけられたインダクタは，インダクタンスと負抵抗の直列接続と等価に考えることができる。したがって，これの双対を考えると，キャパシタにパラメータ励振をかければ，キャパシタンスと負コンダクタンスの並列接続と等価になるであろうことが想像される。本章は，この点に着目して，キャパシタのパラメータ励振によって生じる負コンダクタンスを図4.3の電流源Iとして利用することを中心に議論を行なう。

さて，キャパシタのパラメータ励振によって生じる負コンダクタンスは，純粋の負コンダクタンスではなく，必らず並列のキャパシタンスをもつものと考えねばならない。しかし，このキャパシタンスを前項で述べたハイウエイのキャパシタC_3（$=2C/3$）として用いることにすれば，前項での説明のように，とくに不都合は生じないものと考えられる。

つぎに，上記目的のために，キャパシタにパラメータ励振をかけることを少し具体的に考えてみる。前項で詳述したように，ハイウエイにキャパシタC_3を設けたときのハイウエイの電圧およびキャパシタC_3を流れる電流の角周波数は，式（4.2c〜e）から明らかなように，または前項の最後にとくに指摘しておいたように，基本共振角周波数ω_1の2倍の$2\omega_1$である。したがって，キャパシタC_3が角周波数$2\omega_1$に対して負コンダクタンス成分を生じるように，キャパシタC_3には角周波数$4\omega_1$のパラメータ励振をかければよいことが想像される。

以上，定性的に説明したように，ハイウエイに$2C/3$程度の値をもつキャパシタC_3を追加し，インダクタとこのキャパシタに同時にパラメータ励振をかけて，それぞれ負抵抗成分，負コンダクタンス成分を生ずるようにすれば，反射を伴なわない双方向増巾が可能なことが予想される。

4.1.3　インダクタのパラメータ励振とキャパシタのパラメータ励振を併用したレゾナント・トランスファ回路の共振波形の計算

本項では，前項で述べた反射補償の原理をまず計算によって確認する。そのため，節2.2で述べたパラメータ励振をかけられたインダクタをもつレゾナント・トランスファ回路の解析と同様に，キャパシタにもパラメータ励振をかけた場合の共振波形を検討する。

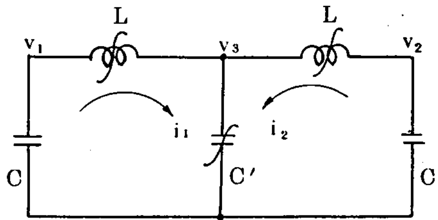


図4.4　解析を行なう基本回路

図4.4は，本項の解析を行なう基本回路を示したもので，節2.2の解析に用いた図2.8に比べて，パラメータ励振をうけたキャパシタC′が新たに加えられている点が異なっている。この回路では，まず基礎回路方程式として

$$v_1 - v_3 = \frac{d}{dt}(L\,i_1), \tag{4.7a}$$

$$v_2 - v_3 = \frac{d}{dt}(L\,i_2), \tag{4.7b}$$

$$i_1 = -C\frac{dv_1}{dt}, \tag{4.7c}$$

$$i_2 = -C\frac{dv_2}{dt}, \tag{4.7d}$$

$$i_1 + i_2 = \frac{d}{dt}(C'\,v_3) \tag{4.7e}$$

が得られる。式(4.7)は，5元連立微分方程式であり，またすぐあとの式(4.9a，b)のようにLおよびC′は時間tに対して変化する変定数となるから，節2.2で行なったような純解析的な計算で解を得ることはきわめて困難と考えられる。そこで，本項においては，電子計算機を用いて数値解を求めることとした。式(4.7)のような連立微分方程式の数値解を求めるのにこゝではRunge−Kutta の方法によって解を求めることとした。そのため式(4.7)を変形して

$$\frac{dv_1}{dt} = -\frac{i_1}{C}, \tag{4.8a}$$

$$\frac{dv_2}{dt} = -\frac{i_2}{C}, \tag{4.8b}$$

$$\frac{dv_3}{dt} = \frac{1}{C}\left(i_1 + i_2 - v_3\frac{dC'}{dt}\right), \tag{4.8c}$$

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L}\left(v_1 - v_3 - i_1\frac{dL}{dt}\right), \tag{4.8d}$$

$$\frac{di_2}{dt} = \frac{1}{L}\left(v_1 - v_3 - i_2\cdot\frac{dL}{dt}\right) \tag{4.8e}$$

とし，さらに，インダクタLとキャパシタC′にパラメータ励振をかけるものとして，これらの特性を

$$L = L_0\{1 - \gamma_L\cos(2\omega t + \theta)\}, \tag{4.9a}$$

$$C' = \frac{1}{k}C\{1 - \gamma_c\cos(4\omega t + \phi)\} \tag{4.9b}$$

たゞし $\omega^2 = 1/L_0C$ (4.10)

と仮定する。式（4.9）において γ_L ，γ_c はそれぞれインダクタLおよびキャパシタ C′ のパラメータ励振率* であり，θ，ϕ は，共振現象とパラメータ励振の相対位相を表わすパラメータである。また，式（4.9），式（4.10）で明らかなように，インダクタのパラメータ励振は基本共振角周波数 ω の2倍，キャパシタのそれは4倍の角周波数でそれぞれ励振をかけるものとしておく。

ところで，式（4.9a）にみられるように，インダクタLの時間変化は，節2.2で扱ったときの式（2.8）すなわち

$$L=\frac{L_0}{1+\gamma\cos 2\omega t}$$

とは形をかえたが，これは，本項の検討が傾向を調べるための近似理論** であることと，式（4.8d）の中に現われる dL/dt の形を簡単にし，計算を少しでも容易にするためにとった手段である。C′ の近似についても全く同様である。

式（4.9）を式（4.8）に代入し，さらに時間を正規化して

$$\omega t=\tau \qquad (4.11)$$

とすれば

$$\frac{dv_1}{d\tau}=-\frac{i_1}{\omega C_1} \qquad (4.12a)$$

$$\frac{dv_2}{d\tau}=-\frac{i_2}{\omega C_1} \qquad (4.12b)$$

$$\frac{dv_3}{d\tau}=\frac{1}{\omega C'}\left\{i_1+i_2-\frac{4}{k}\omega C\gamma_c v_3\sin(4\tau+\phi)\right\}, \qquad (4.12c)$$

$$\frac{di_1}{d\tau}=\frac{1}{\omega L}\left\{v_1-v_3-2\omega L_0\gamma_L i_1\sin(2\tau+\theta)\right\}, \qquad (4.12d)$$

$$\frac{di_2}{d\tau}=\frac{1}{\omega L}\left\{v_2-v_3-2\omega L_0\gamma_L i_2\sin(2\tau+\theta)\right\} \qquad (4.12e)$$

となる。なお，$t=0$ においてスイッチが閉じられて，共振現象が始まるものとすると，共振の基本周期とLおよびC′ のパラメータ励振の位相関係は図4.5に示すようになっており，θ および ϕ は，LおよびC′ の変化の1周期をそれぞれ 2π として定義された

---

* γ_c の添字Cはキャパシタのパラメータ励振率であることを示したもので，項2.3.1の式（2.61）で定義した Γ_c とは関係ない。

** 式（2.8）も式（4.9a）もともに近似式であり，節2.2では式（2.8）の方が取扱いが容易である。

ものであるから，共通の正規化時間τで測るときには，数値的にはθは1/2，ϕは1/4しなければならない。

式（4.1 2）においては，時間は正規化が可能であったが，インピーダンスあるいはアドミッタンスは正規化ができないので，計算に当たっては具体的な数値を用いることとした。すなわち，次節に述べる実験に合わせて

$C = 5{,}000\ \mathrm{pF}$,

$\omega = 2\pi \times 5 \times 10^5$

$(f = 500\ \mathrm{kc})$,

$k = 3/2$

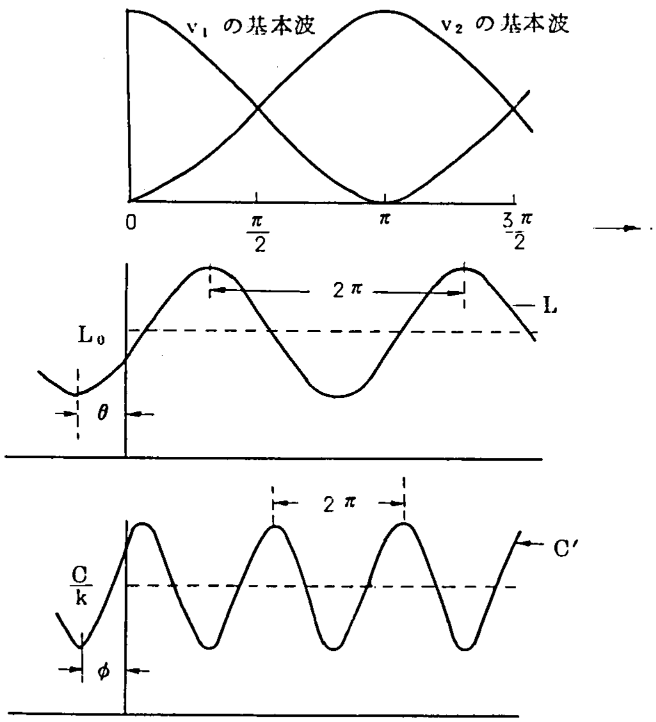


図 4.5　共振の基本波とパラメータ励振の位相関係

とし，初期値としては

$$\left.\begin{array}{l} v_1(0) = 1, \\ v_2(0) = v_3(0) = i_1(0) = i_2(0) = 0 \end{array}\right\} \qquad (4.13)$$

を与えた。

実際の数値計算は，電子計算機NEAC2206 を用い，上述のようにRunge−Kutta の方法によった。プログラムはFORTRAN 系の06NARCによって作成し，Runge-Kutta の方法によって逐次数値解を得るためのステップは

$\pi/30 = 0.1048$　すなわち$6°$

に選んだ。Runge−Kutta の方法による場合の誤差の推定は面倒であるが，$r_L = r_C = 0$ の場合について試算した結果，$\tau = 6\pi$ で3桁以上の精度が得られたので，今回の目的には，十分と考えられる。

式（4.1 2）にはr_L，r_C，θ，ϕの4つのパラメータがあるので，これらのすべて

の組み合わせについて詳細な共振波形を計算するには電子計算機によるとしてもばく大な時間が必要である。そこで，大体の傾向を知るために，実際の計算に当たっては，

$$\left.\begin{aligned} r_L &= 0.2,\ 0.6, \\ r_c &= 0,\ 0.2,\ 0.4,\ 0.6,\ 0.8, \\ \theta &= 0,\ \frac{\pi}{2},\ \pi,\ \frac{3}{2}\pi, \\ \phi &= 0,\ \frac{\pi}{2},\ \pi,\ \frac{3}{2}\pi, \end{aligned}\right\} \quad (4.14)$$

の組み合わせについてのみ計算を行なった。その結果得られた波形は，後で具体的に数例を示すように，相当複雑で，直接数値的に評価することには困難が感じられるが，こゝでの目的が，反射を防止した上で利得を得ようとすることであるから，はたしてそのような場合があり得るか，またあるとすれば，どのような条件が望ましいかという観点でデータを整理していくこととする。

i）パラメータ励振の位相の影響

レゾナント・トランスファ回路の使用目的から考えて，いま関心があるのは，基本波が1／2 周期終了して電荷がほゞ交換されたと考えられる時点すなわち $\tau=\pi$ の付近での各電圧，電流であり，とくに，両キャパシタ C_1 と C_2 の端子電圧 v_1，v_2 が議論の主な対象となる。

まず，パラメータ励振の位相の影響を知るために，$\tau=\pi$ における v_1，v_2 の値を θ，ϕ について調べたのが図 4.6 である。

ここでは r_L，r_c についての細かい検討はとくには行なっておらず，一例として $r_L=0.2$，$r_c=0.6$ の場合について調べてある。図 4.6 において，v_2 に着目して，θ と ϕ の影響を調べると，v_2 はできるだけ1より大きいことが望ましいのであるから

$$\left.\begin{aligned} \theta &\cong \pi/2, \\ \phi &\cong 3\pi/2 \end{aligned}\right\} \quad (4.15)$$

付近がもっとも効果的であることが知られる。インダクタのパラメータ励振の位相は，インダクタのみにパラメータ励振をかけたときの節 2.2 の解析結果と同じ傾向を示しているので，図 4.6 の v_2 の様子から，インダクタには $\theta\cong\pi/2$ * 程度の位相でパラメータ励振をかけておき，これにキャパシタのパラメータ励振を付加するという考え方で議論を進めてよいことが想像される。

v_1 については，インダクタのパラメータ励振のみのときは，$v_2(\tau)\gtrless 1$ に応じて，必らず $v_1(\tau)\lesseqgtr 0$ であるが，図 4.6 では $\phi\cong\pi/2$ のときのように，$v_2(\tau)<1$ で，しかも $v_1(\tau)<0$ の場合とか，$\phi\cong 3\pi/2$ のときのように $v_2(\tau)>1$ で，しかも

* 章2の定義によれば，$\tau_0\cong\pi/4$ に相当する。

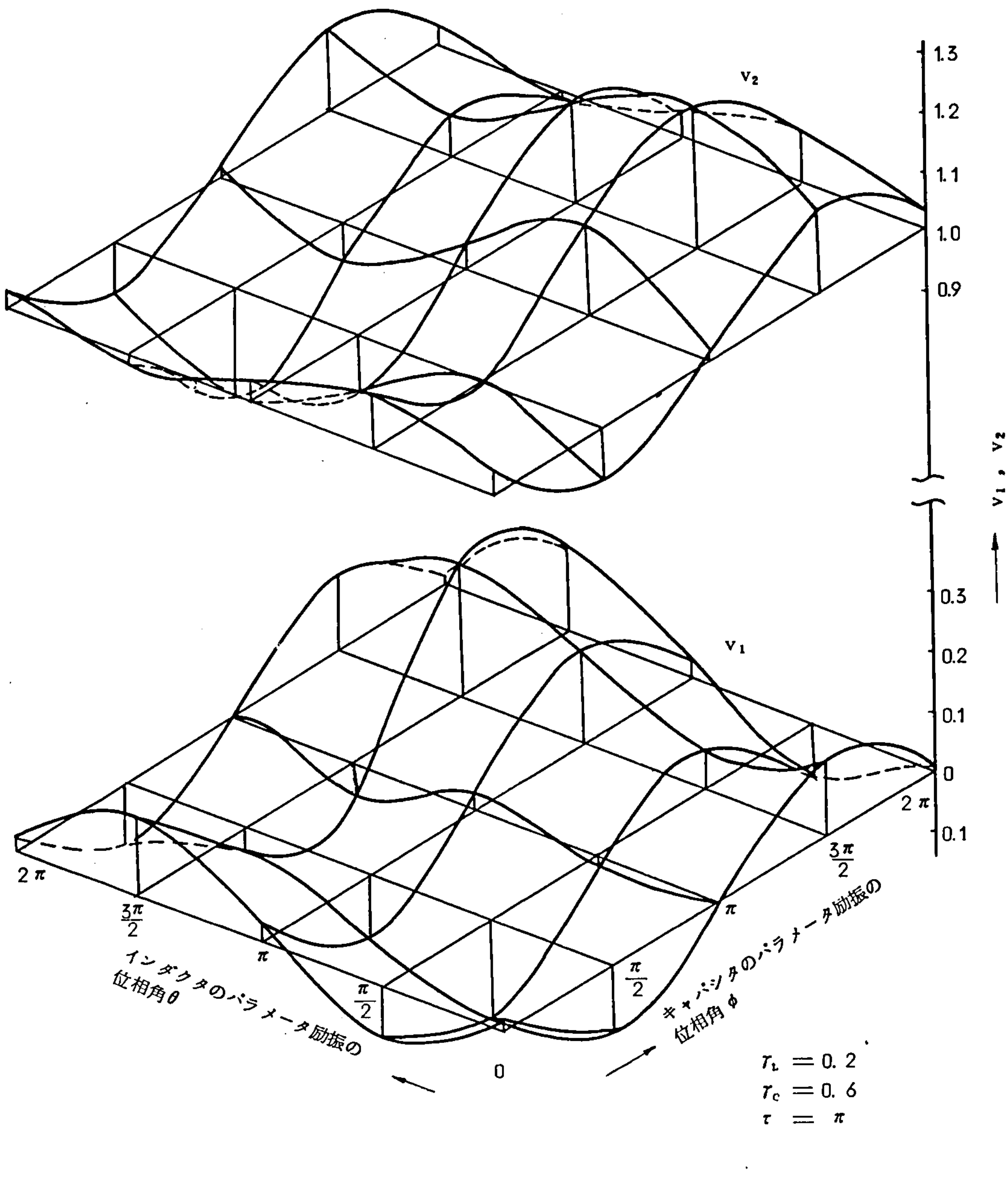
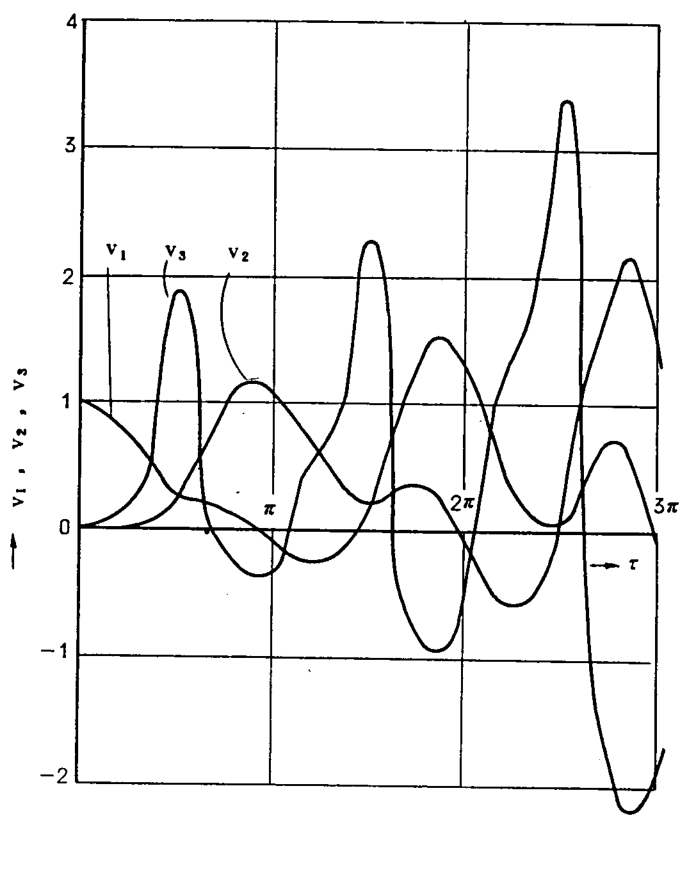


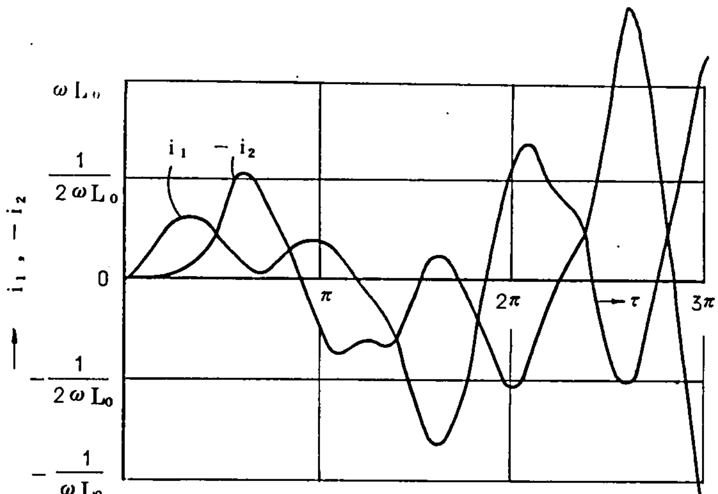
図 4. 6　$\tau=\pi$ における v_1, v_2 の，パラメータ励振の位相 θ, ϕ による変化例

$v_1(\tau) > 0$の場合があり，r_L，r_c 等を適当に選べば，$v_2(\tau) > 1$でしかもかなり大きく，かつ$v_1(\tau) \cong 0$とできる場合があり得ることが想像される。

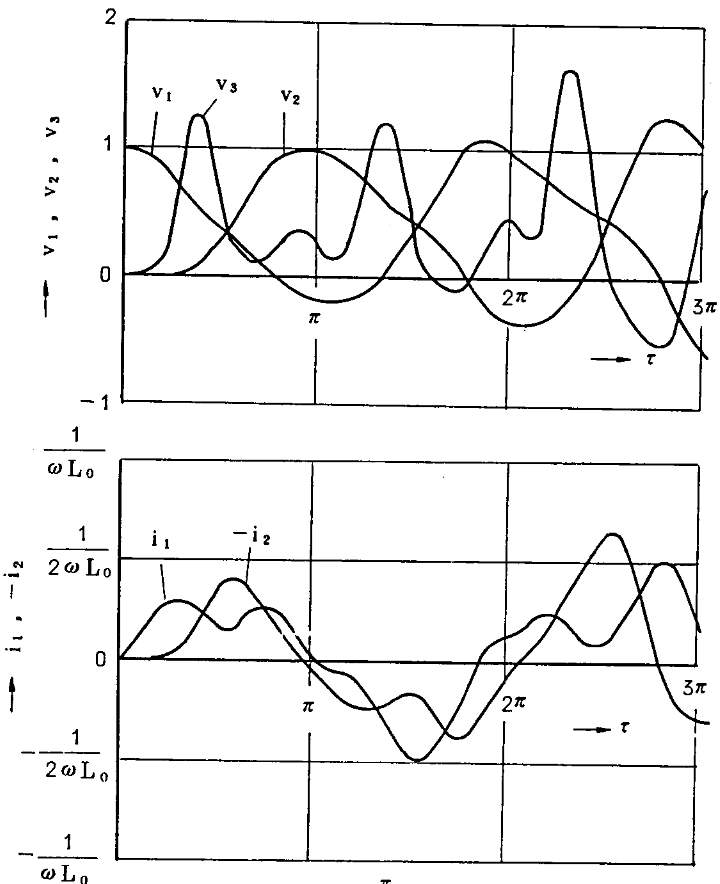
ii）キャパシタのパラメータ励振の位相角ϕによる共振波形の変化

上述のことから，以下ではインダクタのパラメータ励振の位相は$\theta = \pi/2$ で考える。このとき，キャパシタのパラメータ励振の位相ϕに対して，共振波形がどのように変化するかを調べた例が図 4.7である。パラメータ励振率は$r_L = 0.2$，$r_c = 0.6$である。図 4.7の各波形からわかるように，共振波形は相当複雑な形をしており，とくに顕著な規則性といったものを見出すことはできないが，$\phi = \pi$ および$\phi = 3\pi/2$の場合などでは，v_1，v_2 の下のピークが比較的平坦になり，上のピークは時間とともに大きくなっていくことが認められる。また，$\phi = \pi$ の場合と$\phi = 3\pi/2$ の場合を比較することにより，π と$3\pi/2$ の間で，$\tau = \pi$ 付近を中心に相当長い間v_1 がほゞ零を保つ場合があることも想像される。

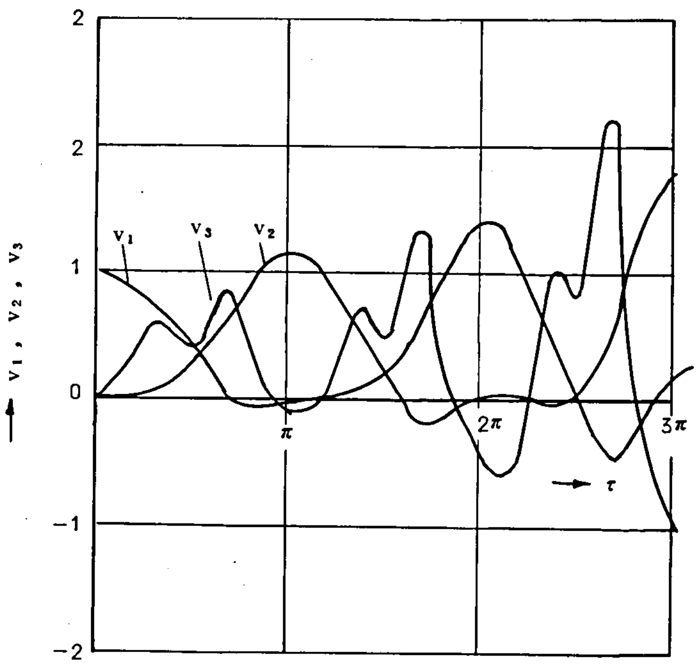




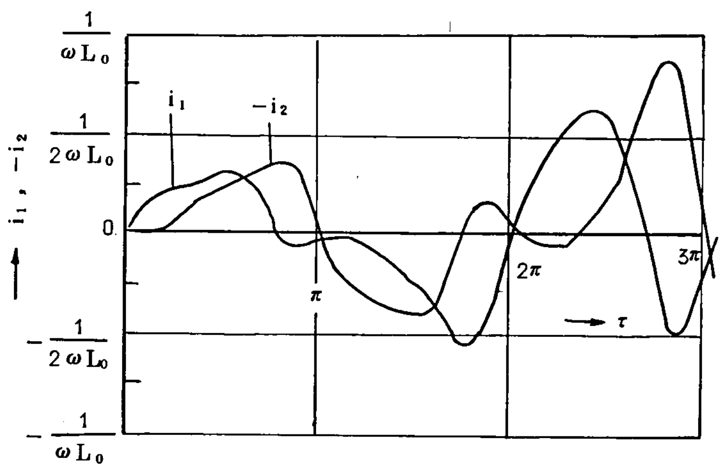
(a) $\phi = 0$



(b) $\phi = \frac{\pi}{2}$



2
2
1
0
−1
−2
v_1
v_3
v_2
v_1, v_2, v_3
π
2π
3π
τ



$\frac{1}{\omega L_0}$
$\frac{1}{2\omega L_0}$
0
$-\frac{1}{2\omega L_0}$
$-\frac{1}{\omega L_0}$
i_1
$-i_2$
$i_1, -i_2$
π
2π
3π
τ

(c) $\phi = \pi$

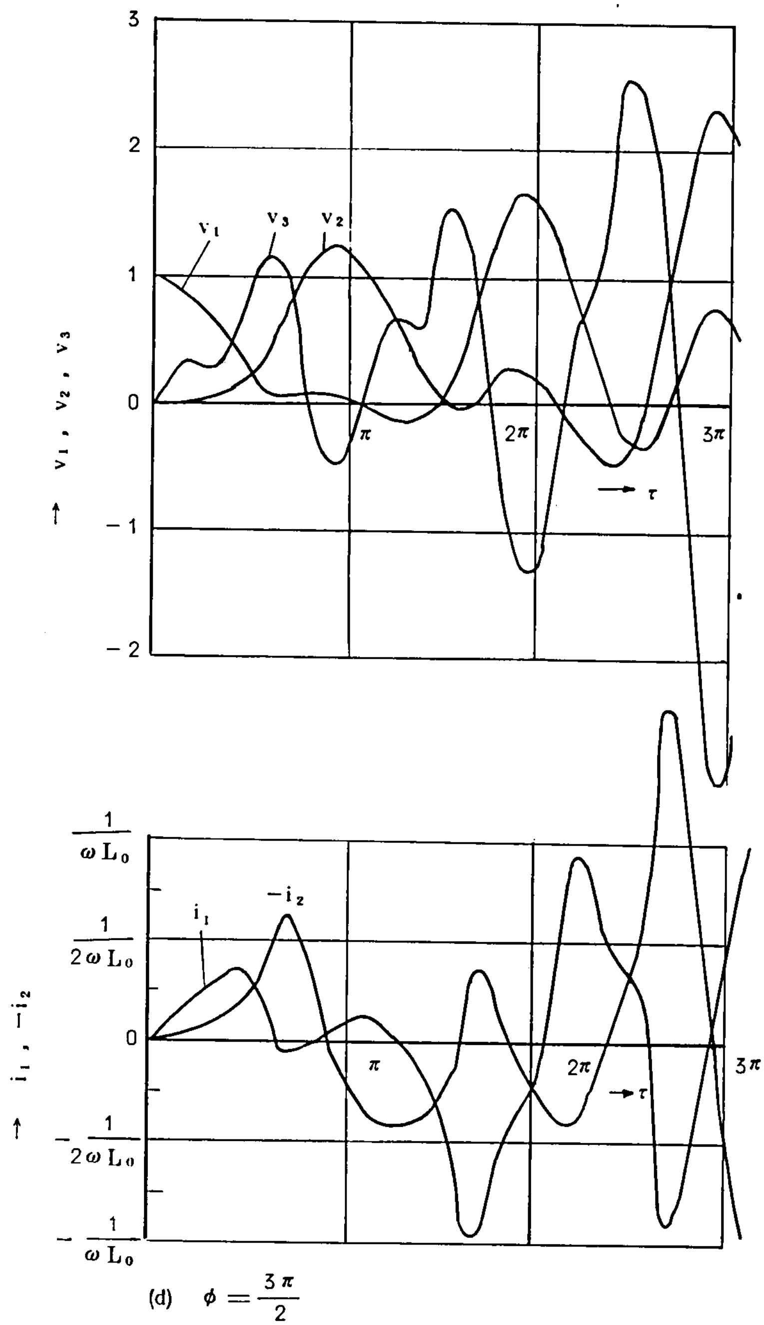
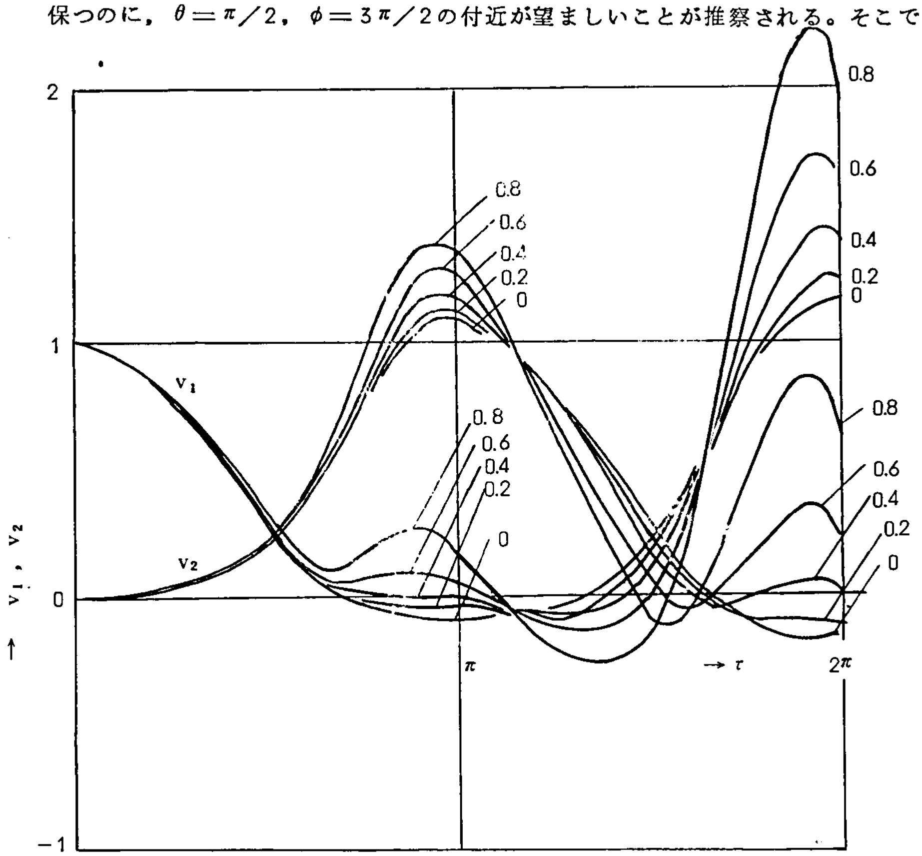


図 4.7　ϕ に対する共振波形の変化例（ $r_L = 0.2$, $r_c = 0.6$, $\theta = \frac{\pi}{2}$ ）

ところで，レゾナント・トランスファ回路では，普通$\tau=\pi$の付近でスイッチを開いて共振を終らせるが，そのとき，ハイウエイの電圧v_3，共振電流i_1，i_2はいずれも零になっていることが望ましい。しかし，図4.7の各図によれば，v_2が最大値に近く，v_1が零に近く，かつv_3，i_1，i_2のすべてが同時に零に近いというような場合は存在しそうにないので，これらの条件はむしろあきらめて，v_1とv_2にのみ着目し，v_3は強制的に電荷を放電させるためのスイッチをハイウエイに設け，i_1，i_2が流れている状態でスイッチが切られることに対しては，この瞬間に生じる電圧に耐えるようなスイッチを設けるよう配慮するのが実際的であると思われる。

iii) キャパシタのパラメータ励振率γ_cに対する共振波形の変化

以上 i)，ii)で調べたことがらの結果から，$\tau=\pi$の付近でv_2をなるべく大きくし，v_1をなるべく零に近ずけ，さらに$\tau=\pi$付近でv_1の波形をできるだけ平坦に保つのに，$\theta=\pi/2$，$\phi=3\pi/2$の付近が望ましいことが推察される。そこで，こ



(a) $\gamma_L=0.2$ ($\theta=\pi/2$, $\phi=3\pi/2$)

図 4.8 γ_cによる共振波形の変化例

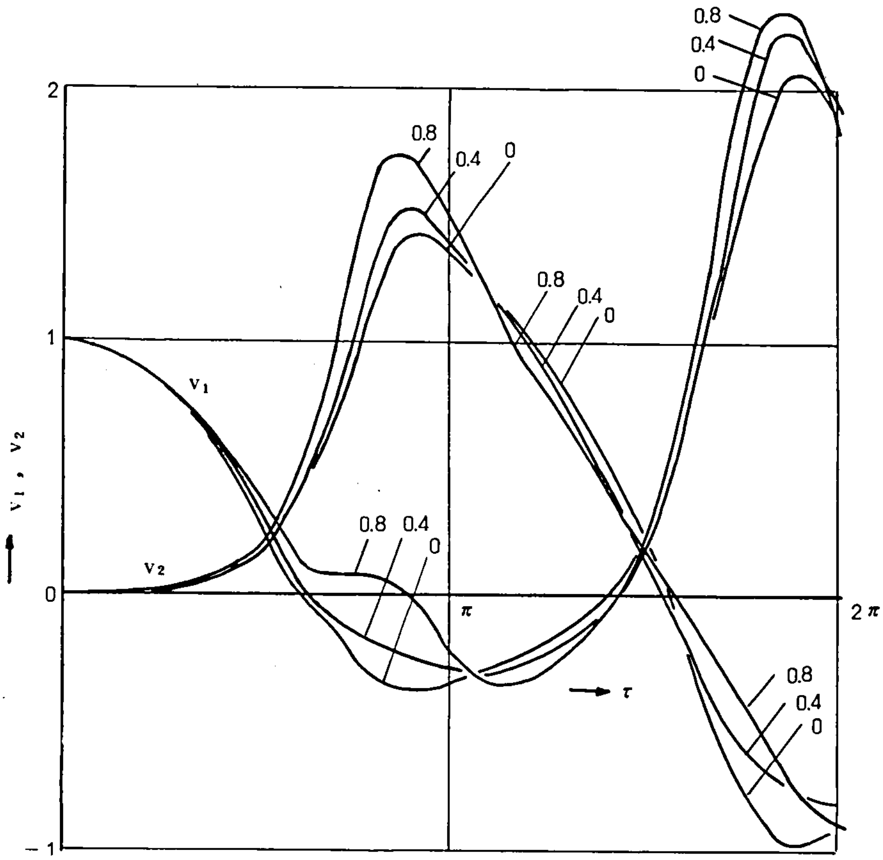


図 4. 8 (b) $r_L = 0.6$ ($\theta = \pi/2$, $\phi = 3\pi/2$)

の $\theta = \pi/2$, $\phi = 3\pi/2$ において，r_c の変化に対する共振波形 v_1 ，v_2 の変化を調べたのが図 4. 8 (a), (b) である。

まず図 4. 8 (a)によれば $r_c = 0$ のとき，v_2 のピーク値は 1. 1 程度で，このときの v_1 は－0. 1 程度であるが，r_c を大きくしていくと，v_1 ，v_2 ともに大体同程度上に動き，$r_c = 0.4$ 程度のとき v_1 はほゞ零を保つことが知られる。図 4. 8 (b) は，(a)に対して r_L を 0. 2 から 0. 6 に変えた場合を示したものであるが，(a)と(b)の間では相当の波形変化が見られ，現象が複雑であることを示している。しかし，これらの波形から，r_c の増加によって v_1 の波形が上下するときには，v_2 の波形も大体同じように上下する傾向があること，すなわち，r_c の変化による変化分は，v_1 にも v_2 にも，大体同じように重畳されていることが定性的に言える。図 4. 8 (c) は，さらに $r_L = 0.2$, $\theta = \pi/2$ の場合について $\phi = \pi/2$ とした場合を示したもので，この場合は，目的に対して，ϕ は好ましい位相ではないが，図 4. 8 (a)と比較することにより，r_c の効

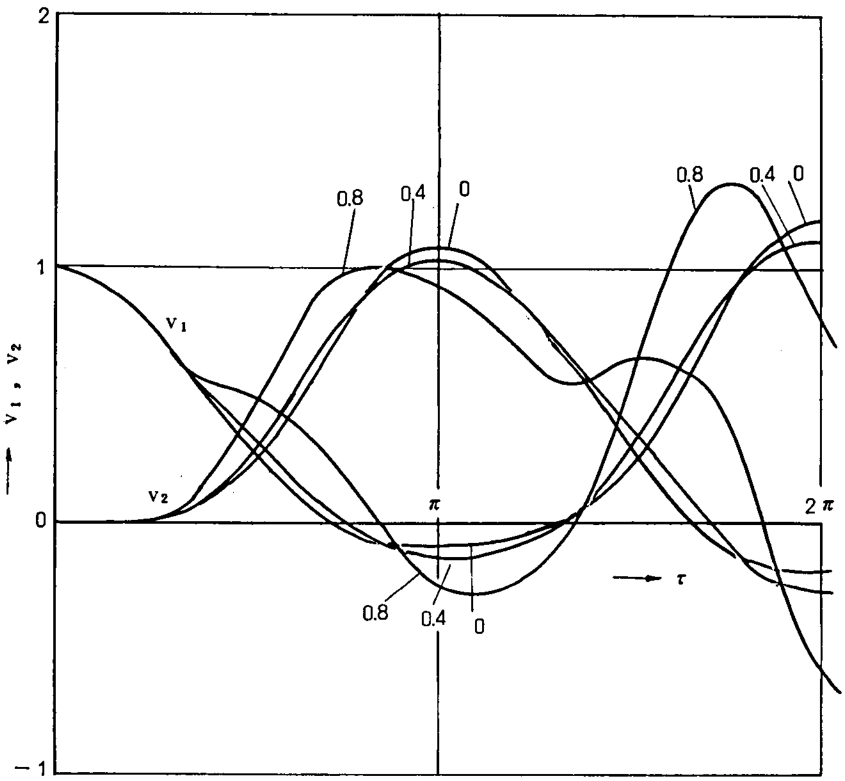


図 4. 8　(c) $r_L = 0.2$ ($\theta = \frac{\pi}{2}$, $\phi = \frac{\pi}{2}$)

果が，v_1，v_2 に対して(a)の場合とは異なった形で，重畳されているのをみることができる（図 4. 8(a)と(c)で，$r_C = 0$ の場合は同一波形である）。

以上，数値計算の結果の簡単な吟味から

① インダクタのパラメータ励振の位相 θ は，$\pi/2$ 程度にするのがよい。

② キャパシタのパラメータ励振の効果は，v_1 と v_2 に対して，ほゞ同じように重畳される。したがって，v_1 では共振の行きすぎを打ち消し，v_2 はより大きくするような場合があり，そのときのキャパシタのパラメータ励振の位相 ϕ は $3\pi/2$ に近いところにあると考えられる。

③ 実際問題としては，r_L はともかくとして，r_C の大きい素子を得ることは比較的困難であることを考えると，r_L，r_C とも著しく大きくない範囲では，インダクタのパラメータ励振による v_1 の行きすぎ分をほゞ打ち消すようにキャパシタにパラメータ励振をかけるには，

$$r_L : r_C = 1 : 2 \qquad (4.16)$$

程度にすると好結果が期待されるものと考えられる。

等のことが言える。

以上は，式（4．1 4）にも示したように，限られたパラメータの組み合わせについての計算結果からの推測である。しかし，実際には，図4.7，図4.8等に見られるように，インダクタ，キャパシタにともにパラメータ励振をかけた場合の共振波形は非常に複雑で，より詳細な議論を行なうには，とくに$\theta=\pi/2$，$\phi=3\pi/2$ の付近について，より細かにパラメータを変えて波形を調べる必要がある。しかし，この計算の前提としたインダクタやキャパシタの特性すなわち式（4．9）もどのみち計算を容易にするための近似にすぎず，現実に得られる素子の特性との差等を考慮すると，いたずらに数値計算の精度のみあげてもその効果は疑わしく，計算時間の浪費にもなるので，こゝでは，上に得た一応の結論によって，反射を伴なわない双方向増巾が可能であることを示すにとどめることとする。

なお，章3で扱ったレゾナント・トランスファ回路では，共振波形はV_1／2についてv_1，v_2が対称であったが，本章で扱っている波形は一般に非対称である。そこで，このようなレゾナント・トランスファを〝波形非対称のレゾナント・トランスファ〟と呼ぶことにする。

4．2　キャパシタのパラメータ励振効果の実験による確認

4．2．1　容量可変キャパシタ

前節で述べたことがらを実際に実験で確かめるには，容量を変化させ得るようなキャパシタを用意せねばならない。このような可変容量としてはチタン酸バリウム・コンデンサなども知られているが，こゝではダイオードの接合容量を利用することを考え，また使用方法の面からなるべく大きい容量をもつものを探した結果，1S561というダイオード*を用いることとした。図4.9は，こ

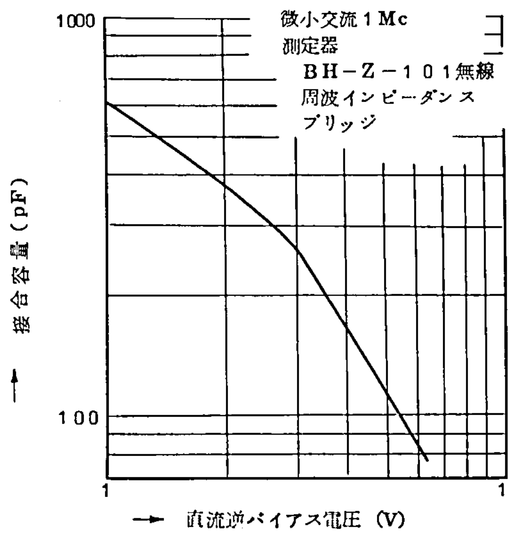


図4.9　1S561の接合容量

* 日本無線（JRC）製，ゲルマニューム。

の1S561　の接合容量の逆バイアス電圧に対する変化の様子を調べたもので，大ざっぱな傾向としては，

$$C \propto V^{-1} \qquad (4.17)$$

と考えられる特性をもっている。このダイオードを可変容量として用いるため，半導体パラメトロン等で知られているように図4.10の回路で直流バイアス電圧* と高周波励振電圧 * をかけ，パラメータ励振を行なうこととした。

1S561　は，図4.9の特性からもわかるように，バイアス点2～4Vで数百pFの容量しかないので，図4.10のように全部で10個が等価的に並列接続されるようにし，数千pF の容量が得られるようにした。

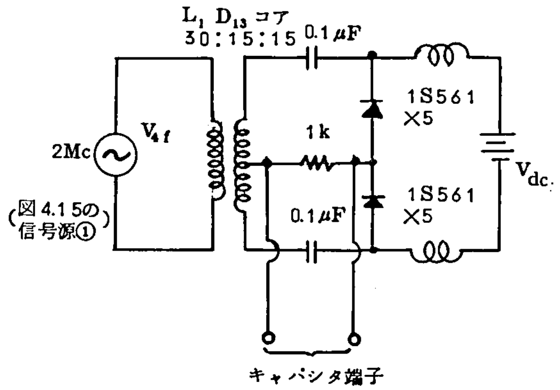


図4.10　容量可変キャパシタとその励振回路

図4.10の回路では，パラメータ励振をかけるための回路構成そのものにはあまり吟味を行なわなかったので，実際にどの程度有効にパラメータ励振がかけられているかの目安を調べるために，インダクタのパラメータ励振の場合と同様に，パラメトロンとしての発振を行なわせて，パラメータ励振率 r_c の推定を行なった。図4.11の実線は，その概略推定値を示したものである。図4.11では，パラメトロンとしての発振領域を求めるのに，フエライト磁心を用いた可変インダクタを共振用インダクタとして用い，直流バイアス電流を変えてインダクタンスを変化させ，あとでインダクタンス値を測定するという間接的な方法を用いたため，測定条件の違い，ヒステレシスの影響等が生じ，測定精度はよくないが，大よその目安は得ることができる。また図4.11の点線は，図4.9の特性をもとに，図4.12に示す方法で，各ダイオード当たり直流バイアス電圧が5.7／2＝2.85V かけられた状態で，高周波励振電圧が印加されたときの最大の容量と最小の容量から概算で求めたものである。

* インダクタのパラメータ励振の場合の双対として，キャパシタの場合は電流に代わって電圧で評価する。

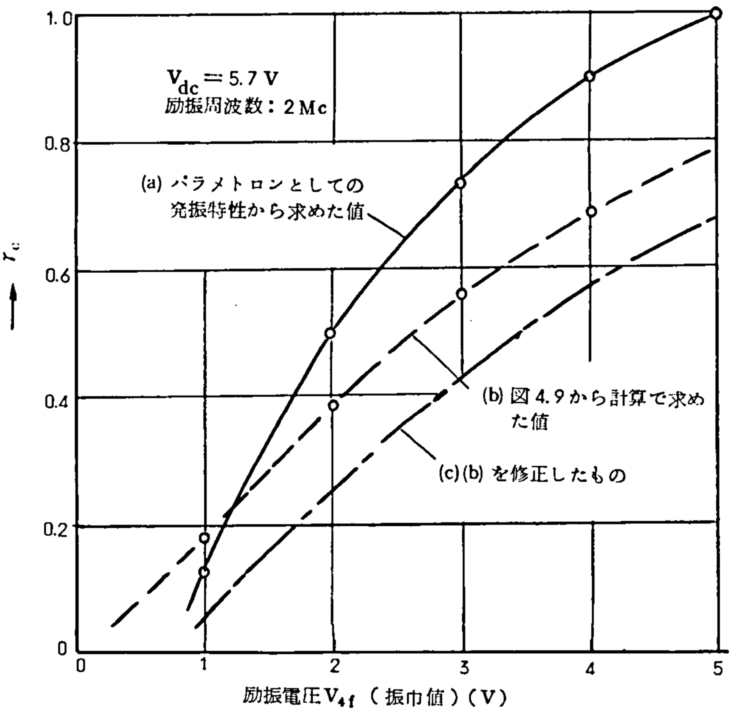


図 4. 1 1　可変キャパシタの r_c 特性

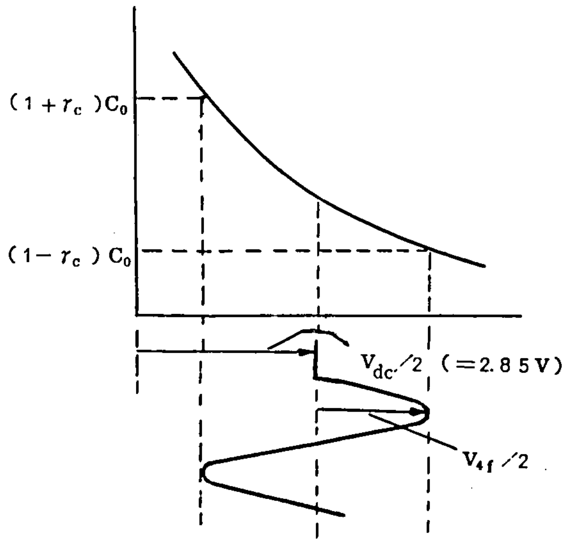


図 4. 1 2　図 4. 9 をもとにした r_c の概算法

この点線の値では，キャパシタの損失は考慮されていないので，実線で示した測定値を勘案して実効的な値に修正したのが鎖線である。以上の結果，実線と鎖線で相当の差が生じたが，一方は精度の悪い測定値，他方は測定値をもとに近似計算で求めた値であることを考え，さらに，励振電圧が，不平衡の形で測定可能な1次側での電圧であり，実際

にダイオード素子に有効に印加されている電圧がやゝ少ない可能性があることをも考え合わせると，実効的には，鎖線に近い値のr_c しか得られていないものと想定される。

一方，可変インダクタとしては，項2.3.1の場合と同様にパラメトロン用めがね形磁心を用いたが，励振回路としては，付録2のように従来パラメトロンの励振に用いられている回路方式の代わりに，図4.13に示すようなトランジスタ回路を試用した。この回路では，トランジスタのエミッタを流れる直流電流がそのまゝ磁心のバイアス電流として利用できる利点があるので，実際の交換機の通話路に用いるときの基本回路形式の一つとして使用したものである。この回路でインダクタを励振したときのインダクタのパラメータ励振率の測定結果例を図4.14に示す。

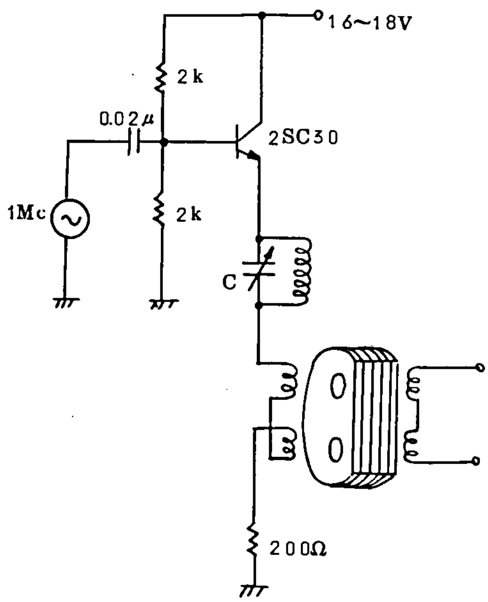


図4.13　インダクタの励振回路

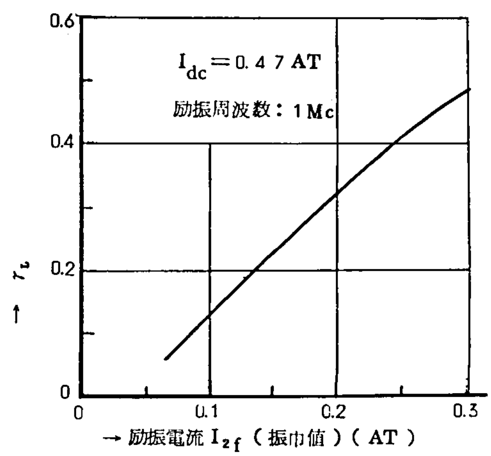
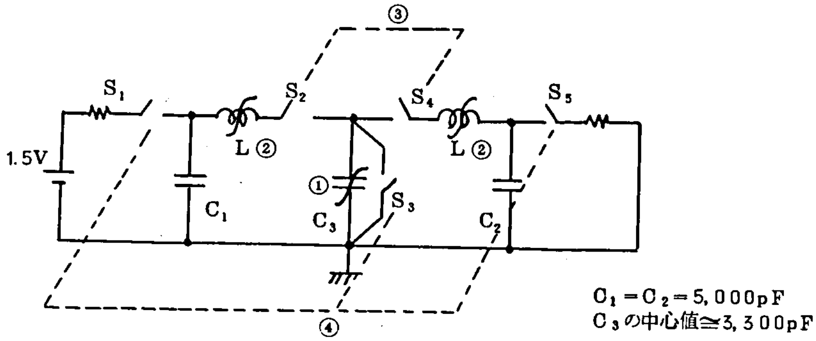


図4.14　可変インダクタのr_L 特性

4.2.2　レゾナント・トランスファの実験回路と共振波形



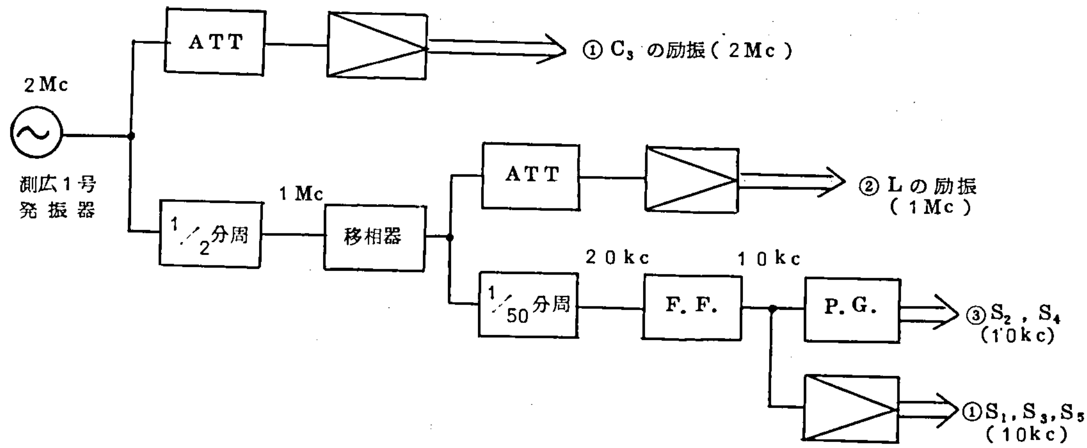
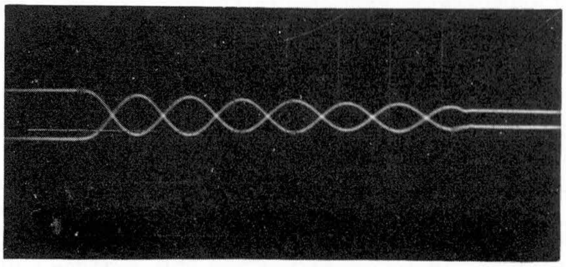


図4.15　実験回路のブロック図

図4.15は，前項で説明した可変キャパシタと可変インダクタを同時に用いたレゾナント・トランスファの実験回路を示したもので，キャパシタのパラメータ励振の周波数4fを4f＝2Mcとし，インダクタのパラメータ励振は，これを2分周して1Mcとした。レゾナント・トランスファ回路の基本共振周波数は500kc である。項2.3.2の図2.20の場合と同様，パラメータ励振の各周波数とゲートの開閉パルス（10kc）とは同期関係にあり，ゲートの開閉と各パラメータ励振とは，移相器によって相対的に位相が変えられるようになっている。

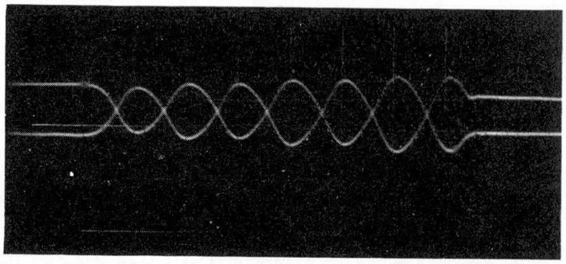
図4.16と図4.17は，このレゾナント・トランスファ回路での共振波形を観測した

v_1
v_2



(a) 全く励振をかけない場合

v_1
v_2



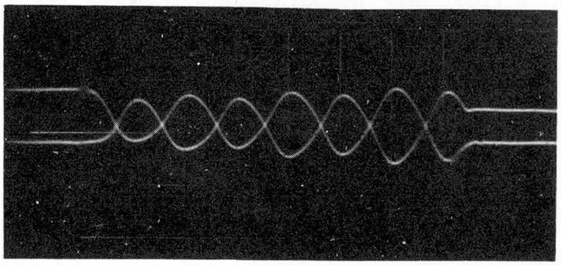
(b) インダクタに励振をかけた場合

$I_{dc} = 0.47$ AT

$I_{2f} = 0.24$ AT(振巾値)

$\theta \cong \pi/2$

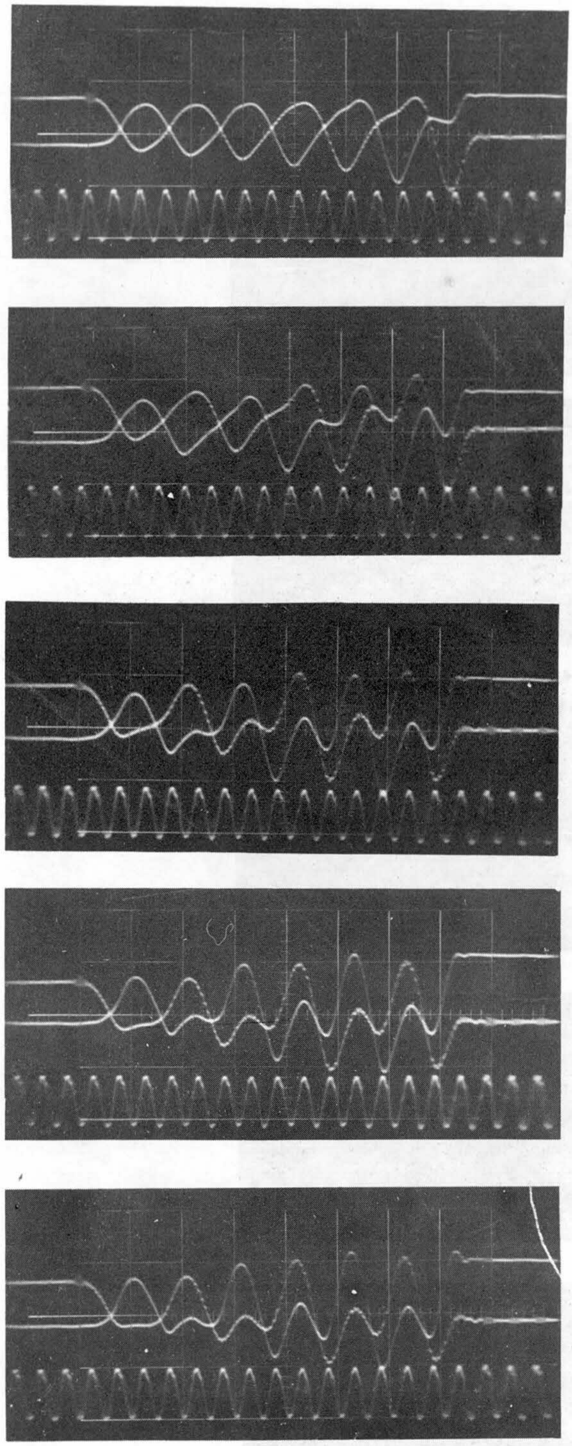
v_1
v_2



(c) ハイウエイにキャパシタを付加した場合($k = 3/2$)

$\left(\begin{array}{l} V：2V/DIV. \\ H：1\mu S/DIV. \end{array} \right)$

図 4.1 6　インダクタのみにパラメータ励振をかけた場合の共振波形



v_1 v_2 4 f

(a) $\phi = 0$

(b) $\phi = \frac{\pi}{6}$

(c) $\phi = \frac{4}{6}\pi$

(d) $\phi = \frac{5}{6}\pi$

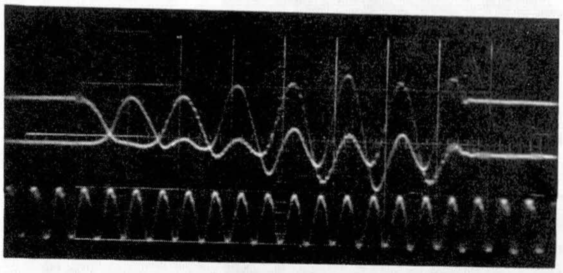
(e) $\phi = \pi$

(V : 2V/DIV. H : 1μS/DIV.)

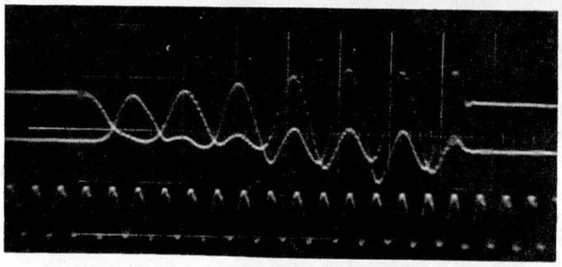
4 f は励振電圧波形を示す.
キャパシタの変化はこの逆

図 4. 1 7　キャパシタのパラメータ励振の位相ϕを変化させたときの共振波形の変化

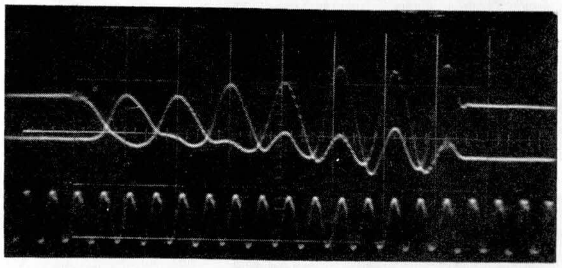
(インダクタの励振条件　$I_{dc} = 0.47$AT, $I_{2f} = 0.24$AT (振巾値), $\theta \cong \pi/2$
キャパシタの励振条件　$V_{dc} = 5.7$V, $V_{4f} = 5.5$V (振巾値))



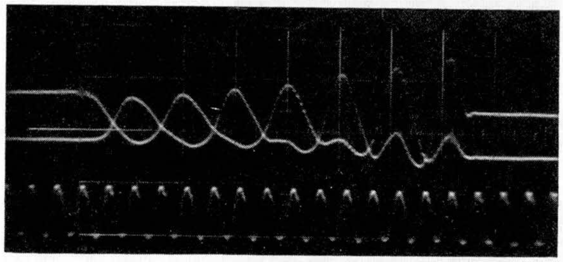
(f) $\phi = \frac{7}{6}\pi$



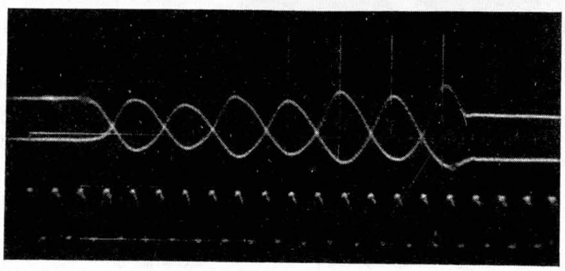
(g) $\phi = \frac{8}{6}\pi$



(h) $\phi = \frac{9}{6}\pi$



(i) $\phi = \frac{10}{6}\pi$



(j) $\phi = \frac{11}{6}\pi$

例を示したものである。まず，図 4. 1 6(a)は，レゾナント・トランスファ回路の中央のキャパシタ C_3 をはずし，章 2 に述べた場合と同じような状態とし，かつ，インダクタにもパラメータ励振をかけてない場合の v_1 と v_2 の波形である。つぎに，図 4. 1 6(b)は，(a)の状態でインダクタにパラメータ励振をかけた場合で，こゝまでは，すでに章 2 で述べた原理の単なる確認である。図 4. 1 6(c)は，(b)の状態で，固定定数* のキャパシタ C_3 を挿入した場合を示したものである。

図 4. 1 7 は，図 4. 1 6(c)の状態で，キャパシタ C_3 にもパラメータ励振をかけ，その効果を確認したものである。キャパシタのパラメータ励振は，本章でしばしば述べているように，インダクタのパラメータ励振に対しては，反射現象を生じさせないための付加的手段と考えられるものであるから，インダクタのパラメータ励振は，双方向増巾に対して最適の条件すなわち $\theta \cong \pi/2$ の付近で一定の励振条件（ $\gamma_L \cong 0.4$ ）とし，キャパシタのパラメータ励振がどのような効果を示すであろうかという観点で観測を行なった。図 4. 1 7(a)〜(g)は，キャパシタのパラメータ励振の位相 ϕ を $\pi/6$ （ 3 0° ）ずつずらせたときの共振波形の変化を示したもので，** さきに節 4. 1 で計算結果について述べたように，$\tau = \pi$ の付近で v_1 がほゞ零となり，かつ，相当長い間平坦になるようになり，しかも v_2 も大となるような場合があることが確認される。なお，図 4. 1 7 の結果では $\phi \cong \pi$ または $\frac{7\pi}{6}$ 付近で，好ましい状態となっているが，図 4. 1 5 の実験回路での位相の測定は厄介で余り精度がよくないことを考慮すると，定性的には，前節の計算結果とよく一致した傾向を示していると見ることができる。

なお，図 4. 7 の計算結果と比較すると，ϕ に 3 0°〜 4 5° の修正を加えると，傾向がよく似てくることがわかるので，この程度の測定誤差があったものと推察される。

以上の実験結果から，キャパシタのパラメータ励振を併用することにより，反射の生じないレゾナント・トランスファが可能であるという考え方の基礎的な確認ができたと考えられる。以下，さらに，2 線式の通話路を構成して，通話路系としても確認を行なう。

4. 2. 3　2 線式時分割通話路における実験結果

前項で述べた実験により，インダクタのパラメータ励振のほかに，キャパシタにもパラメータ励振をかけると，利得をもち，しかも不必要な反射の生じないようなレゾナント・トランスファが可能であることが確かめられた。本項では，単にレゾナント・トラ

---

*　キャパシタのパラメータ励振率 γ_c を零とした状態

**　一部写真撮影の失敗でデータのないものがある。

ンスファ回路のみでなく，２線式通話路系を構成して，２線式通話路系でも，反射を伴なわない双方向増巾が可能であるかどうかを実験的に調べる。

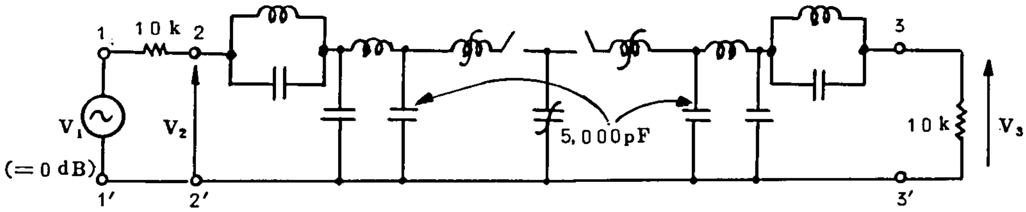


図4.１８　実験用通話路の構成

図4.１８は，前項に述べた実験に用いたレゾナント・トランスファ回路の両側に低域沪波器を付加して構成した２線式時分割通話路で，

R_0 ＝１０kΩ，

２f_0 （サンプリング周波数）＝１０kc

で設計し，インダクタ，キャパシタのパラメータ励振および時分割スイッチの開閉等には図4.１５の回路をそのまゝ用いた。本項で述べる実験および実験回路は，原理的には，章３で述べた手法と同一であるから，詳細は省略して，主要な結果についてのみ述べる。

まず，図4.１９は，インダクタ，キャパシタともにパラメータ励振をかけてない場合の入力端子対の電圧V_2，出力端子対の電圧V_3を示したものである。この場合にはV_3の特性から通話路系としては約２dBの損失があることが知られる。

一方，V_2の特性を見ると，帯域内すなわち５kc 程度以下では著しい"うねり"は見られず，節3.3，節3.4に述べたことから，レゾナント・トランスファ回路における反射現象は余り大きくなく，また損失も大きくないことが知られる。すなわち，上記約２dBの損失の大半は，沪波器部分に起因する損失であると考えられる。

つぎに，図4.２０は，インダクタにのみパラメータ励振をかけた場合の一例を示したもので，パラメータ励振は，利得がなるべく大きくなるように$\theta \cong \pi/2$に選んである。この図4.２０によると，V_3のレベルは図4.１９の場合に比べて若干（1.3～1.5dB）増加しているが，V_2のレベルも反射が生じていることを示してうねりが生じている。このうねりの傾向は，すでに章３で詳述したことから，レゾナント・トランスファ回路において利得が生じ，送り側キャパシタに電荷の行きすぎが生じていることを示している。

図4.２１は，図4.２０の場合とは逆に，インダクタにはパラメータ励振はかけず，中央のキャパシタにだけパラメータ励振をかけた場合の特性を示したものである。

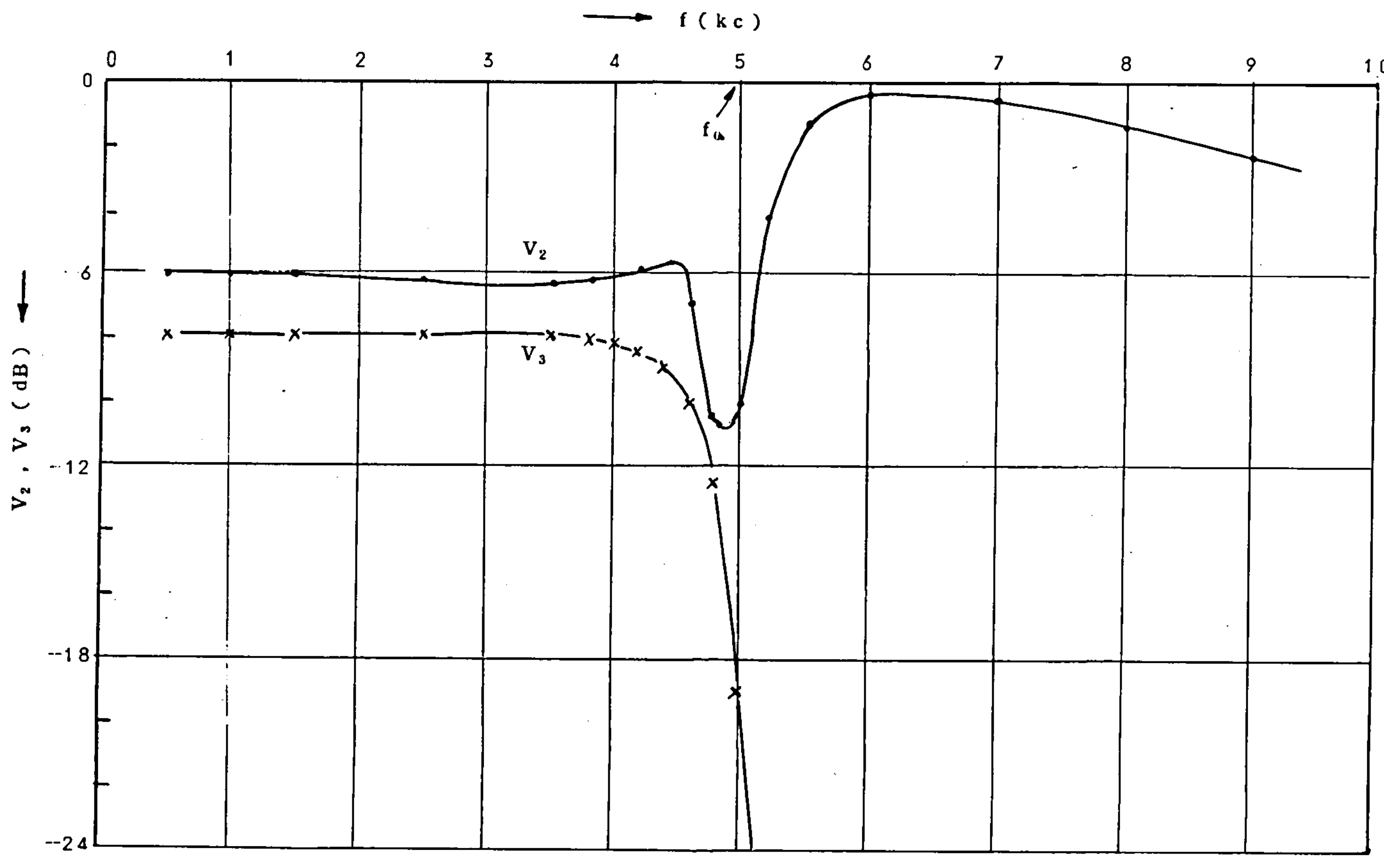


図 4.1 9　V_2 , V_3 のレベル特性（X. 励振をかけない場合）

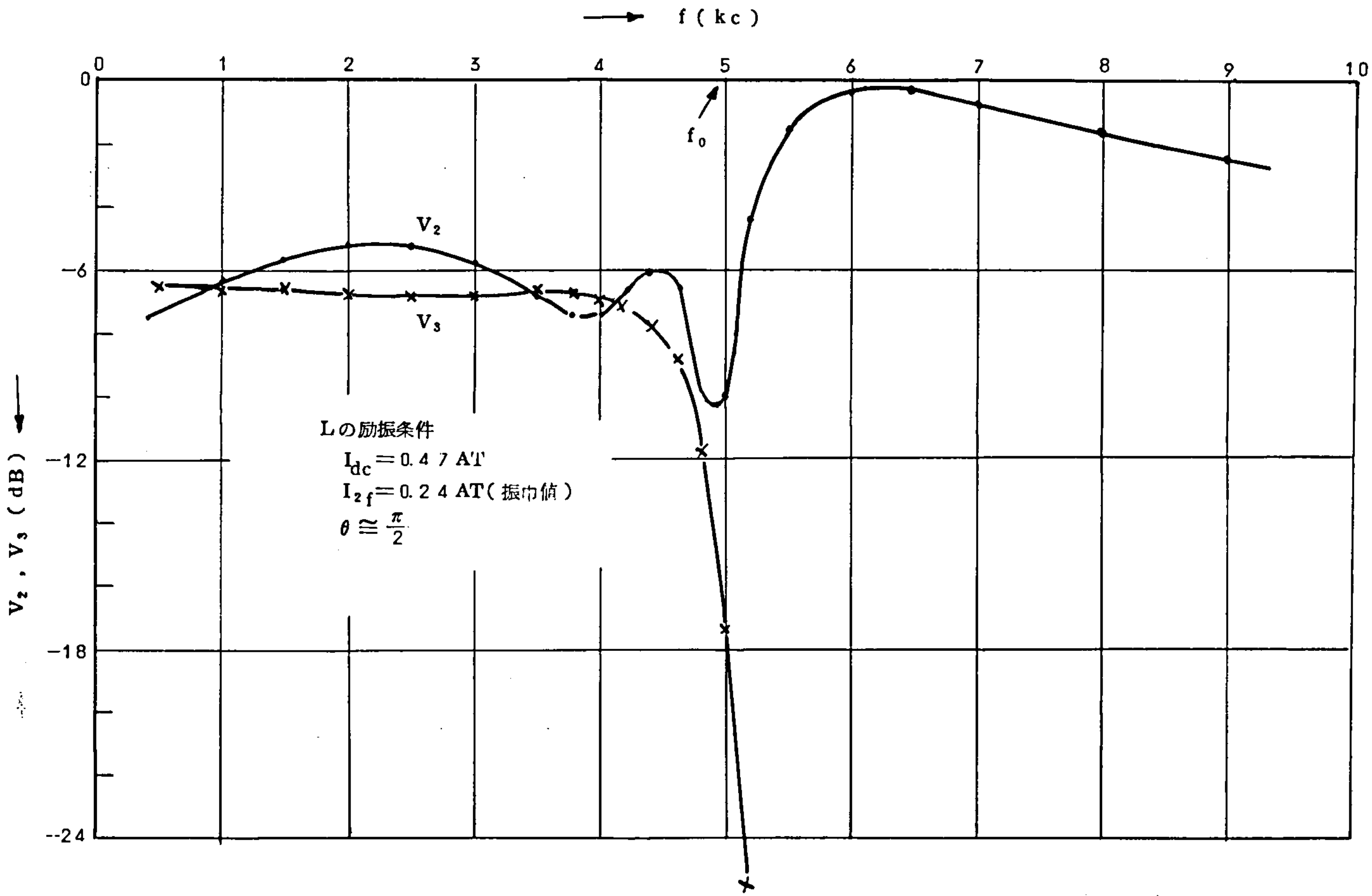


図 4.2 0　V_2 , V_3 のレベル特性（XI．Lを励振した場合）

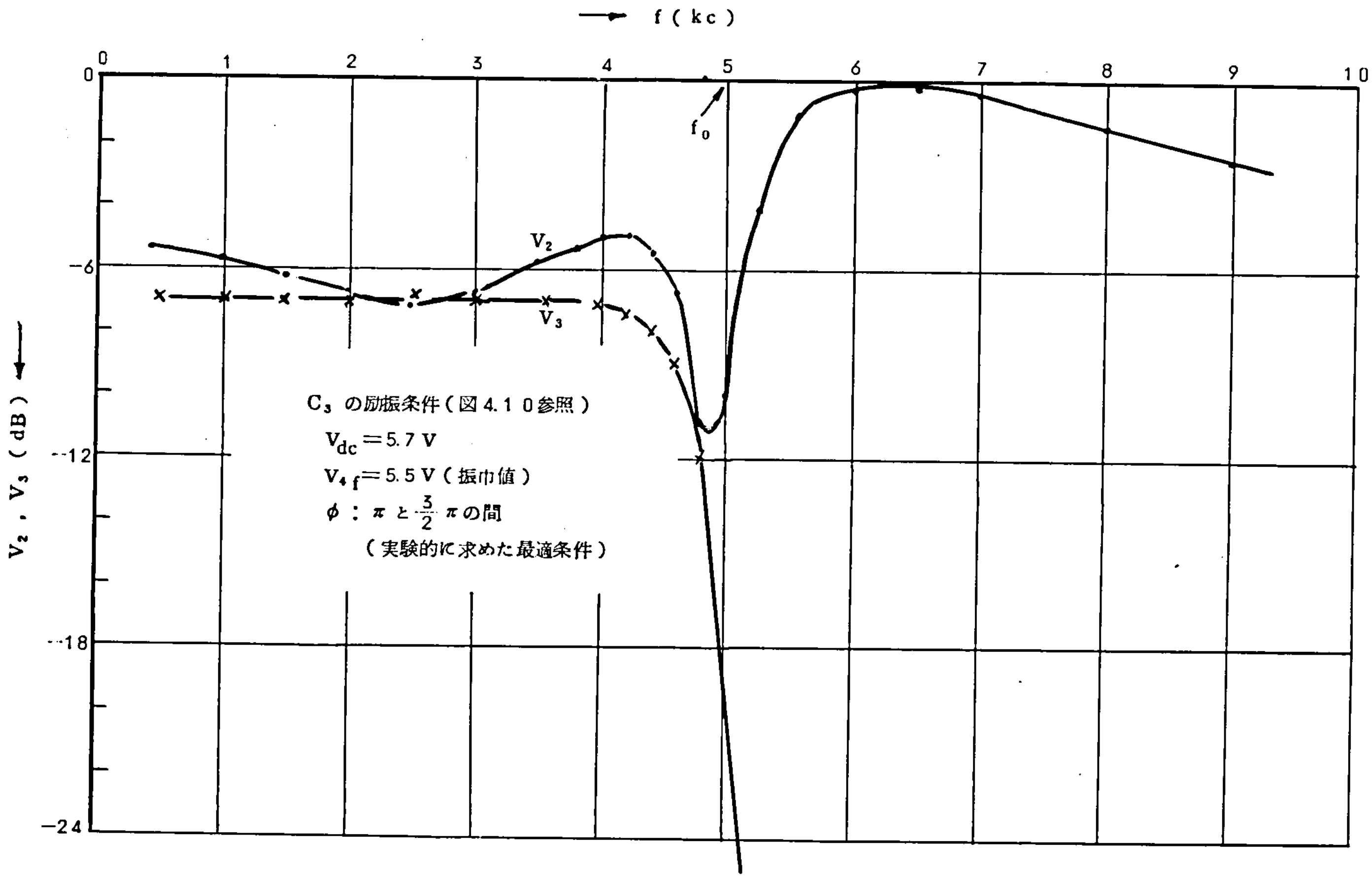


図 4.2 1　V_2 , V_3 のレベル特性（XII. C_3 を励振した場合）

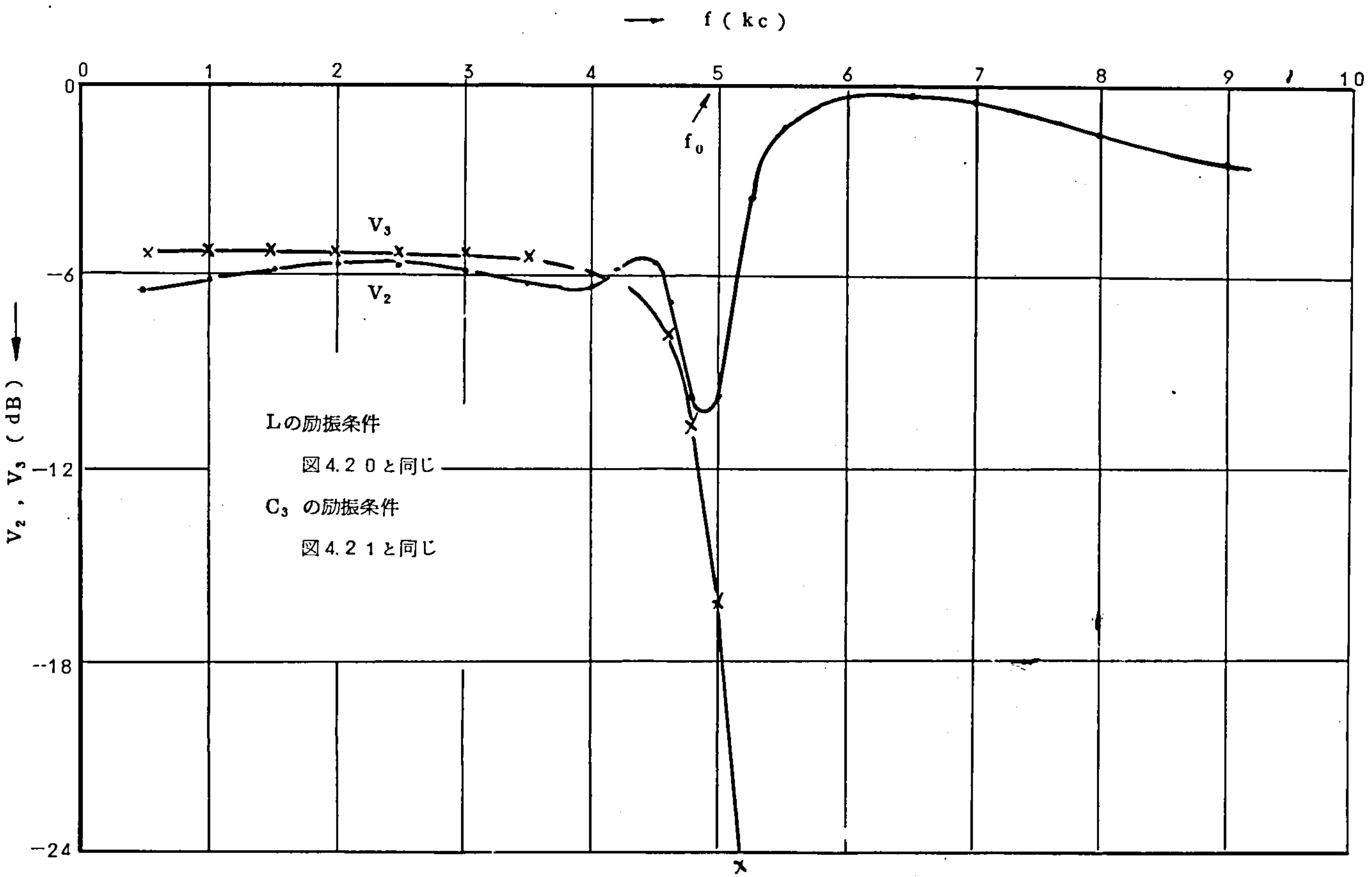


図4.2 2　V_2 , V_3 のレベル特性（XIII. L, C_3 を同時に励振した場合）

この場合も，パラメータ励振の位相は，V_3 のレベルがなるべく大きくなるように選んだ結果，$\phi \cong 3\pi/2$ となっている。この図4.21によれば，キャパシタのパラメータ励振によっても利得（この場合約1dB）が得られることがわかるが，V_2 の特性はうねりを生じ，反射現象が生じていることもわかる。しかし，このV_2 のうねりの傾向は，図4.20の場合とは逆で，送り側キャパシタには残留電荷が生じ，章2で述べたような基本的なレゾナント・トランスファ回路の場合ならば，損失のある場合と同じような挙動を示している。

また，図4.22は，上述したインダクタのパラメータ励振とキャパシタのパラメータ励振を同時にかけた場合を示したもので，V_3 のレベルはさらに大きくなり，約3dBの増巾が行なわれて，通話路系としては，結局約1dBの利得が得られている。そして，V_2 のレベルはふたゝび平坦に近ずき，反射がほとんど消滅したことを示している。

以上，図4.20〜図4.22を総合すると，インダクタのパラメータ励振の効果とキャパシタのパラメータ励振の効果は，両者の位相を適当に設定すれば，受信側では相加して利得となり，送信側では相殺されて，反射を少なくするように働らくことが確かめられた。図4.23は，図4.20〜図4.22に対応する共振波形を定性的に示したものである。

こゝで，以上の実験結果から，パラメータ励振率と利得の関係を大ざっぱに調べておく。

まず，図4.20の場合の励振条件は，図4.14を参照して$r_L \cong 0.4$と考えられ，このとき約1.3〜1.5dBの利得が得られているからら，インダクタのパラメータ励振による利得A_L は

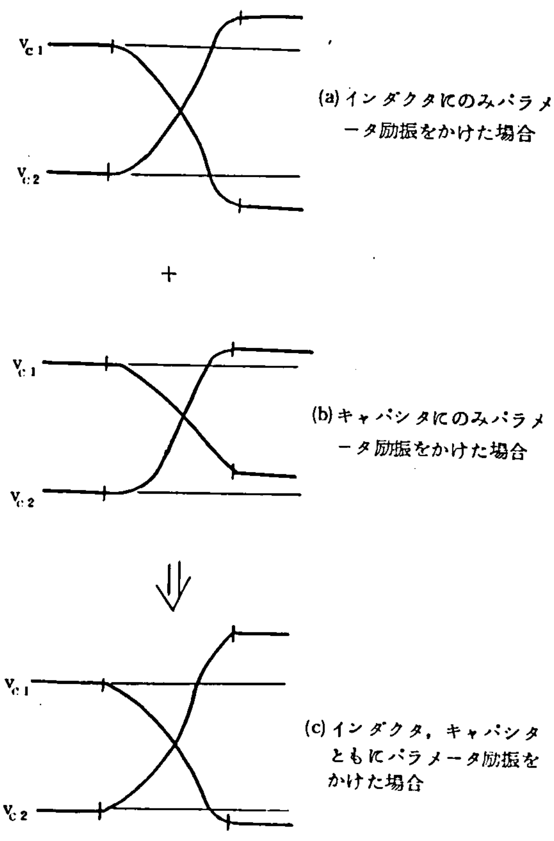


図4.23　インダクタ，キャパシタのパラメータ励振の効果の定性的説明図

$$A_L \cong (3.3 \sim 3.8)\, r_L \quad (\mathrm{dB}) \qquad (4.18)$$

程度となる。これは，章2で得た式(2.64)とほゞ一致する。つぎに，図4.21の場合の励振条件は，図4.11を外挿して $r_c \cong 0.7$ 程度と考えられ，このとき約1dBの利得が得られているから，キャパシタのパラメータ励振による利得 A_c は

$$A_c \cong 1.5\, r_c \quad (\mathrm{dB}) \qquad (4.19)$$

程度と考えられる。全体の利得は，これら2式の和で，r_L，r_c がとくに大きくない範囲では，

$$A \cong 3.5\, r_L + 1.5\, r_c \quad (\mathrm{dB}) \qquad (4.20)$$

程度と概算してよいと考えられる。r_L と r_c の効き方は，1：(2〜2.5)程度で，これは項4.1.3で求めた式(4.16)とも大体合致している。

さて，キャパシタのパラメータ励振は，インダクタのパラメータ励振による増巾効果を助長しながら一方では反射を打ち消すことが目的であり，インダクタのパラメータ励振に対しては，どちらかといえば付加的な補助手段である。キャパシタのパラメータ励振は，すでに述べたように，基本共振およびインダクタのパラメータ励振に対してある適当な位相で行なわねばならないが，図4.24はキャパシタのパラメータ励振の位相を変化させたときの効き方を調べたものである。

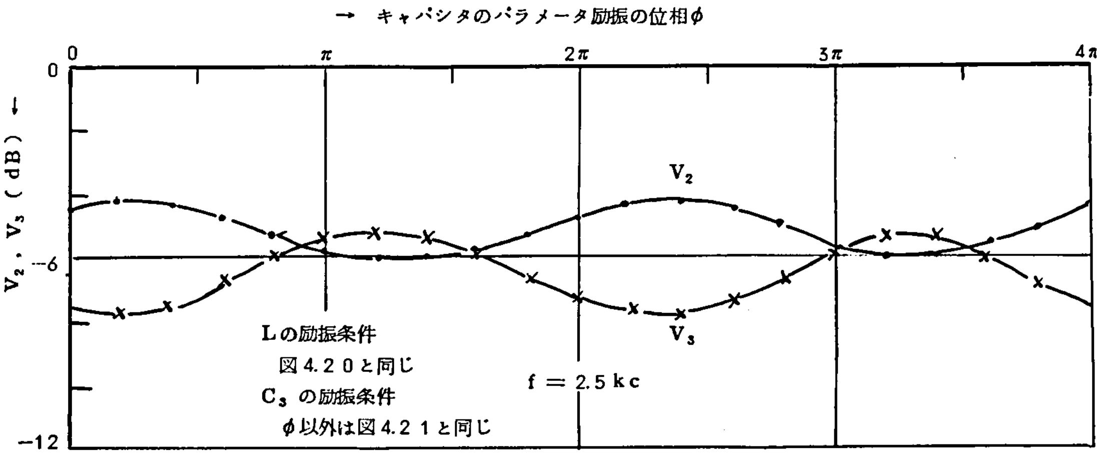


図4.24 キャパシタ C_3 のパラメータ励振の位相 ϕ に対する V_2，V_3 の変化

すでに，図4.20〜図4.22でわかるように，増巾効果や反射の効果は，V_2，V_3 のレベルのうねりで知ることができるので，図4.24では f = 2.5 kc における V_2，V_3

のレベルをキャパシタのパラメータ励振の位相ϕの関数として測定してある。この図4.24によれば，V_3のレベルが大きく，V_2のレベルが−6dBに近くなるような好ましい位相領域が実際に存在することが確かめられ，その位相が理論検討でも概略知り得たように，$\phi \cong 3\pi/2$ に近いところにあることも，ほゞ確かめられた。

なお，章1の図1.8に示した場合のように，1対向の通話路を考えたときに，時分割スイッチがちょうど中央部に位置する場合には，図4.25に示すように，容量可変のキャパシタを2分して別々に設けて，それぞれパラメータ励振をかければよい。

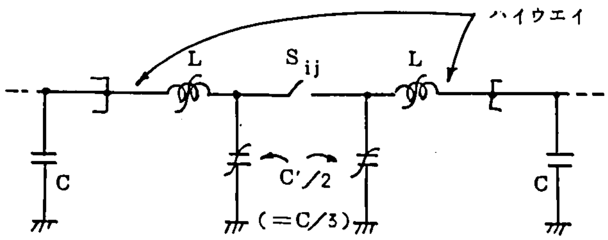


図4.25　通話路の中央部に時分割スイッチが設けられる場合の容量可変キャパシタの配置法

4.3　本章の概要と結論

本章では，まず前章で指摘した2線式時分割通話路系において生じる反射現象を打ち消すために，レゾナント・トランスファ回路のハイウエイ部分に負コンダクタンスを挿入すればよいことを示し，この負コンダクタンスを実現するためにパラメータ励振をかけられたキャパシタを利用することを提案した。

ついで，レゾナント・トランスファ回路のインダクタとキャパシタに同時にパラメータ励振をかけた場合の共振波形を数値計算によって求め，実験で，ほゞ同様な波形が観測されることを確かめた。また，実際に2線式時分割通話路を構成して，反射を伴なわないで利得を得ることが可能なことを確認した。

これらの検討によって

① パラメータ励振のかけ方としては，

a. レゾナント・トランスファ回路の基本共振周波数をfとするとき，インダクタには2f，キャパシタには4fの周波数でそれぞれ励振をかける。

b. パラメータ励振の位相は，それぞれのパラメータ励振の位相を図4.5で定義した

とき，$\theta \cong \pi/2$，$\phi \cong 3\pi/2$　付近に設定する。

のがよい。

② 上記のような励振条件のもとでは，インダクタのパラメータ励振効果とキャパシタのパラメータ励振効果は，受信側キャパシタではともに利得となる方向で相加し，送信側キャパシタ側では相殺する傾向となる。

このとき，ちょうど反射現象を打ち消すには，$\gamma_L : \gamma_c \cong 1 : 2$程度で，インダクタとキャパシタにそれぞれパラメータ励振をかければよい。

③ パラメータ励振による増巾効果は，

$$A \cong 3.5\gamma_L + 1.5\gamma_c \quad (\mathrm{dB})$$

程度と概算される。

等のことがわかった。

これらの結果，反射現象を生じることなく，損失補償を行なった上に，必要ならば積極的に利得を得ることもできる双方向増巾が可能であることが確かめられた。

5. 伝送4端子網としての考察[47〜50]

前章までは，レゾナント・トランスファ回路内に起こる共振現象を中心に議論を進めてきた。しかし，レゾナント・トランスファ回路は章1に述べたように2線式時分割通話路におけるサンプリングの一手段として利用される。本章では，立場を変えて，伝送回路網の観点から2線式時分割通話路の伝送特性を求めることにより，レゾナント・トランスファ回路の機能，双方向増巾の効果を前章までとは別な観点から考察し，2線式時分割通話路においてレゾナント・トランスファ回路が果たす役割の物理的意味を明らかにする。

なお本章の計算手法そのものは，とくに新しいものではなく，すでに発表された手法[2]を一部踏襲しているが，得られる結果は，既発表の理論に比べて非常に明快であり，2線式時分割通話路とレゾナント・トランスファ回路の機能を理解するのに，きわめて有効である。

5.1　2線式時分割通話路の伝送特性の一般的記述

レゾナント・トランスファを利用した2線式時分割通話路の動作に関する文献としては，K.W. Cattermoleの論文[2]，~~が最初のものと考えられ，その後~~C. A. Desoerの論文[3]，G. Krausの論文[5]等いくつかの論文が発表されている。これらの論文によって，レゾナント・トランスファを用いた2線式時分割通話路において，原理的には無損失伝送が可能であることが種々な方法によって示されているが，いずれも，どちらかといえば中央のレゾナント・トランスファ回路を中心とした立場で計算がなされており，信号源と負荷との間に介在する伝送回路網という見方での解釈は行なわれていない。しかし，実用上の立場からは，帯域内の信号すなわちサンプリング周波数の½以下の周波数の信号について，伝送系としてどのような挙動を示すかということを把握しておくことが必要である。本章では，このように，伝送回路網の観点から2線式時分割通話路の特性を調べる。

本章の解析に用いた手法は，前掲のK.W. Cattermoleが用いたPulse Sequence Impedanceの概念を基調としており，数学的にはとくに新しいところはないが，すでに発表されている論文とは異なった取り扱いにより，全く新しい結果をいくつか得ている。

5.1.1　レゾナント・トランスファ回路における共振の一般形

2線式時分割通話路について従来発表されている論文では，レゾナント・トランスファは，理想的に行なわれるものとの仮定から出発しているものが多い。しかし，本章では，すでに前章までに詳述したようなパラメータ励振をかけられたインダクタやキャパシタをもつレゾナント・トランスファ回路にも適用できるよう，できるだけ一般的な形でレゾナント・トランスフ

ァの特性を記述することから始める。

本章では，２線式時分割通話路の伝送特性を問題にするのであるから，レゾナント・トランスファ回路での共振そのものの細部は問題でなく，共振開始の直前と共振終了の直後の状態さえ与えられていればよい。そこで，まず，これら共振の初期値と最終値を一般的な形で考察しておくこととする。

図 5. 1 は，レゾナント・トランスファ回路における共振の初期値と最終値の一般形を求めるために用意した図である。(a)は，共振の初期条件として，キャパシタ C_1 にのみ非零の電荷が存在する場合すなわち

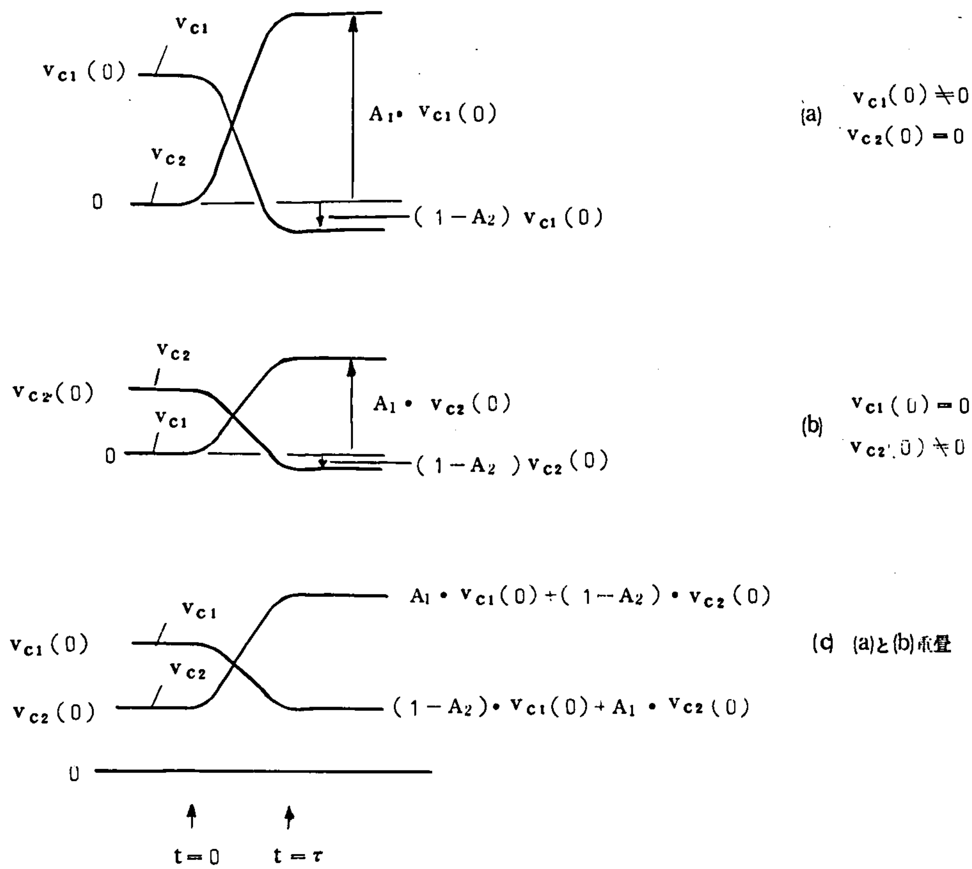


図 5. 1　レゾナント・トランスファの初期値と最終値の一般形

$$\left.\begin{array}{l} v_{c1}\ (0) \neq 0, \\ v_{c2}\ (0) = 0 \end{array}\right\} \qquad (5.1)$$

のときの一般的な共振波形を示したもので，ここでは，共振回路の線形性だけが仮定されている。図では，新しいパラメータとしてA_1，A_2が導入されているが，前章までの議論でA_1は増巾に関係するパラメータ，A_2は反射に関係するパラメータであることが容易に知られよう。図 5.1 (b)は，(a)とは反対に初期条件

$$\left.\begin{array}{l} v_{c1}\ (0) = 0, \\ v_{c2}\ (0) \neq 0 \end{array}\right\} \qquad (5.2)$$

の場合を示したものである。こゝでは，共振回路の線形性と可逆性を仮定して(a)の場合と同じパラメータA_1，A_2を用いてある。

さて，一般には，初期条件としては，

$$v_{c1}(0),\quad v_{c2}(0) \neq 0 \qquad (5.3)$$

と考えるのが普通であるが，この場合には上記の２つの場合を線形重畳すればよい。図 5.1 (c)が，その場合の様子を示したものである。

図 5.1 (a)あるいは(b)に示した波形は，v_{c1}とv_{c2}は一般には$v_{c1}(0)/2$あるいは$v_{c2}(0)/2$について非対称であるから，このような場合を“波形非対称のレゾナント・トランスファ”と呼ぶことにする。これに対して，$A_1 = A_2$のような場合は，対称となる場合があり，このような場合を“波形対称のレゾナント・トランスファ”と呼ぶことにする。

ところで，レゾナント・トランスファの行なわれる時間τは，サンプリング周期Tに比べて非常に小さいのが普通で，通話路系としてマクロに現象を観察するときには，インパルス現象とみなし，各サンプリングの直前直後の値のみがわかっていればよい。そこで，いま時刻

$$t = nT\ (n = \cdots, -2, -1, 0, 1, 2, \cdots) \qquad (5.4)$$

においてサンプリングが行なわれるものとすると，サンプリングの直前におけるキャパシタC_1，C_2の電圧$v_{c1}(nT-0)$，$v_{c2}(nT-0)$に対して，サンプリングの直後におけるキャパシタC_1，C_2の電圧$v_{c1}(nT+0)$，$v_{c2}(nT+0)$は，図 5.1 (c)を参照して

$$\left.\begin{array}{l} v_{c1}(nT+0) = (1-A_2)\cdot v_{c1}\ (nT-0) + A_1\cdot v_{c2}\ (nT-0), \\ v_{c2}(nT+0) = A_1\cdot v_{c1}\ (nT-0) + (1-A_2)\cdot v_{c2}\ (nT-0) \end{array}\right\} \qquad (5.5)$$

となる。

本章では，式 (5.5) に示されるような一般的な共振現象を示すレゾナント・トランスファ回路をもつ２線式時分割通話路の伝送特性を求める。

5.1.2　Pulse Sequence Impedance

レゾナント・トランスファ回路に流れる共振電流は，サンプリングのパルス巾τがサンプリング周期Tに比べて十分小さいと，図5.2に示した沪波器のインダクタL_1，L_2の作用により共振期間中には沪波器側に流れるということはなく，すべてキャパシタC_1，C_2を流れ，インダクタL_1，L_2がある限り沪波器の回路構成とは無関係で，レゾナント・トランスファ回路の回路構成と，C_1，C_2の初期電圧によってのみ定まる。したがって，共振電流は，沪波器に対しては，強制インパルス電流源として作用すると考えてよく，レゾナント・トランスファ回路に流れるインパルス電流を中心に考えると，2線式時分割通話路は図5.2のようになっていると考えてよい。I_1，I_2は，共振すなわちサンプリングのたびに電流インパルスを発生するインパルス電流源で，その大きさは後に示す。

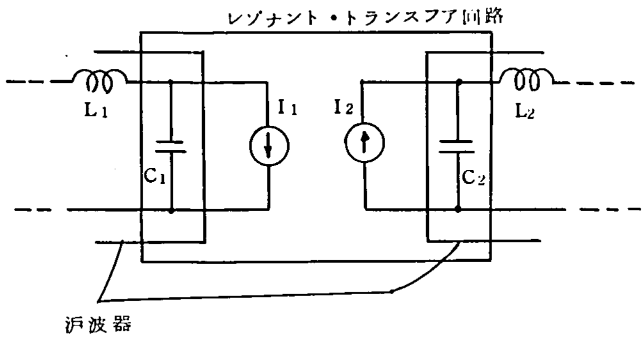


図5.2　レゾナント・トランスファ回路を中心に考えた2線式時分割通話路

まず，回路解析の準備として，このような電流インパルス列に対して，沪波器回路網がどのような挙動を示すかということを考えてみよう。

レゾナント・トランスファ回路（つまりインパルス電流源）側から沪波器を見たインピーダンスをZ(p)（pは複素周波数）としておくと，これに時刻t＝0においてモーメント1のインパルス電流を印加したときのインパルス応答は，よく知られているように

$$A(t)=\mathcal{L}^{-1}\{Z(p)\}=\frac{1}{2\pi j}\int_{\gamma-j\infty}^{\gamma+j\infty}Z(p)\varepsilon^{pt}\,dp \qquad (5.6)$$

で与えられる。$\mathcal{L}^{-1}$ は逆ラプラス変換である。Z(p) が有理関数で，かつ極がすべて1位のときは

$$Z(p)=\frac{P(p)}{Q(p)} \tag{5.7}$$

とすれば，極を $p=p_r$ として

$$A(t)=\sum_r \frac{P(p_r)}{Q'(p_r)}\varepsilon^{p_r t} \tag{5.8}$$

で与えられる。

インパルスのモーメントが a で，時刻 $t=t_0$ に印加される場合のインパルス応答を v(t) とすれば

$$v(t)=aA(t-t_0) \tag{5.9}$$

である。

さて，周期Tで生じるインパルス電流列に対する応答は，個々のインパルスに対する応答の重畳で与えられるから，時刻 $t=nT$ にモーメント a_n のインパルスが生じるものとすると，時刻 $t=mT+t'$ ($n\leq m$, $0\leq t'<T$☆) においては

$$v(mT+t')=\sum_n a_n A(t'+mT-nT) \tag{5.10}$$

となる。いま，インパルス列が周波数 $\omega/2\pi$ で変調をうけた両極性パルスであるとするとこのインパルス列のモーメントを複素表示して

$$a_n=\varepsilon^{j\omega(t_0+nT)} \tag{5.11}$$

とおくことができる。ωt_0 は，変調波とサンプリングの，$t=0$ における相対位相差である。このようなインパルス列に対して，系が定常状態に達していると，インパルス応答を表わす式(5.10)において，着目している時刻 $t=mT+t'$ での応答は，無限の過去から $t=mT+t'$ の直前のインパルスすなわち $t=mT$ におけるインパルスまでの影響を総合すればよいから

$$\begin{aligned} v(mT+t') &= \sum_{n=m}^{-\infty}\varepsilon^{j\omega(t_0+nT)}A(t'+mT-nT) \\ &= \sum_{n=0}^{\infty}\varepsilon^{j\omega\{t_0+(m-n)T\}}A(t'+nT) \\ &= a_m\sum_{n=0}^{\infty}\varepsilon^{-j\omega nT}A(t'+nT) \end{aligned} \tag{5.12}$$

と表わされる。式(5.12)は，$mT\leq t<(m+1)T$☆☆ の間の応答を表わすと同時に，その大

☆ 厳密には，インパルスが終ってのち，すなわち $+0\leq t'<T$

☆☆ 〃 $mT+0\leq t<(m+1)T$

きさが，直前のインパルスの複素モーメント a_m に依存していることを示している。

さて，レゾナント・トランスファ回路では，サンプリングの直前と直後の応答電圧が重要である。そこで，まず，インパルスが印加された直後の応答 b_m を求めると，$t=mT$ における インパルスすなわち $n=0$ のインパルスの影響を含めて，

$$b_m = a_m \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon^{-j\omega nT} A(nT) \tag{5.13}$$

となる。いま，入力信号の複素表示が

$$a = \varepsilon^{j\omega(t_0+t)} \tag{5.14}$$

であるとすると，サンプル値列 b_m（$m=\cdots, -2, -1, 0$）と入力を関係づける量として

$$G(j\omega, T) = \sum_{n=0}^{\infty} \varepsilon^{-j\omega nT} A(nT) \tag{5.15}$$

を定義し，これを Pulse Sequence Impedance と名づける。この Pulse Sequence Impedance は，式（5.15）の表示から明らかなように，$t=mT$☆ においてのみ意味をもっている関数で，サンプリング系の解析手法としてすでに知られているZ－変換においてパルス伝達関数と呼ばれているものと類似のものである。なお，Z－変換では，パルス伝達関数は $G^*(z)$ あるいは $G^*(j\omega)$ のように＊印を付して，サンプリングされた量であることを表わすのが普通であるが，こゝでは表現の便宜上単に G としておく。この $G(j\omega, T)$ を用いると，$t=mT$☆☆ においてのみ意味のある式として

$$b = G(j\omega, T)\cdot a \tag{5.16}$$

が得られる。Tはサンプリング周期で，通常は一定であるから，以下の議論では

$$G(j\omega, T) \rightarrow G(j\omega)$$

として，Gを $j\omega$ のみの関数としておく。

同様にして，サンプリングの直前の関係を記述するために，

$$G_1(j\omega) = \sum_{n=1}^{\infty} \varepsilon^{-j\omega nT}\cdot A(nT) \tag{5.17}$$

$$= G(j\omega) - A(0) \tag{5.17'}$$

を定義しておく。これによって，$t=mT$☆☆☆ においてのみ意味のある式として

$$b_1 = G_1(j\omega)\cdot a \tag{5.18}$$

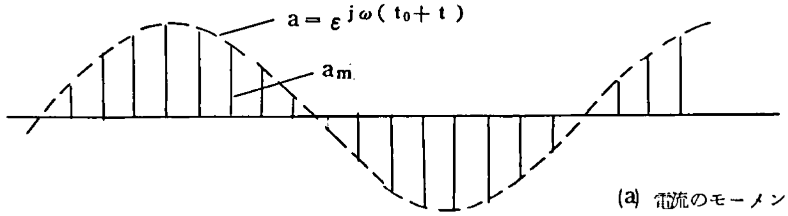
が得られる。

☆ 厳密には，$t=mT+0$

☆☆ 〃 $t=mT+0$

☆☆☆ 〃 $t=mT-0$

これら a, b, b_1 の関係は, 図 5.3 に示したとおりで, $G(j\omega)$, $G_1(j\omega)$ は, 信号電流源 a から応答電圧 b, b_1 への変換要素すなわち広義のインピーダンスと考えることができ, Pulse Sequence Impedance なる名称が与えられている。



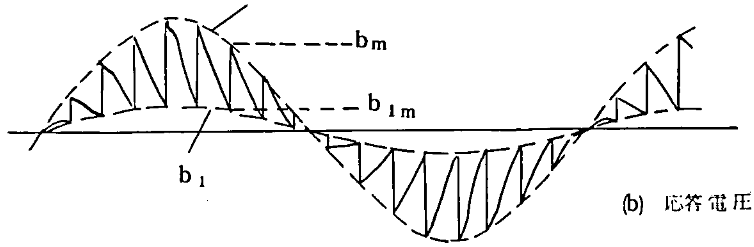


図 5.3　インパルス電流列と応答電圧の関係

こゝで, 後の議論の便のため, Pulse Sequence Impedance の性質の二三を調べておく。

まず, Pulse Sequence Impedance $G(j\omega)$ からインパルス・レスポンス $A(t)$ への逆変換を求めると, $G(j\omega)$ は式(5.15)から ω について周期 $\Omega = 2\pi/T$ の周期性をもつことが知られるから, インパルス応答はインパルスが印加される以前は零であるということすなわち

$$A(nT) = 0, \quad n = -1, -2, \cdots\cdots \qquad (5.19)$$

を考慮して $G(j\omega)$ をフーリエ展開すれば

$$G(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} A(nT)\,\varepsilon^{-jn\omega T}$$

のフーリエ係数から

$$A(nT)=\frac{T}{2\pi}\int_{-\frac{\pi}{T}}^{\frac{\pi}{T}} G(j\omega)\,\varepsilon^{jn\omega T}\,d\omega \qquad (5.20)$$

が得られる。この式（5.20）は項5.1.4で利用する。

つぎに，Z－変換の考え方あるいはLinvill 流のインパルス変調法の考え方とG(jω)の関係を調べ，G(jω) とインピーダンス関数Z(jω)の関係を求めておく。Z－変換の考え方によれば，時間関数f(t) に対して，これを周期Tでサンプリングしたインパルス列

$$
\begin{aligned}
f^*(t) &= f(0)\,\delta(t)+f(T)\,\delta(t-T)+\cdots\\
&=\sum_{n=0}^{\infty} f(nT)\,\delta(t-nT)\\
&=f(t)\sum_{n=0}^{\infty}\delta(t-nT) \qquad (5.21)
\end{aligned}
$$

を考え，これのラプラス変換として

$$F^*(p)=\sum_{n=0}^{\infty} f(nT)\,\varepsilon^{-npT} \qquad (5.22)$$

を求め，$\varepsilon^{pT}=z$ とおいて

$$F^*(z)=\sum_{n=0}^{\infty} f(nT)\,z^{-n} \qquad (5.23)$$

をf(t) のZ－変換と呼んでいる。一方，式（5.21）においてf(t) をインパルス応答と考えれば

$$f(t)=0,\quad t<0 \qquad (5.24)$$

であるから，式（5.21）はΣの下限を変えて

$$f^*(t)=f(t)\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t-nT) \qquad (5.25)$$

とかくことができる。こゝで単位モーメントのインパルス列 $\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t-nT)$ をフーリエ級数表示して

$$\left.\begin{aligned}
&\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t-nT)=\frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\varepsilon^{jn\Omega t}\\
&\text{たゞし}\ \Omega=2\pi/T
\end{aligned}\right\} \qquad (5.26)$$

とし，

$$f^*(t)=\frac{1}{T}f(t)\sum_{n=-\infty}^{\infty}\varepsilon^{jn\Omega t}$$

としたのち，これをラプラス変換すれば，f(t) がインパルス応答であることから

$$\mathcal{L}\left\{\varepsilon^{-\alpha t}f(t)\right\}=F(p+\alpha)$$

を用いて

$$F^*(p)=\frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty}F(p+jn\Omega) \tag{5.27}$$

を得ることができる。ところで，一般に

$$f(0)=\frac{1}{2}\left\{f(+0)+f(-0)\right\}$$

であることを考慮すれば

$$\left.\begin{array}{l} f(+0)\neq 0, \\ f(-0)=0 \end{array}\right\} \tag{5.28}$$

である場合

$$f(0)=\frac{1}{2}f(+0) \tag{5.29}$$

である。したがって，式(5.22)は，

$$F^*(p)=f(0)+\sum_{n=1}^{\infty}f(nT)\varepsilon^{-npT}$$

$$=\frac{1}{2}f(+0)+\sum_{n=1}^{\infty}f(nT)\varepsilon^{-npT} \tag{5.30}$$

となることがわかる。これからFをGとし，式(5.27)を考慮してさらに$p\to j\omega$とすれば$G(j\omega)$の定義より，式(5.6)などを用いて

$$G(j\omega)=\sum_{n=0}^{\infty}A(nT)\varepsilon^{-jn\omega T}\quad=A(+0)+\sum_{n=1}^{\infty}A(nT)\varepsilon^{-jn\omega T}$$

$$=\frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty}Z(j\omega+jn\Omega)+\frac{1}{2}A(+0) \tag{5.31}$$

が得られる。このように，$t=0$におけるインパルス応答が零でないときの事情は，インパルス応答を図5.4のように考えれば容易に理解することができよう。

すなわち，式(5.31)の第1項$(1/T)\sum_{n=-\infty}^{\infty}Z(j\omega+jn\Omega)$は，$t=0$における値を問

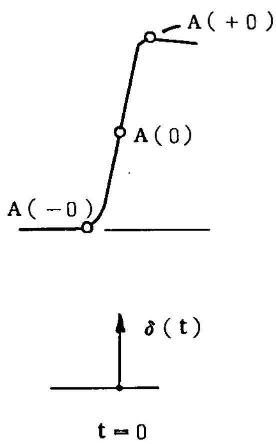


図 5. 4　t=0におけるインパルス応答

題としており，こゝでは，サンプリングがまだ半分しか行なわれていないのである。

さて，定義式(5.17′)によれば，式(5.31)から

$$G_1(j\omega)=\frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty}Z(j\omega+jn\Omega)-\frac{1}{2}A(+0) \tag{5.32}$$

を得る。

さいごに，図 5.2 に示した 2 線式時分割通話路の沪波器のように，キャパシタCとインダクタLをもつような回路のPulse Sequence Impedanceについては，単位モーメントのインパルス電流による電位変化から

$$A(0)^{☆}=1/C \tag{5.33}$$

が容易にわかるから

$$G(j\omega)-G_1(j\omega)=A(0)=1/C \tag{5.34}$$

あるいは

$$G(j\omega)=\frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty}Z(j\omega+jn\Omega)+\frac{1}{2C}\quad, \tag{5.35}$$

$$G_1(j\omega)=\frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty}Z(j\omega+jn\Omega)-\frac{1}{2C} \tag{5.36}$$

☆　厳密にはA(+0)

などの関係が得られる。これらの関係式は節5.2で利用する。

5.1.3　伝送特性の計算

本項では，前項で定義したPulse Sequence Impedanceを用いて，2線式時分割通話路の伝送特性を求めてみる。

まず，2線式時分割通話路の基本構成を図5.5とする。この図で，中央部の2つの電流源は項5.1.1で述べた波形非対称なレゾナント・トランスファを考慮したレゾナント・トランスファ回路の等価回路で，左端の電流源 v_0/R_1 と抵抗 R_1 は信号源，右端の R_2 は負荷である。信号源は，図5.6に示したように，開放電圧が

$$v_0 = V_0 \cdot \varepsilon^{j\omega(t_0+t)} \qquad (5.37)$$

で内部抵抗 R_1 の電源を等価変換したものである。図5.5で，R_1，R_2 は純粋な抵抗ではなく，一般的なインピーダンスを表わしたものであるが，文字の混同を避けるため便宜上Zでなく R を用いてある。

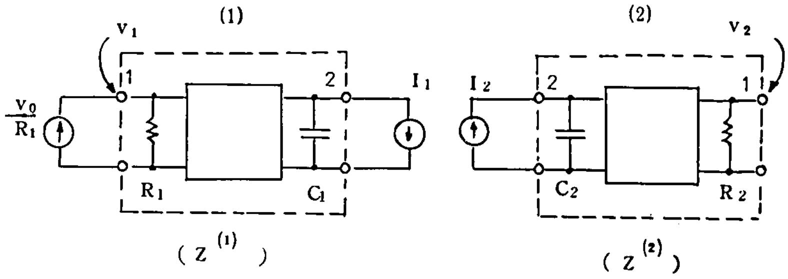


図5.5　2線式時分割通話路の基本等価回路

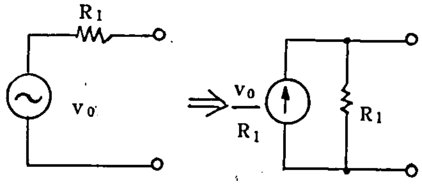


図5.6　信号源の等価変換

さて，図 5.5 で，R_1，R_2 と，共振用キャパシタ C_1，C_2をそれぞれ点線のように内部に含んだ回路網を沪波器の 4 端子網とみなし，それぞれの端子対 1, 2 間について Z－マトリクスを考える。そして，以下の議論では，区別のため，共振回路より左の部分に関する物理量には右肩に添字(1)を，また右の部分のそれらには添字(2)をつけて表示することにする。この Z－マトリクス表示による 4 端子網を用いることにより，左右の沪波器回路網は，いずれも端子対 1 側で開放状態にあると考えることができる。以下，この図 5.5 の回路について，Cattermole の手法を一部参考にしながら解析を進めることにする。

まず，レゾナント・トランスファによって生じる電流インパルス列を

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= V_0 C \sum_n \varepsilon^{j\omega(t_0+t)} F_1(j\omega)\,\delta(t-nT), \\ I_2 &= V_0 C \sum_n \varepsilon^{j\omega(t_0+t)} \cdot F_2(j\omega)\,\delta(t-nT) \end{aligned}\right\} \qquad (5.38)$$

とする。こゝで，$F_1(j\omega)$，$F_2(j\omega)$ は後で定める関数で，☆ δ はデルタ関数を表わしている。キャパシタ C_1 の電位は，図 5.5 から明らかなように，信号電流源 v_0/R_1 による開放端電圧と，電流インパルス列 I_1 によるものの線形重畳で与えられる。そこで，前項の $G(j\omega)$，$G_1(j\omega)$ を用いると

$$\begin{aligned} &v_{c1}(nT-0) \\ &= \frac{V_0\,\varepsilon^{j\omega(t_0+nT)}}{R_1} \cdot Z_{21}^{(1)}(j\omega) - V_0 C \varepsilon^{j\omega(t_0+nT)} F_1(j\omega) \cdot G_1^{(1)}(j\omega) \\ &= \left\{ \frac{Z_{21}^{(1)}(j\omega)}{R_1} - C \cdot F_1(j\omega) \cdot G_1^{(1)}(j\omega) \right\} V_0\,\varepsilon^{j\omega(t_0+nT)} \end{aligned} \qquad (5.39)$$

および

$$\begin{aligned} &v_{c1}(nT+0) \\ &= \left\{ \frac{Z_{21}^{(1)}(j\omega)}{R_1} - C \cdot F_1(j\omega) \cdot G^{(1)}(j\omega) \right\} V_0\,\varepsilon^{j\omega(t_0+nT)} \end{aligned} \qquad (5.40)$$

☆ したがって，I_1, I_2 も後で定まることになる。また，v_0 とインパルス電流の位相差は F の中に現われる。

が成立する。これらの式の右辺第１項は信号電流源による電圧☆，第２項は電流インパルスによる電圧で，式（５.３９）と式（５.４０）のちがいは，着目している時刻が $t=nT$ の直前であるか直後であるかによって，Pulse Sequence Impedance として $G_1(j\omega)$ を用いるか $G(j\omega)$ を用いるかである。

つぎに，キャパシタ C_2 については，エネルギ源として電流インパルス列 I_2 だけを考えればよいから，上とほゞ同様にして

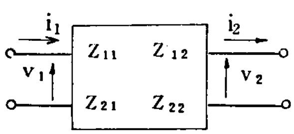
$$\left.\begin{aligned} v_{c2}\,(nT-0) &= \left\{C\cdot F_2(j\omega)\cdot G_1^{(2)}(j\omega)\right\}V_0\,\varepsilon^{j\omega(t_0+t)}, \\ v_{c2}\,(nT+0) &= \left\{C\cdot F_2(j\omega)\cdot G^{(2)}(j\omega)\right\}V_0\,\varepsilon^{j\omega(t_0+t)} \end{aligned}\right\} \qquad (5.41)$$

が成立する。$G(j\omega)$，$G_1(j\omega)$ は，レゾナンド・トランスファ回路側から沪波器を見たときのPulse Sequence Impedance であるから，いまの場合には，$Z_{22}(p)$ の Pulse Sequence Impedanceである。右肩の添字(1)，(2)は上述の約束によって，それぞれ左側および右側の沪波器に関する量であることを示すものである。そこで，これらの式（５.４０），式（５.４１）を，項5.1.1で求めた式（５.５）に代入すると，

$$\left.\begin{aligned} &\frac{Z_{21}^{(1)}(j\omega)}{R_1} - C\cdot F_1(j\omega)\cdot G^{(1)}(j\omega) \\ &= (1-A_2)\left\{\frac{Z_{21}^{(1)}(j\omega)}{R_1} - C\cdot F_1(j\omega)\cdot G_1^{(1)}(j\omega)\right\} + A_1\cdot C\cdot F_2(j\omega)\cdot G_1^{(2)}(j\omega), \\ &C\cdot F_2(j\omega)\cdot G^{(2)}(j\omega) \\ &= A_1\left\{\frac{Z_{21}^{(1)}(j\omega)}{R_1} - C\cdot F_1(j\omega)\cdot G_1^{(1)}(j\omega)\right\} + (1-A_2)\cdot C\cdot F_2(j\omega)\cdot G_1^{(2)}(j\omega) \end{aligned}\right\} \qquad (5.42)$$

が得られる。これを $F_1(j\omega)$，$F_2(j\omega)$ に関する連立方程式と見て $F_1(j\omega)$，$F_2(j\omega)$ を解き

☆　Ｚ－マトリクス表示には，普通



$$\left.\begin{aligned} v_1 &= Z_{11}\,i_1 - Z_{12}\,i_2 \\ v_2 &= Z_{21}\,i_1 - Z_{22}\,i_2 \end{aligned}\right\}$$

が用いられる。式（５.３９）においては $i_2=0$ として

$v_2=Z_{21}\,i_1$ を適用すればよい。なお，Ｚ－マトリクスにおける可逆条件は $Z_{12}=Z_{21}$ である。

出すと,

$$\left.\begin{aligned}
F_1(j\omega) &= \frac{A_2\{G^{(2)}-(1-A_2)G_1^{(2)}\}-A_1^{\,2}G_1^{(2)}}{\{G^{(1)}-(1-A_2)G_1^{(1)}\}\{G^{(2)}-(1-A_2)G_1^{(2)}\}-A_1^{\,2}G_1^{(1)}G_1^{(2)}}\cdot\frac{Z_{21}^{(1)}}{R_1C}\,,\\
F_2(j\omega) &= \frac{A_1\{G^{(1)}-G_1^{(1)}\}}{\{G^{(1)}-(1-A_2)G_1^{(1)}\}\{G^{(2)}-(1-A_2)G_1^{(2)}\}-A_1^{\,2}G_1^{(1)}G_1^{(2)}}\cdot\frac{Z_{21}^{(1)}}{R_1C}
\end{aligned}\right\}\quad(5.43)$$

が得られる。たゞし,上式では,簡単のため$G(j\omega)$, $G_1(j\omega)$, $Z_{21}(j\omega)$ などを単にG, G_1 Z_{21}などとしてある。このような省略は,以下でも適宜行なう。

これらの$F_1(j\omega)$, $F_2(j\omega)$を式(5.38)に適用すると,電流インパルス列のモーメントが得られたことになる。

いま,われわれが問題にしようとしているのは,音声帯域,したがって基本波成分であるから,このようにして得たインパルス電流の基本波成分を求め,それらの複素振巾を$I_1(j\omega)$, $I_2(j\omega)$と表示することにすれば

$$\left.\begin{aligned}
I_1\text{の基本波} &= V_0C\cdot\frac{F_1(j\omega)}{T}\cdot\varepsilon^{j\omega(t_0+t)} \equiv I_1(j\omega)\cdot\varepsilon^{j\omega(t_0+t)},\\
I_2\text{の基本波} &= V_0C\cdot\frac{F_2(j\omega)}{T}\cdot\varepsilon^{j\omega(t_0+t)} \equiv I_2(j\omega)\cdot\varepsilon^{j\omega(t_0+t)}
\end{aligned}\right\}$$

すなわち

$$\left.\begin{aligned}
I_1(j\omega) &= \frac{C\cdot F_1(j\omega)}{T}\cdot V_0\,,\\
I_2(j\omega) &= \frac{C\cdot F_2(j\omega)}{T}\cdot V_0
\end{aligned}\right\}\quad(5.44)$$

となる。☆ これらをもとにして,図5.5の2線式時分割通話路の入出力の端子対の電圧 v_1, v_2 の基本波成分を求めると,v_1, v_2をそれぞれ

$$\left.\begin{aligned}
v_1 &= V_1(j\omega)\cdot\varepsilon^{j\omega(t_0+t)}\,,\\
v_2 &= V_2(j\omega)\cdot\varepsilon^{j\omega(t_0+t)}
\end{aligned}\right\}\quad(5.45)$$

と表示することにして

☆ 付録3参照

$$V_1(j\omega)=\frac{V_0}{R_1}\cdot Z_{11}^{(1)}(j\omega)-Z_{12}^{(1)}(j\omega)\cdot I_1(j\omega),$$
$$V_2(j\omega)=Z_{12}^{(2)}(j\omega)\cdot I_2(j\omega) \qquad (5.46)$$

となる。これらの $I_1(j\omega)$，$I_2(j\omega)$ に式（5.44），式（5.43）を代入すると

$$V_1(j\omega)=\frac{V_0}{R_1}\left[Z_{11}^{(1)}-\frac{A_2\{G^{(2)}-(1-A_2)G_1^{(2)}\}-A_1^2G_1^{(2)}}{\{G^{(1)}-(1-A_2)G_1^{(1)}\}\{G^{(2)}-(1-A_2)G_1^{(2)}\}-A_1^2G_1^{(1)}G_1^{(2)}}\cdot\frac{Z_{12}^{(1)}\cdot Z_{21}^{(1)}}{T}\right], \qquad (5.47)$$

$$V_2(j\omega)=\frac{V_0}{R_1}\cdot\frac{A_1\{G^{(1)}-G_1^{(1)}\}}{\{G^{(1)}-(1-A_2)G_1^{(1)}\}\{G^{(2)}-(1-A_2)G_1^{(2)}\}-A_1^2G_1^{(1)}G_1^{(2)}}\cdot\frac{Z_{12}^{(2)}\cdot Z_{21}^{(1)}}{T} \qquad (5.48)$$

となる。なお式（5.47）は，沪波器回路網が通常の受動回路網のときは，可逆条件から

$$Z_{12}^{(1)}=Z_{21}^{(1)} \qquad (5.49)$$

であるから，右辺第２項の最後の部分は，$\{Z_{12}^{(1)}(j\omega)\}^2/T$ とすることができる。また，式（5.48）から，電圧伝送比として

$$K(j\omega)=\frac{2V_2(j\omega)}{V_0} \qquad (5.50)$$

を定義すると

$$K(j\omega)=\frac{2A_1\{G^{(1)}-G_1^{(1)}\}}{\{G^{(1)}-(1-A_2)G_1^{(1)}\}\{G^{(2)}-(1-A_2)G_1^{(2)}\}-A_1^2G_1^{(1)}G_1^{(2)}}\cdot\frac{Z_{12}^{(2)}\cdot Z_{21}^{(1)}}{TR_1} \qquad (5.51)$$

となる。信号源と負荷のインピーダンスが純抵抗で等しく $R_1=R_2$ のときは，$K(j\omega)$ の定義から，$|K(j\omega)|\gtrless 1$ に応じて通話路系としては利得または損失が生じることになり，また $K(j\omega)$ の位相角は，信号源から負荷までの位相推移を表わすことになる。

つぎに，図 5.5 の２線式時分割通話路の入力インピーダンスについて考察しよう。同図で，R_1 は信号源の内部抵抗であるから，これを除いて右を見たインピーダンスを入力インピーダンス Z_{in} とすると，信号源に対する等価回路は図 5.7 のようになるから，

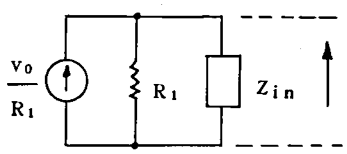


図 5.7　信号源に対する等価回路

$$Z_{in} = \frac{V_1(j\omega)}{V_0 - V_1(j\omega)} \cdot R_1 \qquad (5.52)$$

として求めることができる。上式の $V_1(j\omega)$ には，式（5.47）を代入すればよい。

5.1.4　理論上の限界

以上，2線式時分割通話路の伝送特性，入力インピーダンスなどについて一般式を導くことができた。次節では，2線式時分割通話路を，伝送回路網として見通しのよい形で表現することを考えるが，その前に，本項では上に得られた諸式をもとにして，エネルギ伝送の立場から理論上得られる限界を追求する。

そのため，まず，2つの沪波器は全く同じ構造であるとし，かつ同一の公称インピーダンス（純抵抗）

$$R_1 = R_2 = R_0 \qquad (5.53)$$

で終端されているものとする。したがって，以下では，左右の沪波器を区別するための右肩の添字(1)，(2)を省略する。

このような仮定のもとでは，電圧伝送比 $K(j\omega)$ は，式（5.34）も考慮して

$$K(j\omega) = \frac{2A_1}{\{G-(1-A_2)G_1\}^2 - A_1^2 G_1^2} \cdot \frac{Z_{12}^2}{CR_0T} \qquad (5.54)$$

で，その絶対値は

$$|K(j\omega)| = \frac{2A_1}{CR_0T} \quad \frac{|Z_{12}^2|}{|\{G-(1-A_2)G_1\}^2 - A_1^2 G_1^2|} \qquad (5.55)$$

となる。一方，インパルス応答 $A(t)$ と，インピーダンスの実部 $R(\omega)$ の間には

$$A(t) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty} R(\omega)\,\varepsilon^{j\omega t}\,d\omega \qquad (5.56)$$

の関係があり，☆ また，エネルギ関係から

$$R_0 R(\omega) = |Z_{12}(\omega)|^2 \qquad (5.57)^{☆☆}$$

が得られるから，式（5.55）を用いてR_0を消去すれば

$$R(\omega) = \frac{|K(j\omega)|}{2A_1} |\{G-(1-A_2)G_1\}^2 - A_1^2 G_1^2| \cdot CT \qquad (5.58)$$

となる。そこで，項5.1.2の式（5.20）と式（5.56），式（5.58）を組み合わせると

$$\frac{2\pi}{T} A(nT) = \int_{-\frac{\pi}{T}}^{\frac{\pi}{T}} G(j\omega)\, \varepsilon^{jn\omega T}\, d\omega$$

$$= \frac{C}{A_1} \int_{-\infty}^{\infty} |K(j\omega)| \cdot |\{G-(1-A_2)G_1\}^2 - A_1^2 G_1^2|\, \varepsilon^{jn\omega T}\, d\omega \qquad (5.59)$$

が得られる。そこで，理想的な通話路系の伝送特性として

$$\left.\begin{aligned} |K(j\omega)| &= k, \quad 0 \leq |\omega| < \pi/T, \\ &= 0, \quad \pi/T < |\omega| \end{aligned}\right\} \qquad (5.60)$$

を与えると，式（5.59）は

$$\int_{-\frac{\pi}{T}}^{\frac{\pi}{T}} G(j\omega)\varepsilon^{jn\omega T}\, d\omega = \frac{kC}{A_1} \int_{-\frac{\pi}{T}}^{\frac{\pi}{T}} |\{G-(1-A_2)G_1\}^2 - A_1^2 G_1^2|\, \varepsilon^{jn\omega T}\, d\omega$$

となる。この式は，両辺ともフーリエ係数の表示式となっており，$G(j\omega)$と$|\{G(j\omega)-(1-A_2)G_1(j\omega)\}^2 - A_1^2\{G_1(j\omega)\}^2|$が相似のスペクトル構造をもっていなければならないことを示している。すなわち

$$G(j\omega) = \frac{kC}{A_1} |\{G(j\omega)-(1-A_2)G_1(j\omega)\}^2 - A_1^2\{G_1(j\omega)\}^2| \qquad (5.61)$$

が成り立たねばならない。

そのため，この条件をみたすもっとも簡単な場合として

$$G_1(j\omega) = 0 \qquad (5.62)$$

の場合を以下考察する。この場合

$$G(j\omega) = \frac{A_1}{kC} \qquad (5.63)$$

☆ たとえば喜安・大野・池野：回路網理論，岩波講座現代応用数学p13など参照

☆☆ 付録4参照

がたゞちに得られ，また

$$G(j\omega)=G_1(j\omega)+\frac{1}{C}=\frac{1}{C} \tag{5.64}$$

であることから

$$k=A_1 \tag{5.65}$$

が得られる。これは，k したがって $|K(j\omega)|\ (0\leq|\omega|<\pi/T)$ が共振回路での増巾度パラメータ A_1 によってのみ定まることを示している。

このとき，式(5.58)，式(5.60)から

$$\left.\begin{aligned} R(\omega)&=\frac{T}{2C}, & 0\leq|\omega|<\pi/T,\\ &=0, & \pi/T<|\omega| \end{aligned}\right\} \tag{5.66}$$

となり，$\omega=0$ においては低域沪波器の性質から $R(\omega)\to R_0$ となるから，式(5.57)により，

$$R(\omega)=R_0=|Z_{12}(j\omega)|=\frac{T}{2C} \tag{5.67}$$

が得られる。そこで，以下

$$\left.\begin{aligned} Z_{12}(j\omega)&=R_0\,\varepsilon^{j\theta}, & 0\leq|\omega|<\pi/T,\\ &=0, & \pi/T<|\omega| \end{aligned}\right\} \tag{5.68}$$

と表現することにする。θ は角周波数 ω の関数であって，沪波器の移相特性を示すものと考えてよい。

式(5.67)は，レゾナント・トランスファ回路のキャパシタの容量値と公称インピーダンスの関係を示す重要な式である。

つぎに，式(5.62)，式(5.64)の条件のもとでは，式(5.47)から

$$\left.\begin{aligned} V_1(j\omega)&=\frac{V_0}{R_0}\left[Z_{11}-A_2\frac{R_0}{2}\varepsilon^{2j\theta}\right], & 0\leq|\omega|<\pi/T,\\ &=\frac{V_0}{R_0}Z_{11}\ , & \pi/T<|\omega| \end{aligned}\right\} \tag{5.69}$$

となり，入力インピーダンス Z_{in} は式(5.52)から

$$\left.\begin{aligned} Z_{in}&=\frac{Z_{11}-\frac{A_2}{2}R_0\,\varepsilon^{2j\theta}}{\left(1+\frac{A_2}{2}\varepsilon^{2j\theta}\right)R_0-Z_{11}}R_0, & 0\leq|\omega|<\pi/T, \end{aligned}\right. \tag{5.70}$$

$$= \frac{Z_{11}}{R_0 - Z_{11}} R_0, \qquad \pi/T < |\omega| \Bigg\}$$

となる。理想的な場合としては，レゾナント・トランスファ回路において反射がなく，したがって

$A_2 = 1$

の場合には，Z_{in} は，帯域内では信号源の公称インピーダンス（純抵抗）R_0 と整合がとれていなければならず，また帯域外ではエネルギを消散するような実部をもってはならないから，

$$\left.\begin{aligned} Z_{in} &= R_0, & 0 \leq |\omega| < \pi/T, \\ &= jx, & \pi/T < |\omega| \end{aligned}\right\} \quad (A_2 = 1) \qquad (5.71)$$

であることが必要で，このためには，全帯域を通して

$$Z_{11} = \frac{1 + \varepsilon^{2j\theta}}{2} R_0 \qquad (5.72)$$

でなければならない。この式（5.72）をふたたび式（5.70）に代入すると，一般に $A_2 \neq 1$ の場合には

$$\left.\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{1 + (1 - A_2)\varepsilon^{2j\theta}}{1 - (1 - A_2)\varepsilon^{2j\theta}} R_0, & 0 \leq |\omega| < \pi/T, \\ &= \frac{1 + \varepsilon^{2j\theta}}{1 - \varepsilon^{2j\theta}} R_0 = jR_0 \cdot \cot\theta, & \pi/T < |\omega| \end{aligned}\right\} \qquad (5.73)$$

となることが知られる。

また，このときの入力端子対の電圧 V_1 は

$$\left.\begin{aligned} V_1(j\omega) &= \frac{1 + (1 - A_2)\varepsilon^{2j\theta}}{2} V_0, & 0 \leq |\omega| < \pi/T, \\ &= \frac{1 + \varepsilon^{2j\theta}}{2} V_0, & \pi/T < |\omega| \end{aligned}\right\} \qquad (5.74)$$

である。

以上の議論で得られた重要な事項は，パラメータ A_1，A_2 に関して

a　電圧伝送比 $|K(j\omega)|$ は A_1 にのみ依存する。

b　入力インピーダンスには A_2 のみが関係する。

ということであって，これから

$$\left.\begin{array}{l} A_1 > 1, \\ A_2 = 0 \end{array}\right\} \qquad (5.75)$$

なるようなレゾナント・トランスファを行なえば，反射を生じないで双方向増巾を行なうことが可能となる。

なお，以上得られた諸式を用いると，レゾナント・トランスファ回路のキャパシタC_1，C_2上の実際の電圧は，式（5.39）〜式（5.41）からそれぞれ

$$\left.\begin{array}{l} v_{c1}(nT-0) = \varepsilon^{j\omega(t_0+nT+\theta)} \quad V_0, \\ v_{c1}(nT+0) = (1-A_2)\,\varepsilon^{j\omega(t_0+nT+\theta)} \quad V_0, \\ v_{c2}(nT-0) = 0, \\ v_{c2}(nT+0) = A_1\,\varepsilon^{j\omega(t_0+nT+\theta)} \quad V_0 \end{array}\right\} \qquad (5.76)$$

となることが容易にわかる。とくに$A_1 = A_2 = 1$のときは，

$$\left.\begin{array}{l} v_{c1}(nT+0) = v_{c2}(nT-0) = 0, \\ |v_{c1}(nT-0)| = |v_{c2}(nT+0)| = |V_0| \end{array}\right\} (A_1 = A_2 = 1) \qquad (5.77)$$

となって，サンプリングの前後において，キャパシタC_1とC_2には，それぞれ，信号源の開放電圧が現われることになる。

5.2　2線式時分割通話路の4端子網表示

前節の計算で，2線式時分割通話路の伝送特性は，Pulse Sequence Impedanceを用いることにより，原理上は計算できることとなった。しかし，Pulse Sequence Impedanceは，定義からもわかるように，レゾナント・トランスファ回路側から見た沪波器のインピーダンスZ_{22}に依存しており，しかも，このインピーダンスZ_{22}は，信号源や負荷のインピーダンスR_1，R_2によって当然変化する。元来，伝送系の伝送特性は，信号源および負荷のインピーダンスによって変化するのは当然であるが，前節までの理論式では，これらインピーダンスは，インパルス応答$A(t)$あるいはレゾナント・トランスファ回路側から見た沪波器のインピーダンスZ_{22}を介した上に，Pulse Sequence Impedanceに形を変え，陰に含まれた形で，伝送特性に影響を与えており，その寄与の仕方を直感的に知ることは容易ではない。

ところで，レゾナント・トランスファ回路は，時分割スイッチという，時間に対してインピーダンスが変化する素子すなわち変定数素子を含む変定数回路網であり，したがって2線式時分割通話路も，一種の変定数回路網となる。

一方，2線式時分割通話路は，少なくとも帯域内すなわちサンプリング周波数の½以下の周波数の信号に対しては，一種の伝送回路網となるのであるから，通常の固定定数回路網の場合

のように，伝送４端子網として見通しのよい表現ができれば，通話路系としての現象の把握にきわめて便利である。

そのためには，２線式時分割通話路系で，信号源および負荷を除いた部分が呈する伝送特性が，信号源および負荷のインピーダンス R_1 ，R_2 に無関係な形で表現されねばならない。本節では，このようなことが実際に可能であろうか，また可能であれば，その表現式はどのようになるであろうかということを，沪波器が理想特性をもつ場合について考察していく。

そのため，まず，通常の固定定数回路網と同じように，簡単な４端子網表示ができるかどうかを調べるが，それには，２線式時分割通話路系が，通常の固定定数回路網の場合と同じように４端子網表示可能なものと仮定し，不都合が生じないかどうかを調べることにする。

5.2.1　レゾナント・トランスファ回路の等価４端子定数の誘導

前節ですでに計算したように，２線式時分割通話路における信号源電流と入力端および出力端電圧の関係は，式（5.47）および式（5.48）で与えられるから，これら２式をもとにして，２線式時分割通話路に信号源のインピーダンス R_1 および負荷のインピーダンス R_2 を含ませた回路のＺ－マトリクスを求め，そのマトリクス要素を $\begin{pmatrix} \xi_{11} & \xi_{12} \\ \xi_{21} & \xi_{22} \end{pmatrix}$ と表わすことにすると，Ｚ－マトリクスの定義から

$$\left.\begin{aligned}
\xi_{11} &= Z_{11}^{(1)} - \frac{A_2\{G^{(2)}-(1-A_2)G_1^{(2)}\}-A_1^2G_1^{(2)}}{\{G^{(1)}-(1-A_2)G_1^{(1)}\}\{G^{(2)}-(1-A_2)G_1^{(2)}\}-A_1^2G_1^{(1)}G_1^{(2)}}\cdot\frac{Z_{12}^{(1)}\cdot Z_{21}^{(1)}}{T},\\
\xi_{12} &= \frac{A_1\{G^{(2)}-G_1^{(2)}\}}{\{G^{(1)}-(1-A_2)G_1^{(1)}\}\{G^{(2)}-(1-A_2)G_1^{(2)}\}-A_1^2G_1^{(1)}G_1^{(2)}}\cdot\frac{Z_{12}^{(1)}\cdot Z_{21}^{(2)}}{T},\\
\xi_{21} &= \frac{A_1\{G^{(1)}-G_1^{(1)}\}}{\{G^{(1)}-(1-A_2)G_1^{(1)}\}\{G^{(2)}-(1-A_2)G_1^{(2)}\}-A_1^2G_1^{(1)}G_1^{(2)}}\cdot\frac{Z_{12}^{(2)}\cdot Z_{21}^{(1)}}{T},\\
\xi_{22} &= Z_{11}^{(2)} - \frac{A_2\{G^{(1)}-(1-A_2)G_1^{(1)}\}-A_1^2G_1^{(1)}}{\{G^{(1)}-(1-A_2)G_1^{(1)}\}\{G^{(2)}-(1-A_2)G_1^{(2)}\}-A_1^2G_1^{(1)}G_1^{(2)}}\cdot\frac{Z_{12}^{(2)}\cdot Z_{21}^{(2)}}{T}
\end{aligned}\right\} \qquad (5.78)$$

が容易に得られる。これらＺ－マトリクス要素を出発点として，レゾナント・トランスファ回路が帯域内の周波数に対して呈するＦ－マトリクス要素を求めるが，それには，図5.8に示してあるような手順によることにする。すなわち，式（5.78）のＺ－マトリクスから，一旦Ｆ

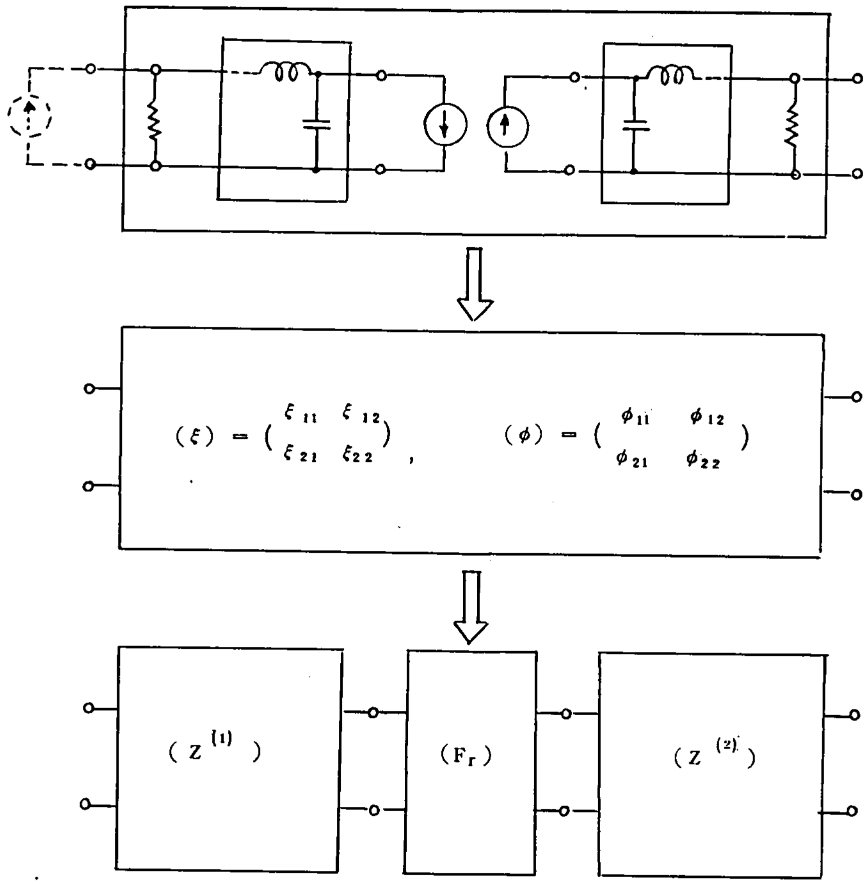


図 5. 8　2 線式時分割通話路の伝送特性からレゾナント・トランスファ回路の4端子表示を導く手順

ーマトリクス（ϕ）に変換し，☆ この（ϕ）が沪波器とレゾナント・トランスファ回路の縦続接続であるとして，インピーダンス R_1，R_2を含んだ沪波器部分を分離することによって，中央部のレゾナント・トランスファ回路部分のFーマトリクス（F_r）を求めることとする。Zーマトリクスと Fーマトリクスの間の相互変換には，周知のように表 5. 1 の関係を利用する。

☆　このとき ξ_{12}（$=\xi_{21}$）$\neq 0$を仮定する。

表 5.1 (F)マトリクスと(Z)マトリクスの相互変換関係

	(F)	(Z)
(Z)→(F)	A	Z_{11}/Z_{21}
	B	$\lvert Z\rvert/Z_{21}$
	C	$1/Z_{21}$
	D	Z_{22}/Z_{21}
(F)→(Z)	A/C	Z_{11}
	$\lvert F\rvert$/C	Z_{12}
	1/C	Z_{21}
	D/C	Z_{22}
	B/C	$\lvert Z\rvert$
可逆の条件	$\lvert F\rvert=AD-BC=1$	$Z_{12}=Z_{21}$

なお，沪波器の(F)ーマトリクス要素を$\begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}$とすれば，$R_i$($i=1,2$) を含んだ回路網の(F)ーマトリクスは

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{R_i} & 1 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} a & b \\ \frac{a}{R_i}+c & \frac{b}{R_i}+d \end{pmatrix} \qquad (5.79)$$

であり，($Z^{(i)}$)との間には

$$\left.\begin{aligned} Z_{11}^{(i)}&=\frac{aR_i}{a+cR_i}, \\ Z_{12}^{(i)}&=Z_{21}^{(i)}=\frac{R_i}{a+cR_i}, \\ Z_{22}^{(i)}&=\frac{b+dR_i}{a+cR_i} \end{aligned}\right\} \qquad (5.80)$$

の関係がある。

これらの各式や，さらに式(5.34)，式(5.36)，式(5.67)等の関係を使い，図5.8に示した手順で，マトリクス(F_r)の各要素$\begin{pmatrix} A_r & B_r \\ C_r & D_r \end{pmatrix}$を求めると

$$A_r=\frac{1}{2A_1}\left[A_1^2+A_2(2-A_2)+\frac{A_2^2-A_1^2}{R_0}\left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{22}^{(1)}(j\omega+jn\Omega)-Z_{22}^{(1)}(j\omega)\right\}\right], \qquad (5.81a)$$

$$B_r = \frac{1}{2A_1}\Big[\{(2-A_2)^2 - A_1^2\}R_0$$

$$+\frac{A_2^2 - A_1^2}{R_0}\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{22}^{(1)}(j\omega+jn\Omega) - Z_{22}^{(1)}(j\omega)\}\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{22}^{(2)}(j\omega+jn\Omega) - Z_{22}^{(2)}(j\omega)\}$$

$$+\{A_1^2 + A_2(2-A_2)\}\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{22}^{(1)}(j\omega+jn\Omega) - Z_{22}^{(1)}(j\omega)$$

$$+\sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{22}^{(2)}(j\omega+jn\Omega) - Z_{22}^{(2)}(j\omega)\}\Big], \qquad (5.81\mathrm{b})$$

$$C_r = \frac{A_2^2 - A_1^2}{2A_1 R_0}, \qquad (5.81\mathrm{c})$$

$$D_r = A_r \qquad (5.81\mathrm{d})$$

となる。これら式（5.8 1 a〜d）を見ると，信号源と負荷のインピーダンスR_1，R_2の影響を受ける可能性があるのは

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{22}^{(i)}(j\omega+jn\Omega) - Z_{22}^{(i)}(j\omega), \quad (i=1,2) \qquad (5.82)$$

である。したがって，以下では式（5.8 2）のR_iに対する依存性を，沪波器が理想特性をもつ場合について，順を追って調べることにする。

5.2.2　理想的な沪波器回路網の特性とZ_{22}

2 線式時分割通話路用として理想特性を示す沪波器について，これが一般に任意のインピーダンスRで終端されている場合の性質を調べるに先立って，公称インピーダンスR_0で終端されている場合に要求される性質を，項 5.1.4 で得た結果から整理して再掲する。

まず，公称インピーダンスR_0で終端された沪波器回路網を図 5.9 に再掲するが，すでに項 5.1.3 で図 5.5 について説明したように，端子対 1 − 1′側が信号源あるいは負荷側となり，端子対 2 − 2′側が，レゾナント・トランスファ回路側になるように端子対に番号をつけ，共振用キャパシタCと終端抵抗R_0を含めて 1 つの 4 端子網とみなし，こゝにZ−マトリクスを定義し，端子対 1 − 1′側は，つねに開放状態として議論してきた。その結果，2 線式時分割通話路系が理想的な伝送特性をもつ場合には，この 4 端子網に対して以下の特性が要求されることが明らかとなった。すなわち

$$Z_{11i} = \frac{1+\varepsilon^{2j\theta}}{2} R_0, \quad \text{全帯域} \qquad (5.83)$$

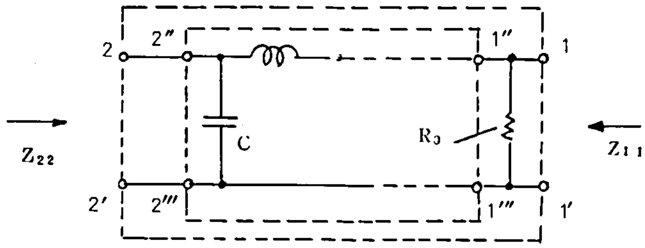


図5.9　沪波器回路網

$$
\left.\begin{aligned}
Z_{12i} &= Z_{21i} = R_0\,\varepsilon^{j\theta}, \quad 0 \leq |\omega| < \pi/T, \\
&= 0, \qquad \pi/T < |\omega|
\end{aligned}\right\} \qquad (5.84)
$$

$$
\left.\begin{aligned}
R(\omega) &= \Re(Z_{22i}) = R_0\left(=\frac{T}{2C}\right), \; 0 \leq |\omega| < \pi/T, \\
&= 0, \quad \pi/T < |\omega|
\end{aligned}\right\} \qquad (5.85)
$$

である（式（5.72），式（5.68），式（5.66）参照）。これらの式で，添字 i は，R_0 で終端された理想的な場合のものであることを示したものであり，θ はトランスファ・インピーダンス Z_{12} の移相量で，角周波数 ω の関数であるが，関数形についての制約はとくにはない。式（5.85）で表わされるインピーダンスに対しては，インパルス応答 A(t) は，式（5.56）から容易に

$$
A(t) = \frac{1}{C}\,\frac{\sin(\pi/T)\,t}{(\pi/T)\,t}, \quad t \geq 0 \qquad (5.86)
$$

が知られ，この A(t) を利用して，このインピーダンスの虚部は

$$
\begin{aligned}
X(\omega) &= -\int_0^{\infty} A(t)\,\sin\omega t\cdot dt \\
&= -\frac{R_0}{\pi}\log\left|\frac{\omega+\frac{\Omega}{2}}{\omega-\frac{\Omega}{2}}\right| \qquad (5.87)
\end{aligned}
$$

として与えられる。* したがって以下

$$\left.\begin{aligned} Z_{22i} &= R_0 + jX, \quad && 0 \leq |\omega| < \pi/T, \\ &= jX, && \pi/T < |\omega| \end{aligned}\right\} \tag{5.88}$$

と表わすことにする。

なお，確認のために，式（5.35）に式（5.88）を適用すると，

$$G(j\omega) = \frac{1}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{22i}\,(j\omega + jn\Omega) + \frac{1}{2C}$$

$$= \frac{1}{T}\left\{R_0 + j\sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega + n\Omega)\right\} + \frac{1}{2C} \tag{5.89}$$

となるが，

$$-\sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega + n\Omega) = \frac{R_0}{\pi}\sum_{n=-\infty}^{\infty} \log\left|\frac{\omega + n\Omega + \frac{\Omega}{2}}{\omega + n\Omega - \frac{\Omega}{2}}\right|$$

$$= \frac{R_0}{\pi}\log\left|\frac{\cdots\cdots(\omega - \frac{\Omega}{2})(\omega + \frac{\Omega}{2})(\omega + \frac{3\Omega}{2})\cdots\cdots}{\cdots\cdots(\omega - \frac{3\Omega}{2})(\omega - \frac{\Omega}{2})(\omega + \frac{\Omega}{2})\cdots\cdots}\right|$$

$$= \frac{R_0}{\pi}\lim_{n\to\infty}.\log\left|\frac{\omega + \frac{2n+1}{2}\Omega}{\omega - \frac{2n+1}{2}\Omega}\right| = 0 \tag{5.90}$$

であるから

$$G(j\omega) = \frac{R_0}{T} + \frac{1}{2C} = \frac{1}{2C} + \frac{1}{2C} = \frac{1}{C} \tag{5.91}$$

という既知の式が得られる。式（5.90）の関係は，式（5.101）の誘導に利用する。

以上の Z_{11i}，Z_{12i}，Z_{21i}，Z_{22i}は，沪波器が公称インピーダンス R_0 で終端されている場合の値であるが，つぎに一般のインピーダンスたとえばR_1 で終端されている場合の，とくに $G(j\omega)$ に関係する Z_{22} の値を求めることにするが，手順としては，帯域内と帯域外の場合について別々に求めることにする。

---

* たとえば前掲（p151脚注）の回路網理論P13　式（4.16）参照。
（たゞし，この文献の$d\omega$はdtのあやまり）。
あるいは実部$R(u)$からHilbert 変換

$$X(\omega) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\infty} \frac{\omega}{u^2 - \omega^2}\, R(u)\,du$$

によっても求められる。

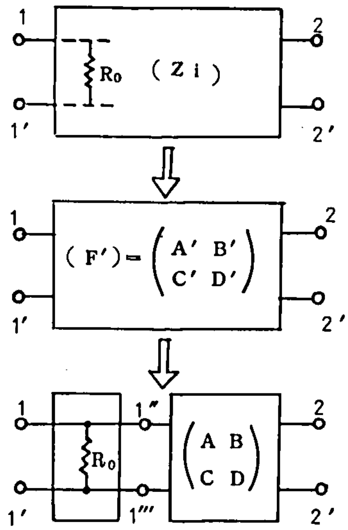


図5.10 (Z_i) から (F) を求める手順

まず，帯域内の場合は，図 5.10 に示したように，公称インピーダンス R_0 を含む沪波器回路網のZ−マトリクス(Z_i)からそのＦ−マトリクス (F′)を求め，これから R_0 を分離することにより，終端インピーダンスを含まない沪波器部分すなわち図5.9の回路網 1″−1‴，2″−2‴ だけのＦ−マトリクス (F) を求める。任意のインピーダンス R_1 を接続したときのＺ−マトリクス(Z)は，この(F)から容易に求められる。このような手順は，いま対象としている回路網が固定定数回路網であり，かつ(Z_i)から(F′) への変換の際 $Z_{12\,i} \neq 0$ であるから容易に行なうことができる。その結果

$$
\left.\begin{aligned}
(F) = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dfrac{Z_{11i}}{Z_{21i}} & \dfrac{|Z_i|}{Z_{21i}} \\[2ex] \dfrac{1 - Z_{11i}/R_0}{Z_{21i}} & \dfrac{Z_{22i} - |Z_i|/R_0}{Z_{21i}} \end{pmatrix},
\end{aligned}\right\} \quad (5.92)
$$

たゞし $|Z_i| = Z_{11i}\,Z_{22i} - Z_{12i}\,Z_{21i}$

が得られる。これから，一般に R_1 を接続したときのＺ−マトリクス要素 Z_{22} は，Z_{11i}，Z_{12i}，Z_{21i} に式 (5.83)，式 (5.84) を用いて

$$
\left.
\begin{aligned}
&Z_{22}=\frac{B+DR_1}{A+CR_1}=Z_{22i}+\frac{2(R_1-R_0)R_0\cdot\varepsilon^{2j\theta}}{(1+\varepsilon^{2j\theta})R_0+(1-\varepsilon^{2j\theta})R_1}\ ,\\
&\qquad 0\leqq|\omega|<\pi/T
\end{aligned}
\right\}\qquad(5.93)
$$

が得られる。あるいは，$Z_{22i}=R_0+jX$ を代入して

$$
\left.
\begin{aligned}
&Z_{22}=jX+\frac{(1-\varepsilon^{2j\theta})R_0+(1+\varepsilon^{2j\theta})R_1}{(1+\varepsilon^{2j\theta})R_0+(1-\varepsilon^{2j\theta})R_1}R_0\ ,\\
&\qquad 0\leqq|\omega|<\pi/T
\end{aligned}
\right\}\qquad(5.94)
$$

が得られる。また，式(5.92)は

$$
\left.
\begin{aligned}
&(F)=\begin{pmatrix}A&B\\C&D\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\cos\theta & j(X\cos\theta-R_0\sin\theta)\\ -\dfrac{j}{R_0}\sin\theta & \cos\theta+\dfrac{X}{R_0}\sin\theta\end{pmatrix},\\
&\qquad 0\leqq|\omega|<\pi/T
\end{aligned}
\right\}\qquad(5.95)
$$

となることも容易に知ることができる。式(5.95)は理想特性をもつ低域沪波器のFーマトリクスで，これは，R_1 とは全く無関係に，θ，R_0，X によってのみ表わされている。

つぎに，帯域外の場合については，$Z_{12i}=Z_{21i}=0$ であるから，帯域内の場合と同じような手順で Z_{22} を求めることはできないので，以下のような別法によって Z_{22} を求める。図5.11は，沪波器回路網の種々な終端条件の場合を示したものである。端子対1－1′にインピーダンス R_1 を接続した場合，端子対2－2′から見込んだインピーダンスすなわち Z_{22} は帯域内の場合と同様

$$
Z_{22}=\frac{B+DR_1}{A+CR_1}
$$

で与えられるが，これを変形すると

$$
Z_{22}=\frac{R_1+\dfrac{B}{A}\cdot\dfrac{A}{C}\Big/\dfrac{D}{C}}{R_1+\dfrac{A}{C}}\cdot\frac{D}{C}
$$

となる。端子対1－1′から見た端子対2－2′の開放インピーダンス Z_{10}，2－2′から見た1－1′の短絡および開放インピーダンス Z_{2s}，Z_{20}（図5.11(b)，(c)）を用いると，

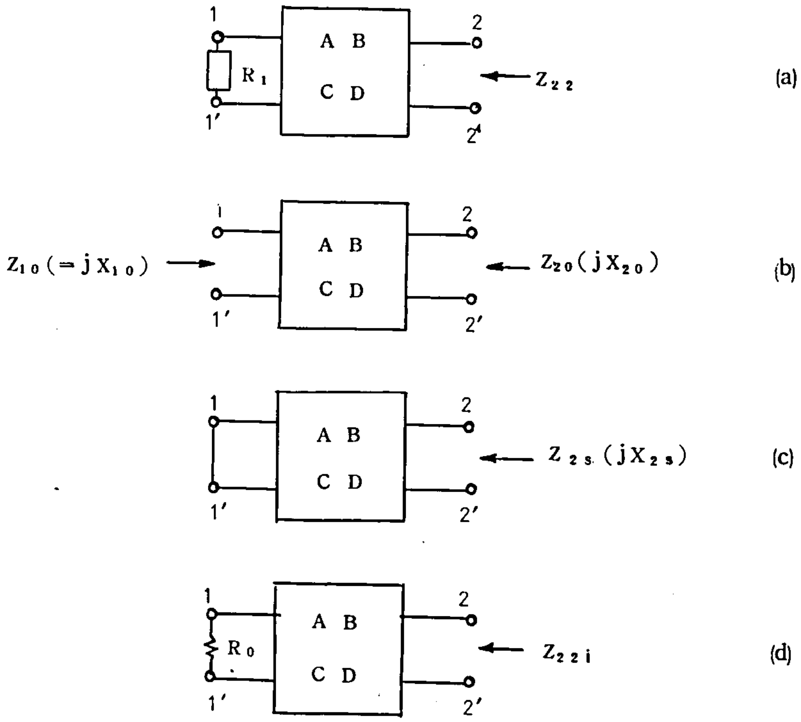


図5.1 1　沪波器 4 端子網の（F）表示

$$Z_{22}=\frac{R_1+Z_{2s}\cdot Z_{10}/Z_{20}}{R_1+Z_{10}}\cdot Z_{20} \tag{5.96}$$

となる。図 5.1 1 の暗箱（F）＝$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}$は，実際には，LとCのみで構成されたリアクタンス回路網であり，Z_{10}，Z_{2s}，Z_{20} はいずれも純リアクタンスとなるから

$$\left.\begin{array}{l} Z_{10}=jX_{10}, \\ Z_{2s}=jX_{2s}, \\ Z_{20}=jX_{20} \end{array}\right\} \tag{5.97}$$

として，これらを式（5.9 6）に代入し，かつ，

$R_1=R_0$

とすると，このときの Z_{22} つまり Z_{22i} は

$$Z_{22i}=\frac{(X_{20}-X_{2s})X_{10}}{R_0^2+X_{10}^2}R_0+j\frac{R_0^2\cdot X_{20}+X_{2s}\cdot X_{10}^2}{R_0^2+X_{10}^2}$$

となる。しかも Z_{22i} は，帯域外においては式（5.88）に示したように実部が零でなければならないから，

$$X_{20}=X_{2s}\ ,\quad \pi/T<|\omega|$$

が得られ，これをふたゝび式（5.96）に用いると，

$$Z_{22}=jX_{20}\ ,\quad \pi/T<|\omega| \tag{5.98}$$

となる。この式（5.98）のもつ意味は重要である。それは，Z_{22} が単に jX_{20} というリアクタンスになるということだけでなく，Z_{22} が R_1 に無関係であり，R_1 のいかんにかゝわらず，同一の値をとるということである。したがって，帯域外では，R_1 のいかんにかゝわらず

$$Z_{22}=jX=-j\frac{R_0}{\pi}\log\left|\frac{\omega+\frac{\Omega}{2}}{\omega-\frac{\Omega}{2}}\right|,\quad \pi/T<|\omega| \tag{5.99}$$

が成立する。

そこで帯域内の場合と帯域外の場合をまとめると，式（5.94），式（5.99）をまとめて

$$Z_{22}=\left.\begin{array}{ll} jX+\dfrac{(1-\varepsilon^{2j\theta})R_0+(1+\varepsilon^{2j\theta})R_1}{(1+\varepsilon^{2j\theta})R_0+(1-\varepsilon^{2j\theta})R_1}R_0\ , & \\ & 0\leq|\omega|<\pi/T, \\ -jX, & \pi/T<|\omega| \end{array}\right\} \tag{5.100}$$

となる。

以上で，沪波器が理想特性をもつ場合に，任意のインピーダンス R_1 で終端されたときの Z_{22} を知ることができた。そこで，式（5.82）にもどり，この式がどのような値をもつかということを調べる。

式（5.82）すなわち

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{22}^{(i)}(j\omega+jn\Omega)-Z_{22}^{(i)}(j\omega),\ (i=1,2) \tag{5.82}$$

において，第2項は，帯域内の Z_{22} を考えればよいから，式（5.100）を利用することにより

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{22}^{(i)}(j\omega+jn\Omega)-Z_{22}^{(i)}=\sum_{n\neq0} Z_{22}^{(i)}(j\omega+jn\Omega)$$

において，右辺各項は，周波数がすべて帯域外となり

$$j\sum_{n\neq 0} X(\omega+n\Omega)=j\sum_{n=-\infty}^{\infty} X(\omega+n\Omega)-jX(\omega)$$

となり，式（5.90）によってたゞちに

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} Z_{22}^{(i)}(j\omega+jn\Omega)-Z_{22}^{(i)}(j\omega)=-jX(\omega) \qquad (5.101)$$

となり，終端インピーダンスとは全く無関係になる。

5.2.3　2線式時分割通話路およびレゾナント・トランスファ回路の4端子定数

前項で，式（5.82）が終端インピーダンスR_1，R_2に無関係であることが示されたのでレゾナント・トランスファ回路の4端子定数A_r，B_r，C_r，D_rは式（5.81a〜d）によってR_1，R_2には無関係になり，一義的に求まることとなる。したがってレゾナント・トランスファ回路が，時分割スイッチという変定数回路素子を含んでいるにもかゝわらず，帯域内の現象に関する限り，通常の固定定数回路網の場合と同様に扱ってよいことが，戸波器が理想特性をもつ場合について示されたことになる。

さて，式（5.101）で得られた値を式（5.81a〜d）に代入すると，レゾナント・トランスファ回路のFーマトリクス要素は

$$A_r=\frac{1}{2A_1}\left\{A_1^2+A_2(2-A_2)-j\frac{X}{R_0}(A_2^2-A_1^2)\right\}, \qquad (5.102a)$$

$$B_r=\frac{1}{2A_1}\left[\{(2-A_2)^2-A_1^2\}R_0-\frac{X^2}{R_0}(A_2^2-A_1^2)\right.$$
$$\left.-2jX\{A_1^2+A_2(2-A_2)\}\right], \qquad (5.102b)$$

$$C_r=\frac{A_2^2-A_1^2}{2A_1R_0}; \qquad (5.102c)$$

$$D_r=A_r \qquad (5.102d)$$

となる。

これら，レゾナント・トランスファ回路のFーマトリクス要素と，さきに式（5.95）で求めた戸波器部分のFーマトリクス（F）を結合して，信号源や負荷を取り除いた2線式時分割通話路のFーマトリクスを求める。求めるFーマトリクスの要素をα，β，γ，δとして

$$\begin{pmatrix}\alpha & \beta\\ \gamma & \delta\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}A & B\\ C & D\end{pmatrix}\begin{pmatrix}A_r & B_r\\ C_r & D_r\end{pmatrix}\begin{pmatrix}D & B\\ C & A\end{pmatrix}$$

から

$$\alpha=\frac{\{1+(1-A_2)\varepsilon^{2j\theta}\}\{1-(1-A_2)\varepsilon^{2j\theta}\}+A_1^2\varepsilon^{4j\theta}}{2A_1\varepsilon^{2j\theta}}, \qquad (5.103a)$$

$$\beta=\frac{\{1+(1-A_2)\varepsilon^{2j\theta}\}^2-A_1^2\varepsilon^{4j\theta}}{2A_1\varepsilon^{2j\theta}}R_0, \qquad (5.103b)$$

$$\gamma=\frac{\{1-(1-A_2)\varepsilon^{2j\theta}\}^2-A_1^2\varepsilon^{4j\theta}}{2A_1\varepsilon^{2j\theta}}\ \frac{1}{R_0}, \qquad (5.103c)$$

$$\delta=\alpha \qquad (5.103d)$$

が得られる。もちろん

$$\alpha\delta-\beta\gamma=1 \qquad (5.104)$$

で，2線式時分割通話路が可逆であることが示される。

以上によって，2線式時分割通話路のFーマトリクスを，レゾナント・トランスファ回路の2つのパラメータA_1，A_2と，沪波器の特性すなわち公称インピーダンスR_0($=T/2C$)と移相特性$\theta(\omega)$によってのみ記述できるようになった。

表5.2は，実用上のことを考えて，パラメータA_1，A_2が特別な値をとったときの4端子定数を示したもので，①は一般の場合，②は章2で扱ったように，波形が対称な双方向増巾を行なった場合とか通常の損失のあるレゾナント・トランスファを行なった場合，③は，章4で扱ったように，キャパシタのパラメータ励振で，波形が非対称な双方向増巾を行なった場合にそれぞれ相当し，④は，利得も損失もない，通常知られている理論でもっとも理想的な場合に相当する。

さて，表5.2において，①〜③の各場合は，まだ必ずしも見通しのよい式とはいえないが④の場合は，非常に単純で，物理的にも理解しやすい形となっている。すなわち，表5.2の④を利用して，理想的な2線式時分割通話路に，負荷として公称インピーダンス(純抵抗)R_0が接続されている場合を考えてみると，Fーマトリクスの性質から，たゞちに，

$$\left.\begin{aligned} v_1 &= v_2\,\varepsilon^{-2j\theta}, \\ i_1 &= i_2\,\varepsilon^{-2j\theta} \end{aligned}\right\} \qquad (5.105)$$

が得られる。これは，信号源と負荷の間に2線式時分割通話路を挿入した場合，電圧，電流の絶対値は変化せず，位相だけが，沪波器のトランスファ・インピーダンスの移相量2ケ分だけずれることを意味している。この事実のもととなる機構は，以下に示すレゾナント・トランスファ回路の等価4端子網構造によって説明することができる。

表5. 2　2線式時分割通話路の4端子定数（Ｆ－マトリクス要素）

		α, δ	β	γ
①	A_1, $A_2 \neq 0$	$\dfrac{1-\{(1-A_2)^2-A_1^2\}\varepsilon^{4j\theta}}{2A_1\varepsilon^{2j\theta}}$	$\dfrac{\{1+(1-A_2)\varepsilon^{2j\theta}\}^2-A_1^2\varepsilon^{4j\theta}}{2A_1\varepsilon^{2j\theta}}\cdot R_0$	$\dfrac{\{1-(1-A_2)\varepsilon^{2j\theta}\}^2-A_1^2\varepsilon^{4j\theta}}{2A_1\varepsilon^{2j\theta}}\cdot\dfrac{1}{R_0}$
②	$A_1=A_2\equiv A$	$\dfrac{1+(2A-1)\varepsilon^{4j\theta}}{2A\varepsilon^{2j\theta}}$	$\dfrac{\{1-(2A-1)\varepsilon^{2j\theta}\}(1+\varepsilon^{2j\theta})}{2A\varepsilon^{2j\theta}}\cdot R_0$	$\dfrac{\{1+(2A-1)\varepsilon^{2j\theta}\}(1-\varepsilon^{2j\theta})}{2A\varepsilon^{2j\theta}}\cdot\dfrac{1}{R_0}$
③	$A_2=1$	$\dfrac{1+A_1^2\varepsilon^{4j\theta}}{2A_1\varepsilon^{2j\theta}}$	$\dfrac{1-A_1^2\varepsilon^{4j\theta}}{2A_1\varepsilon^{2j\theta}}\cdot R_0$	$\dfrac{1-A_1^2\varepsilon^{4j\theta}}{2A_1\varepsilon^{2j\theta}}\cdot\dfrac{1}{R_0}$
④	$A_1=A_2=1$	$\cos 2\theta$	$-j\sin 2\theta\cdot R_0$	$-j\sin 2\theta\cdot\dfrac{1}{R_0}$

すなわち，式（5.102a〜d）で与えられるレゾナント・トランスファ回路の等価4端子定数をもとにして，レゾナント・トランスファ回路を具体的に4端子回路網として表現することを考える。理解を容易にするために，もっとも単純な

$$A_1 = A_2 = 1$$

の場合について考えると，このときの4端子定数は

$$(Fr)_{A_1=A_2=1} = \begin{pmatrix} 1 & -2jX \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \qquad (5.106)$$

というきわめて簡単な表示式となる。

この結果，$A_1 = A_2 = 1$ の場合の2線式時分割通話路は帯域内（$0 \leq |\omega| < \pi/T$）において，図5.12のようにかき表わすことができ，レゾナント・トランスファ回路は，インピーダンス$-2jX$ の直列回路網と等価になる。この図5.12の等価回路は，構成がきわめて簡単であるばかりでなく，その物理的意味もすこぶる明快である。すなわち，2線式時分割通話路を公称インピーダンスR_0で終端したとき，入出力端子対1，2ではおのおのR_0—R_0の整合が行なわれるが，レゾナント・トランスファ回路は，通話路系の内部でもZ_{22}のリアクタンス分jXを打ち消すことにより整合を行なう作用をしていることになる。逆にいえば，レゾナント・トランスファ回路によって，通話路系の内部において整合が行なわれているために，無損失の伝送が可能になっていると解釈することができる。このような物理的意味の解釈は，これまで詳細に述べてきた解析によってはじめて明らかにされたものである。

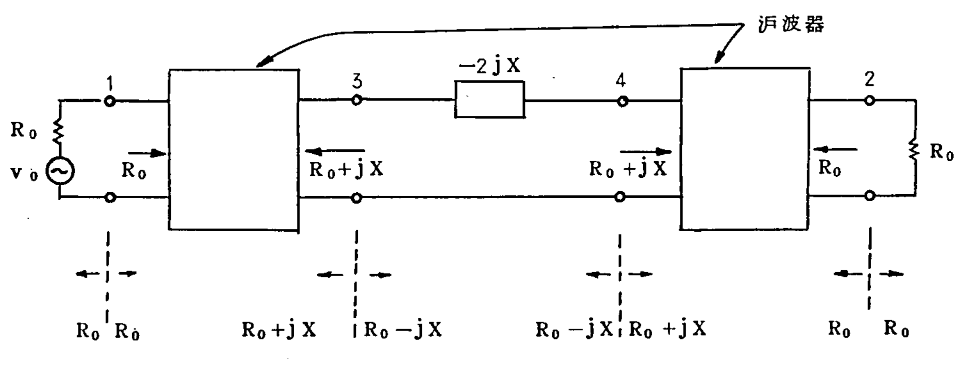


図5.12　$A_1 = A_2 = 1$ の場合の2線式時分割通話路の等価回路
（$0 \leq |\omega| < \pi/T$）

つぎに，上述の $A_1=A_2=1$ の場合の等価回路を手がかりとして，A_1，$A_2 \fallingdotseq 1$ の一般の場合について考察を進める。図5.12を参照して，レゾナント・トランスファ回路部分すなわち端子対3と4の間の部分が図5.13のように表現されるものと仮定すると，両側から $-jX$ を除いた4端子網5，6は

$$(F_S)=\begin{pmatrix} A_S & B_S \\ C_S & D_S \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} 1 & -jX \\ 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1}\begin{pmatrix} A_r & B_r \\ C_r & D_r \end{pmatrix}\begin{pmatrix} 1 & -jX \\ 0 & 1 \end{pmatrix}^{-1}$$

$$=\begin{pmatrix} \dfrac{A_1^2+A_2(2-A_2)}{2A_1} & \dfrac{(2-A_2)^2-A_1^2}{2A_1}\cdot R_0 \\[2ex] \dfrac{A_2^2-A_1^2}{2A_1}\cdot\dfrac{1}{R_0} & \dfrac{A_1^2+A_2(2-A_2)}{2A_1} \end{pmatrix} \qquad (5.107)$$

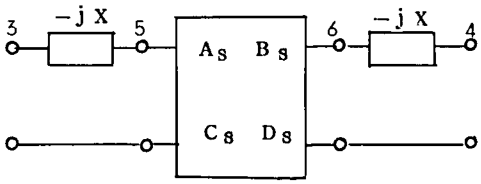


図5.13　A_1，$A_2 \fallingdotseq 1$ の場合のレゾナント・トランスファ回路の4端子網表示

となる。そこで，このような4端子定数をもつ回路網をT形回路で構成してみると，図5.14のようになり，レゾナント・トランスファ回路の4端子網等価回路は図5.15(a)のようになることがわかる。このとき，直列素子は

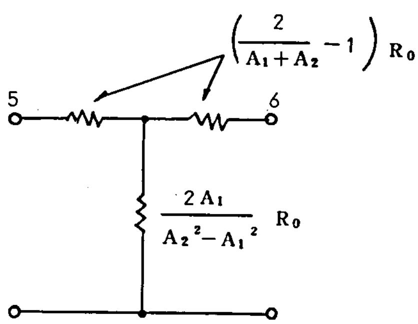


図5.14　(F_S) の一実現例

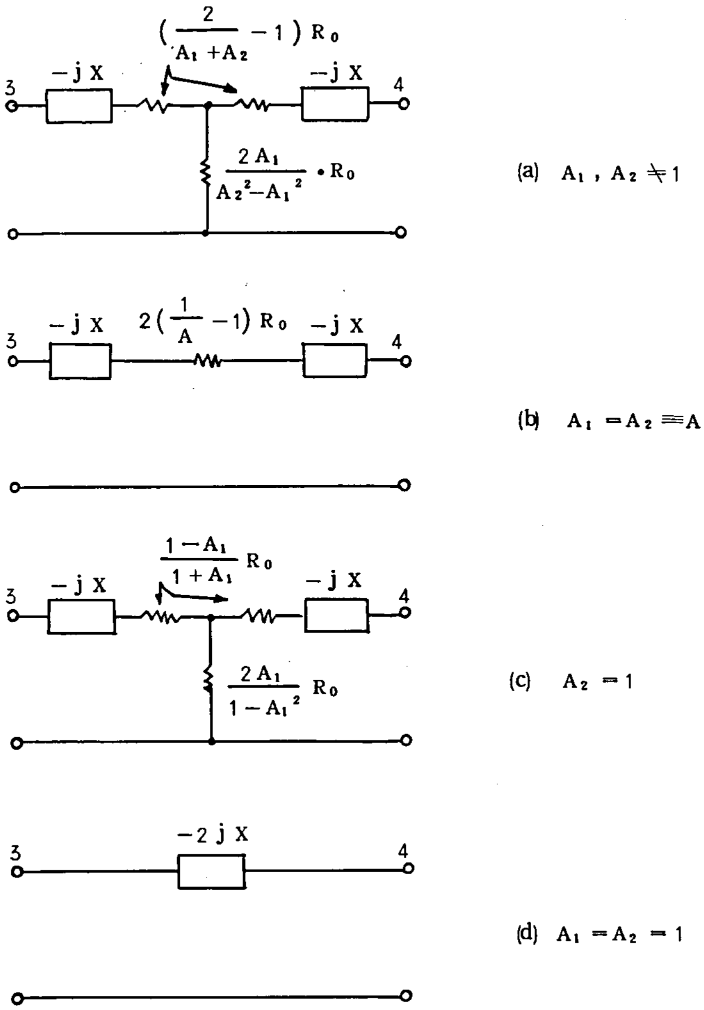


図 5. 1 5　レゾナント・トランスファ回路の等価回路網

$$A_1 + A_2 \gtrless 2 \qquad (5.108)$$

に応じて負抵抗あるいは正抵抗となり，並列素子は

$$A_2 \gtrless A_1 \qquad (5.109)$$

に応じて正あるいは負の抵抗（アドミッタンス）となる。また，とくに

$$A_1 = A_2 \equiv A \qquad (5.110)$$

の場合には，図 5. 1 5 (b)のように直列素子だけとなり

$$A \gtrless 1 \qquad (5.111)$$

に応じて負あるいは正となる。図5.15(c)，(d)はそれぞれ$A_2=1$，$A_1=A_2=1$ の場合である。

以上の解析によって，レゾナント・トランスファ回路は，等価的にはインピーダンス整合を行なう作用をしていること，双方向増巾や減衰が存在する場合は，さらに抵抗回路網が挿入される等のことが明らかとなった。

5.3　2線式時分割通話路の入力インピーダンスの測定

前節の解析によって，沪波器が理想特性をもつ場合に，2線式時分割通話路を，固定定数回路網の場合と同様に，4端子網として表現できることを示し，その4端子定数を求めた。本節では，実際に，2線式時分割通話路を構成し，沪波器の特性と，2線式時分割通話路の入力インピーダンスを測定して，前節で得られた解析結果の実験による確認を行なう。

たゞし，こゝでは，大ざっぱな確認にとどめるため，パラメータ励振等はかけない状態で実験を行なう。

5.3.1　沪波器の特性

前節の解析で明らかなように，2線式時分割通話路の伝送特性は，沪波器の特性に依存するので，まず，実験に用いた沪波器の構成とその特性を説明する。

図5.16は，以下の実験に使用した沪波器の構成を示したもので，端子対1－1′側が信号源あるいは負荷側で，端子対2－2′側がレゾナント・トランスファ側で，右端のキャパシタは，共振用キャパシタを兼ねている。図5.17～図5.19は，この沪波器を$R_0=1\,k\Omega$で終端したときのZ－マトリクス要素Z_{11i}，Z_{12i}，Z_{22i} の測定結果で，式(5.83)，式(5.84)，

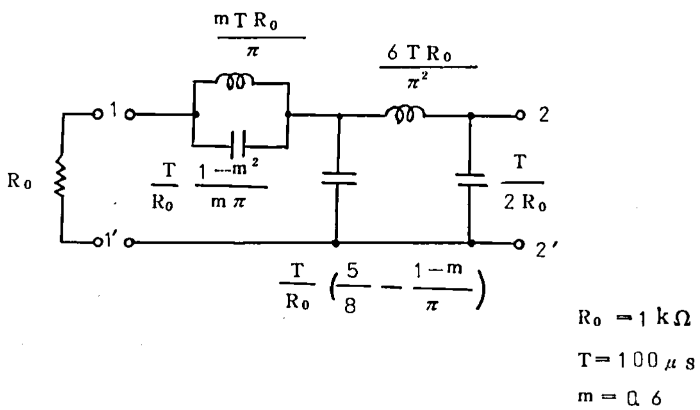
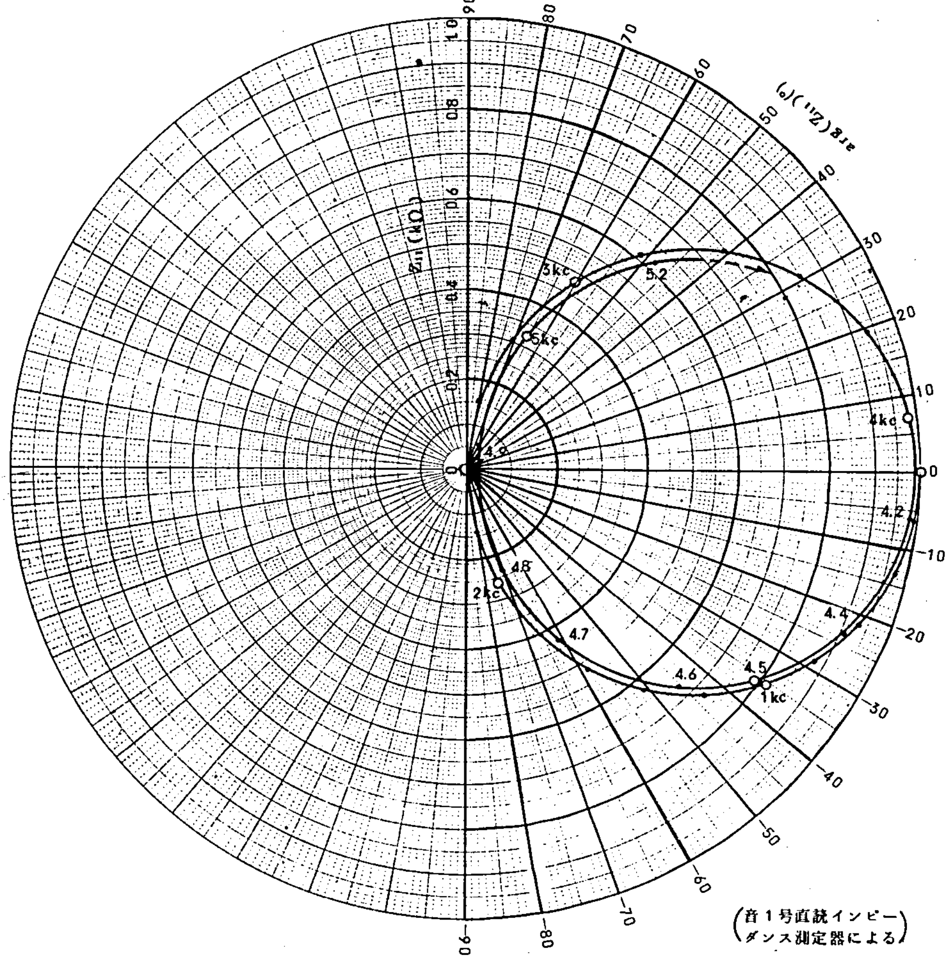


図5.16　実験に用いた沪波器の構成



(音1号直読インピーダンス測定器による)

図 5.1 7　沪波器回路網の Z_{11} の周波数特性

式(5.8 8), 式(5.8 7) 等で示した理想特性に比較的よく近似した特性をもっていると考えることができる。

なお，すでに前節で示したように，2線式時分割通話路の特性は，沪波器の公称インピーダンス R_0 とトランスファ・インピーダンス Z_{12} の移相特性 $\theta(\omega)$ と，レゾナント・トランスファ回路のパラメータ A_1，A_2 で記述されるが，いまは $A_1=A_2=1$ に近いと仮定し，また $R_0=1$ kΩはすでに定まっているので，以下の議論に必要な特性は，図 5. 1 8 に示した θ の特性のみである。

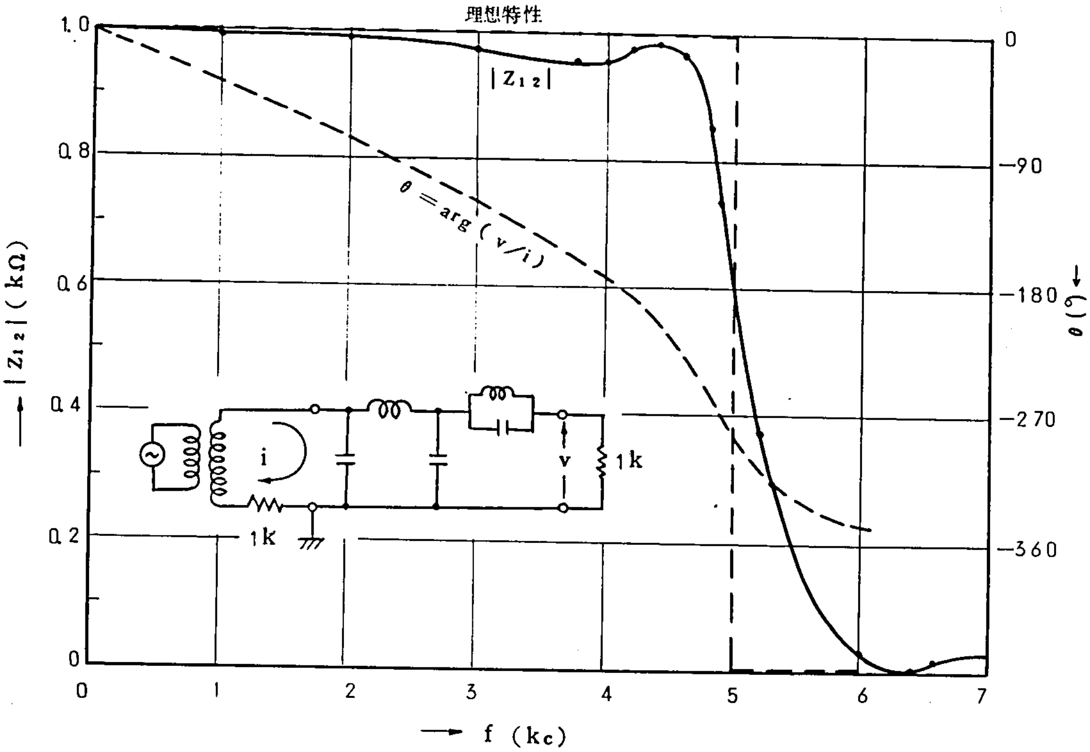


図 5.1 8　沪波器回路網の Z_{12} の周波数特性

5.3.2　入力インピーダンスの測定結果

つぎに，これら沪波器を2個用意して，図5.2 0に示すような2線式時分割通話路を構成して，インピーダンス・ブリッジによって入力インピーダンスを測定した。

図5.2 1は，負荷 Z_L を $R_0 = 1\,k\Omega$ としたときの入力インピーダンスで，図5.2 2，図5.2 3はそれぞれ負荷 Z_L を開放および短絡したときの入力インピーダンスである。

図5.2 1によれば，負荷 Z_L として公称インピーダンス R_0 を接続したときの入力インピーダンスは，帯域内すなわち5 kc 以下では，ほゞ絶対値 $R_0 = 1\,k\Omega$，位相0° の付近にあり，帯域外ではリアクティブになることが知られる。図5.2 2，図5.2 3によれば，負荷 Z_L が開放または短絡状態にあると，入力インピーダンスは，大体リアクティブと考えてよいことが知られる。実部の値は，通話路系内に若干存在する損失分によるものと考えられるが，量的には

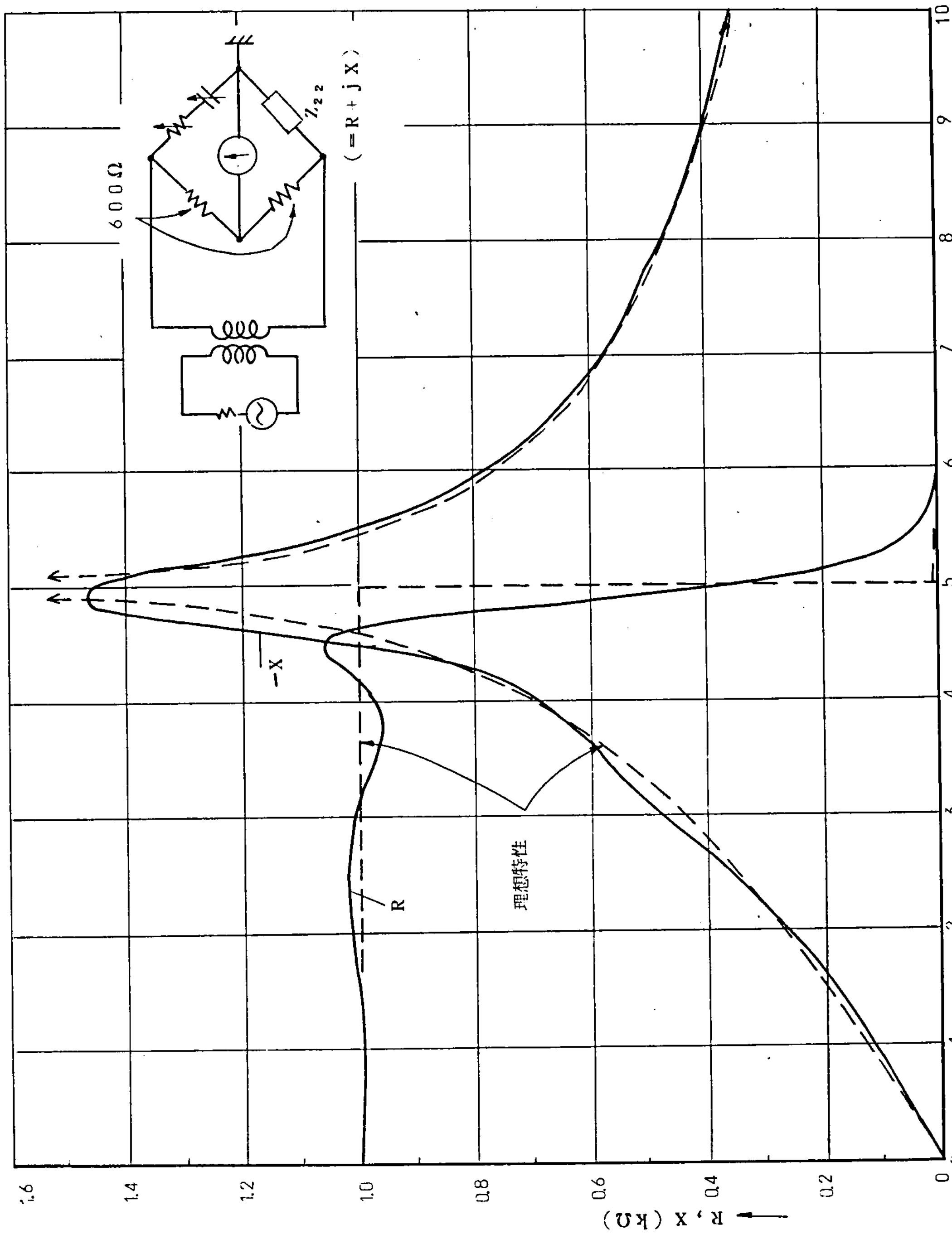


図5.19　沪波器回路網のZ_{22}の周波数特性

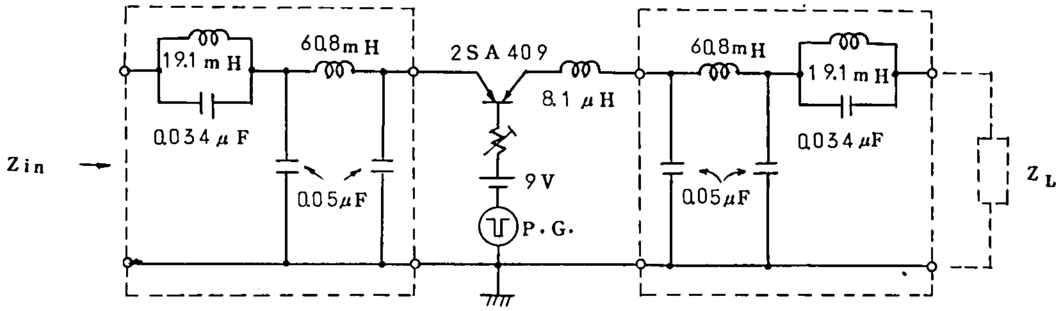


図 5.20　実験に用いた回路　　　　パルス巾約 1μs

大した量ではない。

一方，前節で求めた表 5.2 の結果によれば

① $Z_L = R_0$ の場合

$$Z_{in} = \frac{\alpha R_0 + \beta}{\gamma R_0 + \delta} = R_0, \quad (0 \leqq |\omega| < \pi / T) \tag{5.112}$$

② $Z_L = \infty$ の場合

$$Z_0 = \frac{\alpha}{\gamma} = j \cot 2\theta \cdot R_0, \quad (0 \leqq |\omega| < \pi / T) \tag{5.113}$$

③ $Z_L = 0$ の場合

$$Z_s = \frac{\beta}{\delta} = -j \tan 2\theta \cdot R_0, \quad (0 \leqq |\omega| < \pi / T) \tag{5.114}$$

で与えられ，Z_0，Z_s はともにリアクティブでなければならない。

そこで，図 5.22，図 5.23 から，入力インピーダンス Z_0，Z_s の実部を小さいとして，虚部のみ求める一方，図 5.18 の θ の値から，式(5.113)，式(5.114)を計算した結果，図 5.24，図 5.25 に示すように，きわめて良好な一致がみられた。

これらの結果によって，前節で得た解析結果が正しいことが確かめられた。

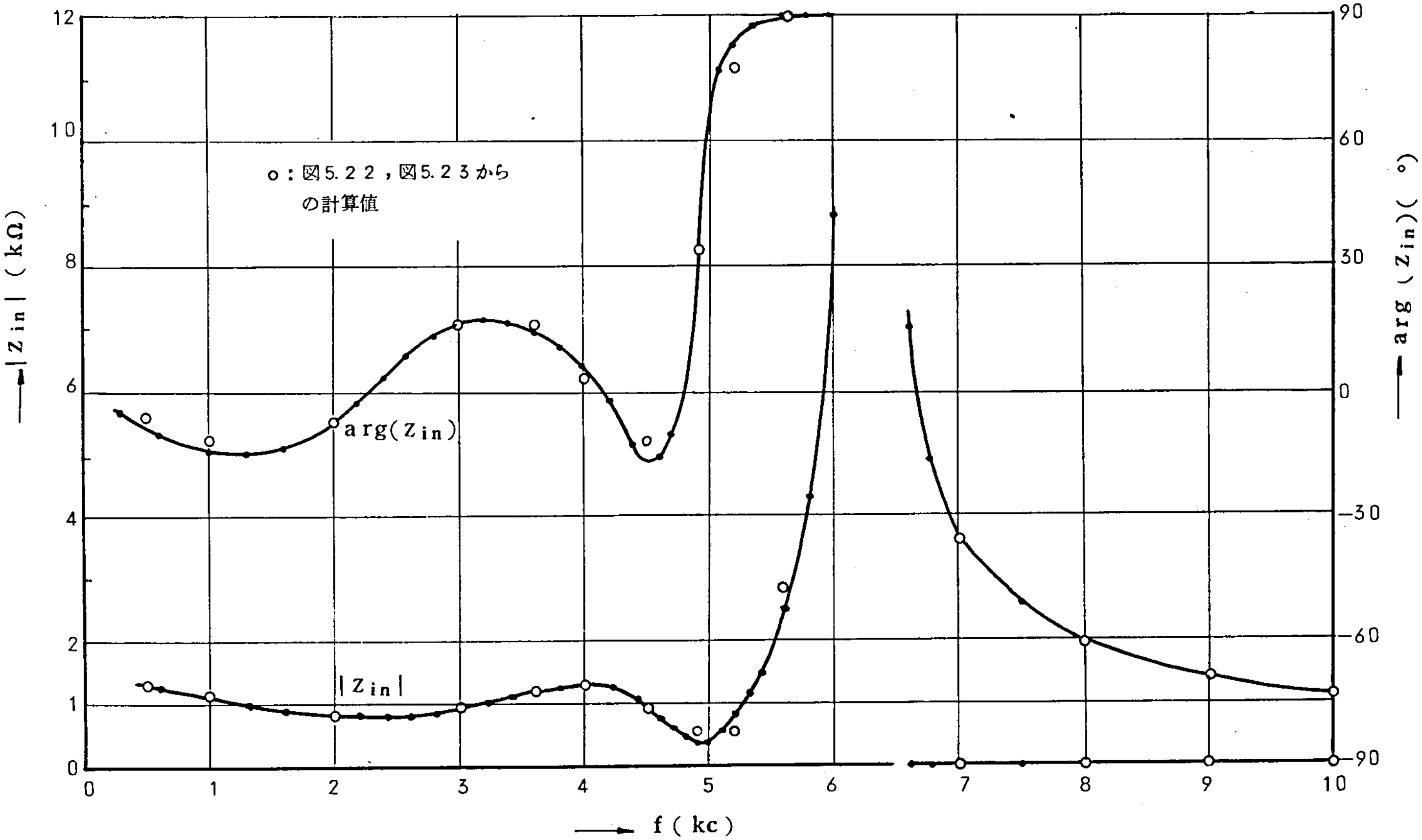


図5.21　$Z_L = 1\ k\Omega$（公称インピーダンス）を接続したときの入力インピーダンス Z_{in} の周波数特性

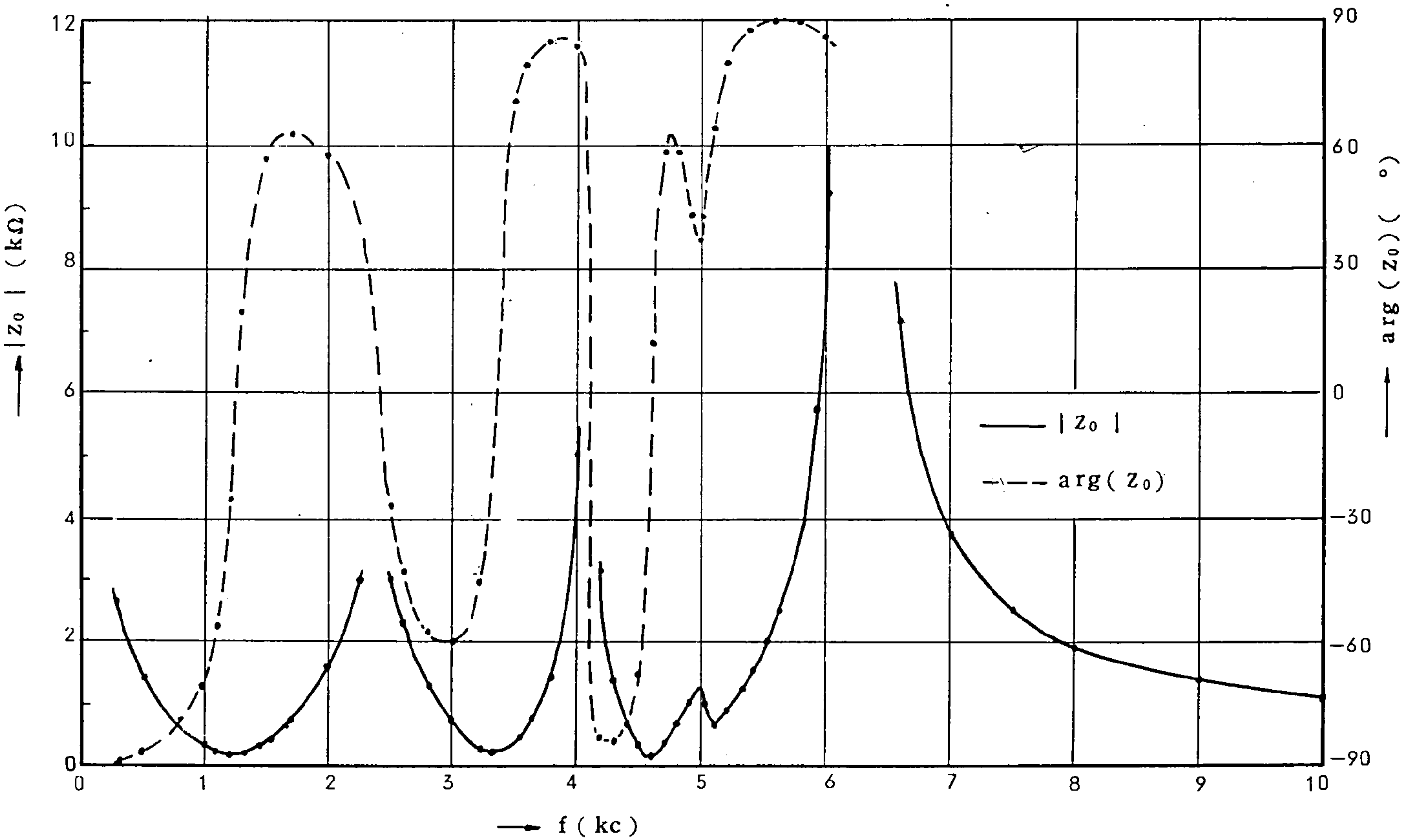


図5.22　終端開放入力インピーダンス Z_0 の周波数特性

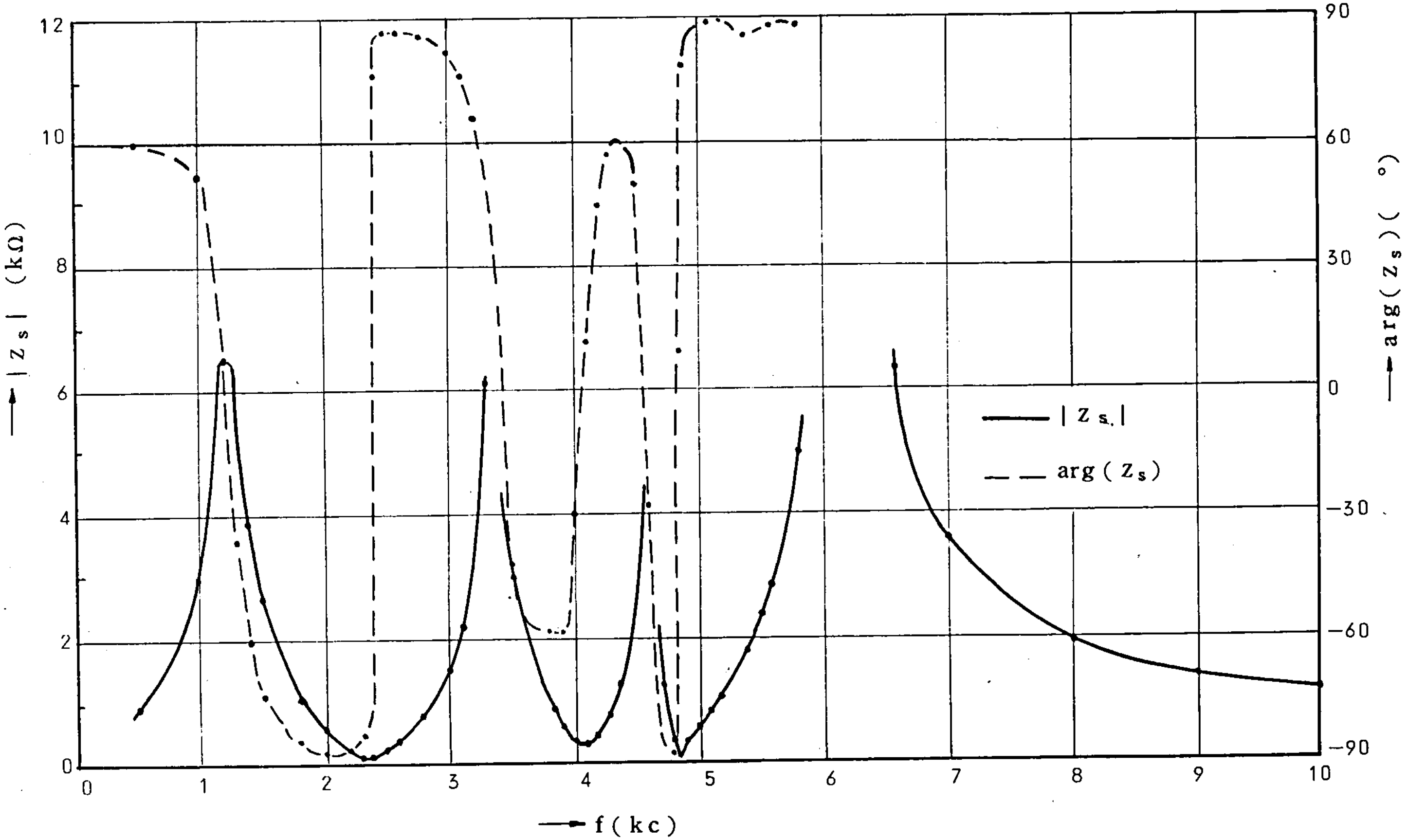


図5.23　終端短絡入力インピーダンス Z_s の周波数特性

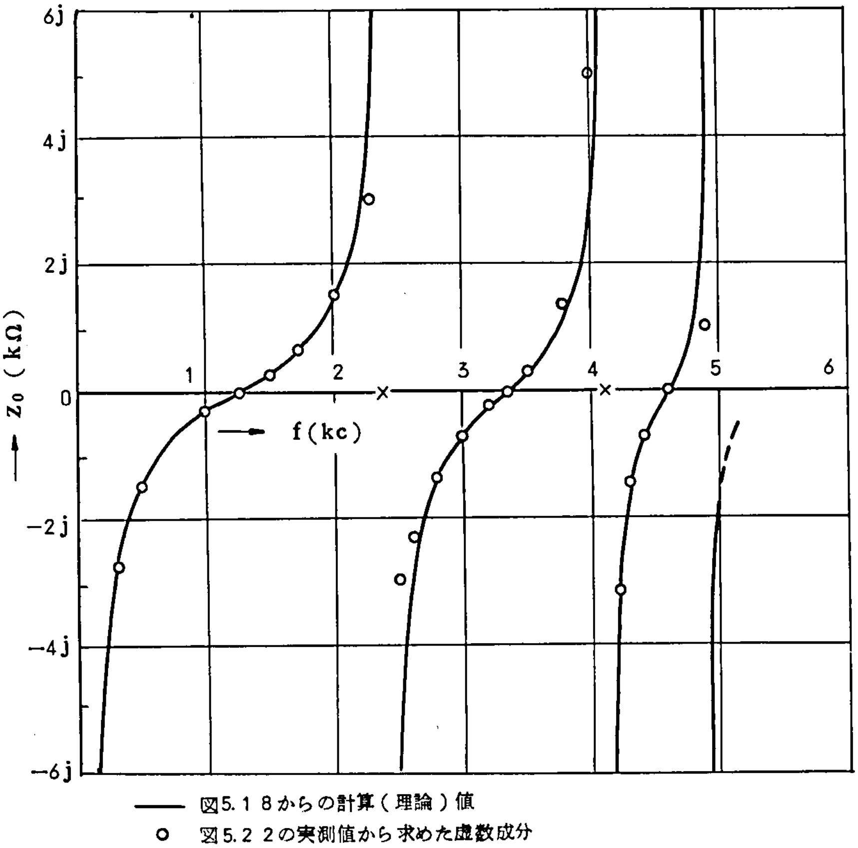
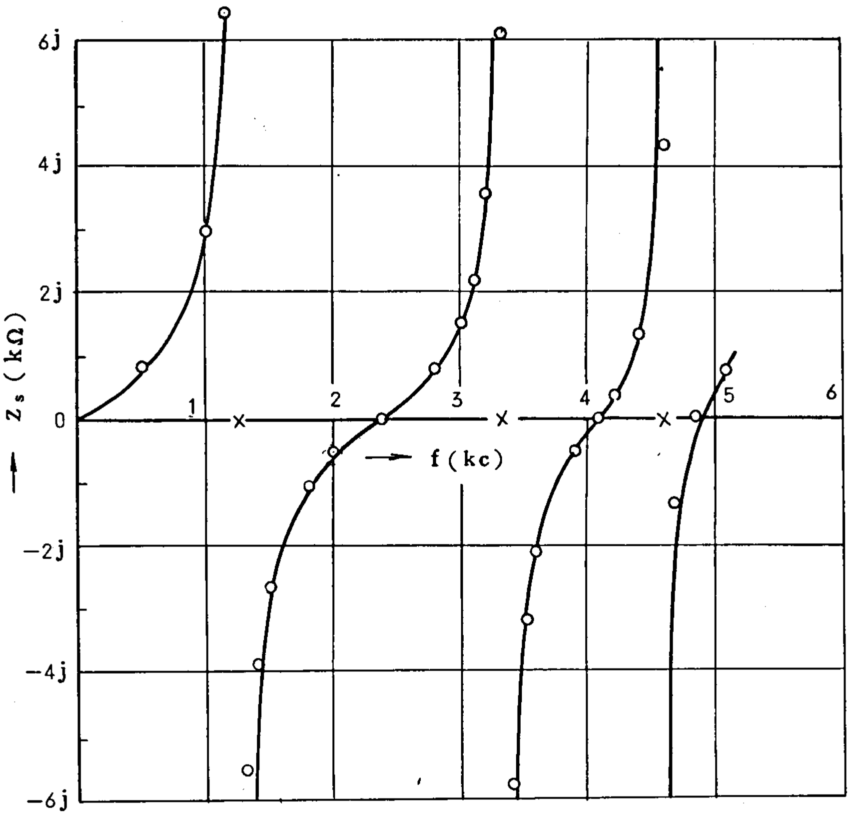


図5.24　終端開放入力インピーダンス Z_0（リアクタンス関数）の理論値

なお，一般に，固定定数回路網では，終端開放および終端短絡の場合の入力インピーダンス Z_0，Z_s が求められていると，任意のインピーダンス Z_L で終端したときの入力インピーダンスは

$$Z_{in}=\frac{Z_L+Z_s}{Z_L+Z_0}\cdot Z_0 \qquad (5.115)$$



—— 図5.１８からの計算（理論）値

o 図5.２３の実測値から求めた虚数成分

図 5.２５　終端短絡入力インピーダンスZ_s（リアクタンス関数）の理論値

で与えられる。図 5.２１中の計算値は，図 5.２２，図 5.２３の値を用いて，式（5.１１５）により計算した値を示したもので，時分割スイッチを含む２線式分割通話路でも，式（5.１１５）の関係が成り立つことが示されている。

さいごに，図 5.２６のように，レゾナント・トランスファ回路をはずして，沪波器だけを２つ背中合わせに接続した場合のZ_0，Z_sは，レゾナント・トランスファ回路を含む場合のZ_0，Z_sと相当様子がちがっていることを以下に示す。そのため，図 5.２６の回路について４端子

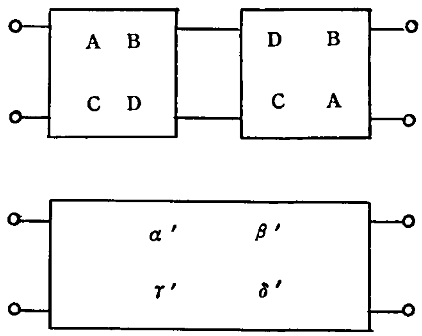


図5.26　レゾナント・トランスファ回路を取り除いた
　　　　沪波器だけの回路網

定数と入力インピーダンスを求めると式(5.95)から

$$\alpha' = \cos 2\theta + \frac{X}{R_0}\sin 2\theta, \tag{5.116a}$$

$$\beta' = -j\left\{\sin 2\theta - \frac{X}{R_0}(1+\cos 2\theta)\right\}\cdot R_0, \tag{5.116b}$$

$$\gamma' = -j\left\{\sin 2\theta + \frac{X}{R_0}(1-\cos 2\theta)\right\}\cdot\frac{1}{R_0}, \tag{5.116c}$$

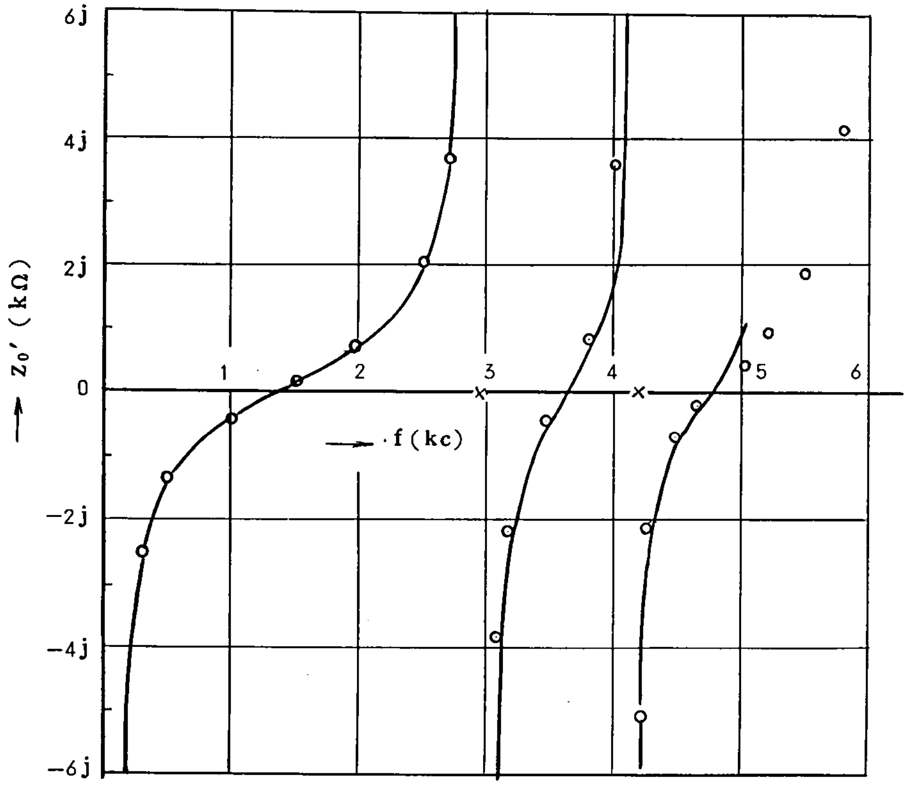
$$\delta' = \alpha' \tag{5.116d}$$

となり，終端開放および短絡時の入力インピーダンス Z_0', Z_s' は，それぞれ

$$Z_0' = j\frac{\cos 2\theta + \frac{X}{R_0}\sin 2\theta}{\sin 2\theta + \frac{X}{R_0}(1-\cos 2\theta)}\cdot R_0, \tag{5.117}$$

$$Z_s' = -j\frac{\sin 2\theta - \frac{X}{R_0}(1+\cos 2\theta)}{\cos 2\theta + \frac{X}{R_0}\sin 2\theta}\cdot R_0 \tag{5.118}$$

となる。ちなみに，これら α', β', γ', δ', Z_0', Z_s' と，α, β, γ, δ, Z_0, Z_s をそれぞれ比較すると，レゾナント・トランスファ回路は，Xに関する項を消す作用をもってい



—— 図5.1 8 ，図5.1 9 からの計算(理論)値

○ 実測値

図 5.2 7　沪波器だけの回路網の終端開放入力インピーダンス Z_0' (リアクタンス関数)

ることがわかる。

図 5.2 7，図 5.2 8は，実験に用いた沪波器を 2 ケ背中合わせにしたときの Z_0'，Z_s'の測定値を示したものである。図中の計算値は，図 5.1 8の θ，図 5.1 9のXの測定値をもとに式(5.1 1 7)，式(5.1 1 8)によって求めたものである。

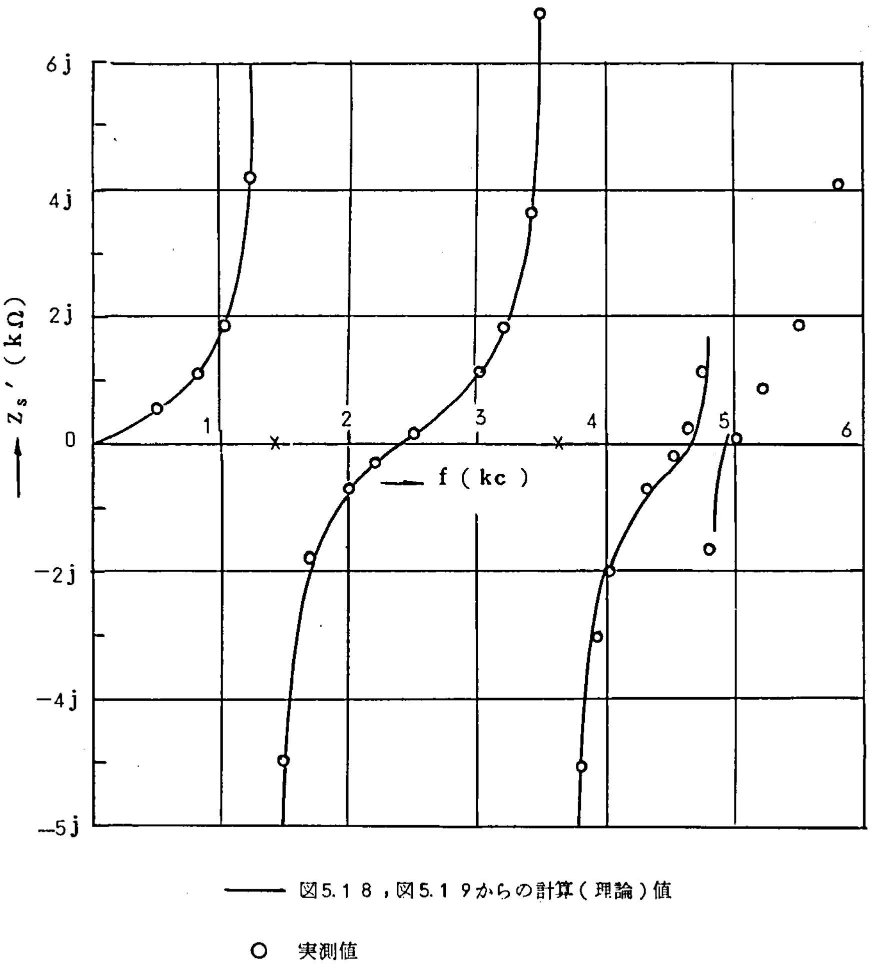


図5.28　沪波器だけの回路網の終端短絡入力インピーダンス Z_s'（リアクタンス関数）

この図5.27，図5.28と，さきに求めた図5.24，図5.25を比較すると，レゾナント・トランスファ回路を含んだ2線式時分割通話路の性質と，レゾナント・トランスファ回路を含まない沪波器だけの回路網の性質は，相当異なっていることが知られる。

5.4.　本章の概要と結論

本章では，前章までとは立場をかえて，伝送回路網の面から2線式時分割通話路とレゾナン

ト・トランスファ回路の性質を調べた。

まず，レゾナント・トランスファが，一般に波形非対称であるような場合について，Pulse Sequence Impedance の概念を用いて，2線式時分割通話路の伝送特性を計算した。

つぎに，この計算結果をもとに，2線式時分割通話路が，（沪波器）－（レゾナント・トランスファ回路）－（沪波器）の縦続接続で表現できることを示し，それぞれの4端子定数と全体の4端子定数を求めた。その結果，レゾナント・トランスファ回路は，2線式時分割通話路の中で，インピーダンス整合を行なう機能を果たしていることを明らかにすることができた。さらに，前章までに扱った双方向増巾手段や，損失分は，レゾナント・トランスファ回路の等価4端子回路網中で抵抗回路網（負抵抗を含む）で表現できることも明らかにすることができた。

さいごに，これらの解析結果を実証するために，2線式時分割通話路の入力インピーダンスを測定した結果，理論とよく合致した。このとき，レゾナント・トランスファ回路を取り除いた沪波器だけの回路網と，レゾナント・トランスファ回路をもつ2線式時分割通話路との差異も明らかにした。

本章で示した等価4端子網は，沪波器が理想特性をもつ場合に限られてはいるが，従来ほとんど手がかりの得られていなかった2線式時分割通話路の伝送回路網としての性質をはじめて明らかにし得た。これによって，2線式時分割通話路の挙動の概略は，沪波器がいちじるしく理想特性からかけはなれていない限り，十分把握できるものと考えられる。

6. 結　論

2線式時分割通話路で重要な役割を果たすレゾナント・トランスファ回路について，この回路内に存在する損失を補償し，さらに利得を得るための双方向増巾の基礎研究を行なった。すなわち，レゾナント・トランスファ回路に適し，かつ多重利用の可能な全く新しい考え方，すなわちパラメータ励振による双方向増巾手段を提案し，この双方向増巾手段の効果を主として振動現象の面および伝送回路網の面から，理論と実験によって検討した。

本研究の内容は，研究対象のとり上げ方で二つに大別される。すなわち，その一つは，本研究で提案したパラメータ励振による双方向増巾を行なったとき，レゾナント・トランスファ回路内に生じる共振現象を中心とした検討であり，章2～章4において詳細に検討を行なった。他の一つは，本研究で提案したような双方向増巾が導入された場合を含めた2線式時分割通話路の伝送特性の検討で，章5において詳細に検討を行なった。前者は，いわばミクロな観点からの検討であり，後者はいわばマクロな観点からの検討である。

本研究の結果得られた成果はつぎのとおりである。

まず，共振現象を中心とした検討では，2～4の各章で，それぞれつぎの事項を明らかにした。すなわち，

章2では，レゾナント・トランスファ回路に存在する損失は，レゾナント・トランスファ回路を構成するインダクタにパラメータ励振をかけて双方向増巾を行なうことにより補償することができ，さらに積極的に利得を得ることができることを示した。また，インダクタのパラメータ励振は，特定周波数の限られた位相の振動に対してのみ効果を発揮するので，レゾナント・トランスファ回路に適しており，きわめて安定な双方向増巾を行なうことができることを指摘し，増巾効果は，レゾナント・トランスファ回路の基本共振角周波数をω，パラメータ励振をかけられたインダクタの中心インダクタンスの値をL_0，パラメータ励振率をγ_Lとしたとき，$-\omega L_0\cdot\gamma_L/2$の負抵抗素子を挿入したと想定した場合とほゞ等価に考えてよいことを明らかにし，$(3.5\sim4.0)\gamma_L$(dB)程度の双方向増巾が可能であることを示した。2線式時分割通話路で必要とされる双方向増巾の利得は，数dB程度のわずかな値でよく，このような利得を得るに必要なパラメータ励振率γ_Lは，$\gamma_L\angle 1.0$程度の比較的軽度のもので十分であり，技術的にも容易で，かつ安定であることを実験によって裏付けた。

章3では，インダクタのパラメータ励振によって2線式時分割通話路の損失が補償できる上に安定に利得が得られることを実験によって示したが，同時に過度に利得を得ようとすると2線式通話路として反射現象が生じることを明らかにした。この反射現象はしかし，インダクタにパラメータ励振をかける場合にだけ生じるものではなく，レゾナント・トランスフ

ァ回路内に損失がある場合など，一般にレゾナント・トランスファの際に電荷の交換が不完全な場合には必らず生じるものであることを明らかにした。レゾナント・トランスファの際，完全に受け側キャパシタに転送されずに送り側キャパシタに残る電荷の比率を１－Ａとすると，反射されてくる電力は，信号源の固有電力に対して$-20\log|(1-A)|$(dB)だけ減衰した量であることを示した。

章４では，レゾナント・トランスファ回路内に新たにキャパシタを設け，インダクタにパラメータ励振をかけるほかに，このキャパシタにもパラメータ励振をかけることにより，上述のような反射現象を伴なわないで損失を補償し，あるいは利得を得ることができることを示した。このとき，必要とされるキャパシタのパラメータ励振率γ_Cは，反射現象をちょうど打ち消すには$\gamma_L:\gamma_C\cong 1:2$程度がよく，またキャパシタのパラメータ励振によって，インダクタのパラメータ励振による双方向増巾利得のほかに$1.5\gamma_c$（dB）程度の双方向増巾利得が加算されることを示した。

以上，章２～章４の研究によって，２線式時分割通話路の損失を補償し，さらに利得を得ることが可能となった。この際，反射現象を好まないならば，それを打ち消す手段も確立された。

つぎに，章５において２線式時分割通話路を伝送回路網の面から検討し，２線式時分割通話路を４端子網で表示することと，そのときの４端子定数を求めることに成功した。同時に，レゾナント・トランスファ回路および双方向増巾機能（減衰も含む）を等価４端子網で表示することにも成功した。これによって，レゾナント・トランスファ回路は，２線式時分割通話路の内部でインピーダンス整合の機能を果たしていること，双方向増巾機能は負抵抗を含む抵抗回路網で表現できることを明らかにした。

この章５の研究によって，双方向増巾が行なわれる場合を含めて，２線式時分割通話路の音声帯域（サンプリング周波数の１／２以下の周波数帯域）における挙動の概要が把握できるようになった。

以上のように，２線式時分割通話路で致命的な欠点であった僅少な損失の補償を完全に可能とし，音声帯域での通話路系としての４端子網構造を明らかにしたので，２線式時分割通話路がもっている他の多くの特長を活かした通話路系の構成がより容易になったと信じる。この結果，単にPBX用などという限られた適用範囲をこえて，集中局，端局等，公衆通信網の２線式階梯に用いる電子交換機の実用化に大きく寄与したものと信じる。

謝　辞

本論文を終るに際し，本論文をまとめる機会を与えられた上，懇切な御指導御教示を賜った恩師京都大学教授前田憲一博士，坂井利之博士に厚く御礼申し上げる。

本研究を遂行するにあたっては，電気通信研究所花輪幸四郎博士，吉田庄司博士の適切な御指導と有益な御討議を頂いた。また，実験，数値計算にあたっては，田島久彰氏，安藤章治氏，脇田寿氏の熱心な御協力をうけた。これらの方々に厚く感謝の意を表する。

参考文献

1) H.B.Haard, C.G.Svala: Means for Detecting and/or Generating Pulses, U.S.Patent No. 2,718,621, 11.3.1953.

2) K.W.Cattermole: Efficiency and Reciprocity in Pulse-Amplitude Modulation: Part 1-Principles, Proc. Instn Elect. Engrs, Paper No. 2474R, Vol.105B, p 449, 1958-07.

3) C.A.Desoer: A Network Containing a Periodically Operated Switch Solved by Successive Approximation, Bell Syst. tech. J., Vol. 36, No. 6, p 1403, 1957-11.

4) P.J.May, T.M.Stump: Synthesis of a Resonant Transfer Filter as Applied to a Time Division Multiplex System, Communication and Electronics, No. 51, p 615, 1960-11.

5) G.Kraus: Analyse von linearen Netzwerken mit Haard-Svala-Schaltern (Resonanzübertragung), Arch. elect. Übertragung, Band 16, Heft 12, s 611, 1962-12.

6) G.B.Thomas, Jr.: Synthesis of Input and Output Networks for a Resonant Transfer Gate, 1961 IRE Internat. Conv. Record, Part 4, p 236.

7) H.H.Adelaar, F.A.Clemens, J.Masure: Outlines of a T.D.M. Two-Wire Telephone Switching System and its Control, Proc. Instn Elect. Engrs, Vol. 105, Part B, Supplement No. 20, p 94, 1960.

8) O.H.Williford: The No. 101 Electronic Switching System, Bell Lab. Record, Vol. 41, No.10, p 374, 1963-11.

9) C.Breen: Expanding the No. 101 ESS, Bell Lab. Record, Vol. 44, No. 5, p 150, 1966-05.

10) 中野浩行・塚田実：2線式時分割通話回路の考察，昭36信学全大，S7−9，1961−11。

11) 豊田和雄・中条俊彦・津田達：2線式レゾナント・トランスファ通話路における2SA252による両方向ゲート，昭36信学全大，S7−10，1961−11。

12) 豊田和雄・中条俊彦・津田達：2線式レゾナント・トランスファ通話路における伝送損失，昭36信学全大，S7−11，1961−11。

13) 国広敏郎・島崎誠彦・小橋亨：2線式時分割交換機の通話路の特性について，昭36信学全大，S7−12，1961−11。

14) 中司和雄・長谷川潔・宮坂英輔・寺戸美泰：双方向トランジスタを使用した2線式通話路，昭37四学会連大，1183，1962−04。

15) 豊田和雄・中条俊彦・津田達：対称トランジスタFT150を用いたレゾナント・トランスファ加入者回路，昭37四学会連大，1233，1962−04。

16) 豊田和雄・中条俊彦・津田達：レゾナント・トランスファ通話路における並列抵抗，容量の伝送特性に及ぼす影響，昭37四学会連大，1234，1962−04。

17) 中条俊彦・津田達・安藤豊：2線式通話路の伝送特性に与える同軸コードの影響，昭37信学全大，541，1962−11。

18) 豊田和雄・中条俊彦・津田達：2線式通話路の伝送特性に与えるラインインピーダンスの影響，昭37信学全大，542，1962−11。

19) 藤岡旭・中野浩行・塚田実：トランス結合レゾナント・トランスファ回路，昭37信学全大，543，1962−11。

20) 長谷川潔・黒沢正明・高橋勝広：二線式通話路の通話品質，昭38四学会連大，1830，1963−04。

21) 豊田和雄・中条俊彦・津田達：2線式レゾナント・トランスファ通話路の信号挿入の際の漏話，昭38四学会連大，1831，1963−04。

22) 中司和雄・長谷川潔・百嶋祐吉：二線式レゾナント・トランスファ通話回路を用いた交換機の監視信号検出方式の一案，昭38四学会連大，1832，1963−04。

23) 藤岡旭・中野浩行・塚田実：レゾナント・トランスファ用沪波器のインピーダンスの検討，昭38四学会連大，1833，1963−04。

24) 中条俊彦・津田達・竹内隆司：2線式レゾナント・トランスファ通話路における割込接続の一方式，昭38信学全大，525，1963−11。

25) 津田達・竹内隆司：レゾナント・トランスファ通話路の信号挿入の一方式，昭39四学会連大，1488，1964−04。

26) 中条俊彦・津田達・竹内隆司：群間構成をとったレゾナント・トランスファ通話路の伝送特性，昭39四学会連大，1489，1964−04。

27) 広瀬浩二・長谷川潔・平川和之：レゾナントフイルタの一考察，昭39四学会連大，1490，1964−04。

28) 広瀬浩二・長谷川潔・百嶋祐吉：レゾナント・トランスファ用スイッチの考察，昭39四

学会連大，1491，1964－04。

29) 広瀬浩二・長谷川潔・狩俣直輝：二線式時分割通話路の多重度について，昭39 四学会連大，1492，1964－04。

30) 広瀬浩二・長谷川潔・平川和之：2線式時分割通話路の考察，電気通信学会交換研究会資料，1964－05。

31) J.A.Herndon, F.H.Tendick, Jr.: A Time Division Switch For an Electronic PBX, Paper No. CP63-577, IEEE Winter General Meeting, New York, 1963-01.

32) たとえば，施設必携 計画編，電気通信協会。

33) 薬原耕平・安藤章治：パラメータ励振によるResonant Transfer 回路の損失補償(I)，通研所内資料，経過資料第1387号，1963－11。

34) 薬原耕平・吉田庄司・安藤章治：パラメータ励振によるレゾナント・トランスファ回路の損失補償，昭39 四学会連大，1487，1964－04。

35) 薬原耕平：パラメータ励振による時分割2線式増巾，電気通信学会交換研究会資料，1964－05。

36) 新妻英雄・別所照彦：エサキダイオード静特性測定法，通研所内資料，経過資料第925号，1960－04。p4.

37) C.Hayashi: Forced Oscillations in Non-linear Systems, 1953.

38) N.W.McLachlan: Theory and Application of Mathieu Functions, 1947.

39) 福井憲一：めがね形パラメトロンの研究，通研所内資料，成果報告第1615号，1961－08。p78.

40) 薬原耕平・安藤章治：パラメータ励振によるResonant Transfer回路の損失補償(II)，通研所内資料，経過資料第1451号，1964－03。

41) 薬原耕平・安藤章治：2線式時分割通話路における反射現象，通研所内資料，経過資料第1612号，1964－11。

42) 薬原耕平・安藤章治：不完全なレゾナント・トランスファにもとずく2線式時分割通話路の反射現象，昭39 信学全大，653，1964－11。

43) 薬原耕平・田島久彰：パラメータ励振によるResonant Transfer回路の損失補償(III)，通研所内資料，経過資料第1695号，1965－02。

44) 薬原耕平・田島久彰：パラメータ励振によるResonant Transfer回路の損失補償(IV)，通研所内資料，経過資料第1729号，1965－04。

45) 桒原耕平・田島久彰：キャパシタのパラメータ励振を併用したレゾナント・トランスファ回路の損失補償，昭40四学会連大，2016，1965−04。

46) 桒原耕平・田島久彰：パラメータ励振を受けたレゾナント・トランスファ回路の解析，昭40信学全大，854，1965−11。

47) 桒原耕平：2線式時分割通話路の解析，通研所内資料，成果報告第2335号，1964−11。

48) 桒原耕平・脇田寿：2線式時分割通話路のインピーダンス特性，通研所内資料，経過資料第1447号，1964−03。

49) 桒原耕平：2線式時分割通話路の4端子網表示，通研所内資料，成果報告第2334号，1964−11。

50) 桒原耕平・脇田寿：2線式時分割通話路の4端子網表示，昭40信学全大，2015，1965−11。

付　録

付録1　パラメータ励振をかけられたインダクタが呈するインピーダンス，アドミッタンス

従来から，パラメトロンについて定常的な解析を行なうためおよび測定の便宜上，パラメータ励振をかけられたインダクタが呈するインピーダンスあるいはアドミッタンスが求められている。この場合，インダクタンスの特性の近似の仕方で２つの方法がよく用いられる。

〔第１の方法〕

パラメータ励振をかけられたインダクタのインダクタンスが

$$L=L_0(1-2\Gamma\cos 2\omega t) \tag{A.1}$$

で変化するものとし，これに

$$I=I_0\cos(\omega t+\theta) \tag{A.2}$$

なる電流を流すと，端子電圧は

$$V=\frac{d}{dt}(LI)$$

である。そこで，上式に式（Ａ．１），式（Ａ．２）を代入し基本波成分だけに着目すると

$$V_1=-\omega L_0 I_0\{\sin(\omega t+\theta)-\Gamma\sin(\omega t-\theta)\}$$

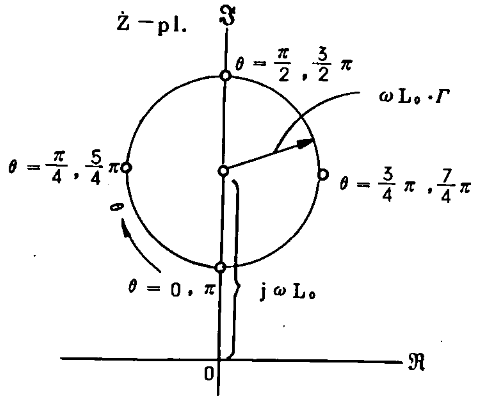
が得られる。そこで，$\sin(\omega t+\theta)$が$\cos(\omega t+\theta)$より９０°位相が遅れていることを考慮して，V_1とＩの比をベクトル表示すると

$$\dot{Z}_1=\frac{\dot{V}_1}{\dot{I}}=j\omega L_0(1-\Gamma\varepsilon^{-2j\theta}), \tag{A.3}$$

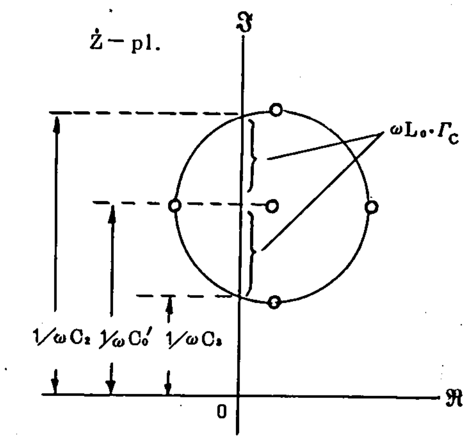
が得られる。これはθを可変としたとき，インピーダンス平面において$(0,\ j\omega L_0)$を中心として，半径$\omega L_0\Gamma$の円を描く。図Ａ．１はこれを示したものである。実際のパラメトロン・コイルでは，必らず若干の損失が存在するから，インピーダンス軌跡は，図Ａ．２のように若干右方にずれる。そこで，図のようにｊ軸との交点でΓ_Cを定義する。

ところで，図Ａ．３のような直列共振形パラメトロンが発振するためには，系全体のインピーダンス軌跡が原点をその内部に含まねばならない。したがって，Ｃを可変とすると，発振領域はC_2とC_3で表わされる極限値の間になり，図Ａ．２から

$$\Gamma_C=\frac{C_3-C_2}{C_3+C_2}$$



図A．1　$\dot{Z}_1$の軌跡

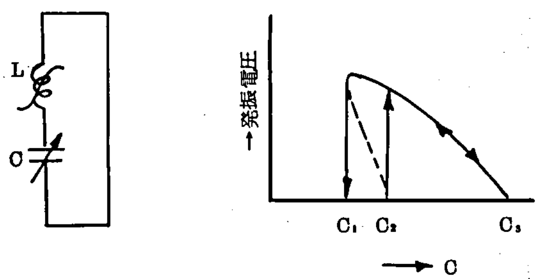


図A．2　$\dot{Z}_1$の軌跡（損失を考慮した場合）とΓ_Cの関係

が得られる。また，インダクタンスの中心値L_0に共振すべきCの値は

$$C_0' = \frac{2C_2C_3}{C_2+C_3}$$

となることも容易にわかる。



図A．3
パラメトロン回路と発振特性

〔第2の方法〕

第1の方法の式（A．1）の代わりに

$$L = \frac{L_0}{1+2\Gamma\cos 2\omega t} \qquad (A.4)$$

とし，これに

$$V = V_0\cos(\omega t+\theta) \qquad (A.5)$$

なる電圧を印加すると，このインダクタに流れる電流は，

$$I = \frac{1}{L}\int V dt.$$

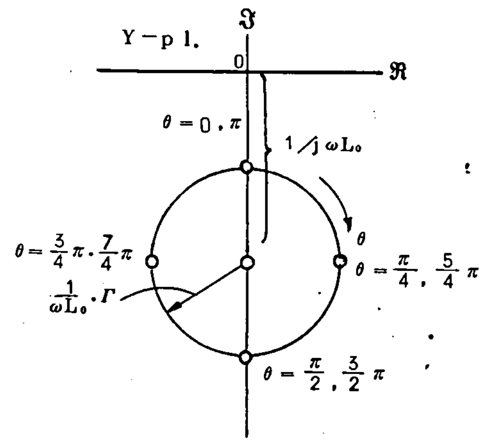
で，基本波成分だけに着目すると

$$I_1 \doteq \frac{1}{\omega L_0}\{\sin(\omega t+\theta)-\Gamma\sin(\omega t-\theta)\}$$

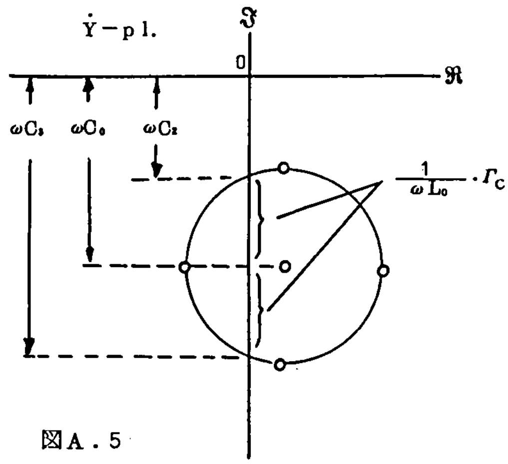
となり，ベクトル表示すると，

$$\dot{Y}_1 = \frac{\dot{I}_1}{\dot{V}} = \frac{1}{j\omega L_0}(1-\Gamma e^{-2j\theta}) \qquad (A.6)$$

が得られる。図A．4は，アドミッタンス平面で$\dot{Y}_1$の軌跡を示したものである。実際には損失を考慮して図A．5のように考える方がよく，第1の方法の場合と同様にΓ_Cを定義することができる。すなわち，並列共振形パラメトロンの発振領域を



図A．4　$\dot{Y}_1$の軌跡



図A．5
$\dot{Y}_1$の軌跡（損失を考慮した場合）とΓ_Cの関係

$C = C_2 \sim C_3$ とすれば

$$\Gamma_C = \frac{C_3 - C_2}{C_3 + C_2}$$

および

$$C_0 = \frac{C_2 + C_3}{2}$$

が得られる。

以上，Γ_Cは，いずれの立場で解析しても同じ結果が得られる。

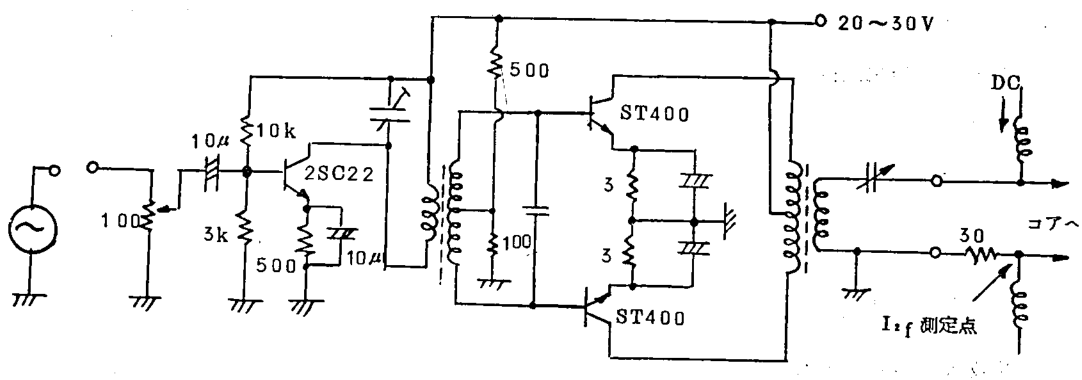
なお，式（A．6）からインピーダンスを求めると

$$\dot{Z}_1' = \frac{1}{\dot{Y}_1} = \frac{j\,\omega L_0}{1-\Gamma^2}\left(1-\Gamma\varepsilon^{-2j\theta'}\right) \qquad (A.7)$$

の形となり，式（A．3）と若干異なるが，これは近似の仕方の相違によるものである。

付録2.　高周波励振電源回路図

図A．6に，実験に用いた高周波励振電源の回路図を示す。これは，従来パラメトロンの励振用として用いられている回路をもとに設計したものである。



図A．6　高周波励振電源回路図

付録3．式（5．44）の誘導

式（5．38）により

$$I_1(t)=V_0\,C\cdot F_1(j\omega)\sum_n \varepsilon^{j\omega(t_0+t)}\delta(t-nT)$$

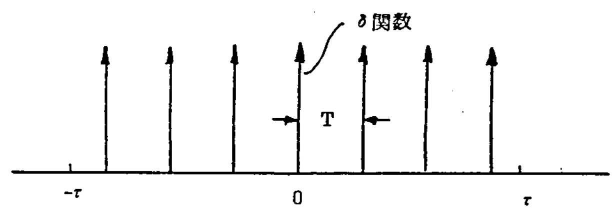
であるから，この基本波成分，すなわちフーリエ係数は

$$\begin{aligned} A_1&=\lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{2\tau}\int_{-\tau}^{\tau}I_1(t)\,\varepsilon^{-j\omega t}\,dt\\ &=\lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{2\tau}\,V_0\,C\cdot F_1(j\omega)\,\varepsilon^{j\omega t_0}\int_{-\tau}^{\tau}\sum_n\delta(t-nT)\,dt \end{aligned}\qquad (A.8)$$

となるが，積分範囲の中には，図A．7に示すように｛［2τ／T］＊＋1｝本のインパルスが存在するので，結局

$$\begin{aligned} A_1&=V_0\cdot C\cdot F_1(j\omega)\lim_{\tau\to\infty}\frac{1}{2\tau}\{[2\tau/T]+1\}\\ &=V_0\cdot C\cdot F_1(j\omega)\,\frac{1}{T} \end{aligned}$$

となる。



図A．7　式（A．8）の積分範囲

＊［　］は整数部分の意味

付録4.　式（5・57）の誘導

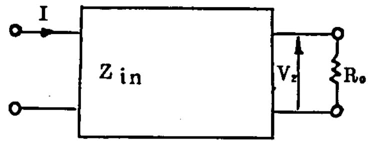


図 A．8　リアクタンス4端子網

図A．8に示したようなリアクタンス4端子網が抵抗R_0で終端され，かつそのときの入力インピーダンスが

$$Z_{in} = R(\omega) + jX$$

であると，この回路網に流入する電力は

$$P_1 = |I|^2 \cdot R(\omega)$$

である。一方，この回路網の出力電圧は

$$V_2 = Z_{21} \cdot I$$

で，R_0で消費される電力は

$$P_2 = \frac{|V_2|^2}{R_0} = \frac{|Z_{21}|^2 \cdot |I|^2}{R_0}$$

である。途中の4端子網では電力の損失は生じないから，$P_1 = P_2$ より

$$R_0 \cdot R(\omega) = |Z_{21}|^2$$

となる。