

博 士 論 文

ラジオ電波によってクレーンに発生する  
異常電圧の減衰装置に関する研究

平成4年 8月

笠 嶋 善 憲

はしがき

近年、科学技術の進歩に伴い、電磁波はあらゆる分野で多種、多様に利用されている。例えば、遠・中距離通信放送、ワイヤレスマイク、電波測量、高周波炉、医療の診断・治療、電波探査、リモートセンシング、電波望遠鏡、材料検査、害虫駆除などである。

これらから出る電波はその周波数、出力に応じて目的以外のものにも作用し、いろいろな電波障害を引き起している。例えば、テレビ・ラジオのノイズ、コンピュータ、産業用ロボットの誤作動、電磁波の生体への影響、大型金属構造物が受信アンテナとなって誘起した電力による可燃性物の誘爆などがある。

このような問題をEMC (Electro Magnetic Compatibility) と言っているが、これは人間が電磁波を利用しはじめた時より始まり、その後、文明の高度化とともにその種類、数が急増し、また複雑化してきた。特に、今日に至っては、マイクロエレクトロニクスの急速な進展、普及に伴い、各種電気機器から発生する不要電波問題が深刻な社会問題になってきている。

公的機関であるIEC (International Electrotechnical Commission)、VDE (Verband Deutscher Elektrotechniker)、FCC (Federal Communication Commission)などは早くからこのEMCの問題解決のため、情報収集、検討・審議を行い、各種の規格を作成し、実施させてきている。

しかし、このEMCの問題は多岐にわたっておりこのような規格の手段も見つからず、ただ情報収集のみのものも多い。

その一つに、中波ラジオ送信所近くで使用する大形クレーンや建設中のビルの最上階に設置されているタワークレーンが効率的よい巨大な受信アンテナとなってそれらの吊り荷に1,000V、前後の非常に高い電圧が発生し、作業員が荷付作業時に強い電撃を受ける現象がある。

これは、クレーンが垂直方向に長く突効高の大きい受信アンテナになること、クレーンの全体形状がループ状となり共振回路を形成することの二つ作用が重畳することに起因する。

小生が在職する鹿島建設株式会社ではこのように、中波ラジオ電波によって大形クレーン吊荷部に発生する高い電圧は共振によるものであることから「異常電圧」と呼んでいる。

異常電圧の発生している吊荷部に作業員が触れると強い電撃と同時に後に白い環状の跡を残す軽い火傷を負う。このような高周波の電圧は表皮効果により、電流は人体中を流れずこの電圧によって直接生命の危険はないが、高所作業時に不意にこの強い電撃を受けると墜落事故等の二次災害の発生が懸念され、この感電防止対策が急務と思われる。

この現象は我国では1970年頃から、外国では1955年頃から報告されている。これらの報告や当社での研究結果によるとラジオ電波によってクレーン吊荷部に発生する異常電圧に対する感電防止対策は大別すると直接的な方法と電気回路的方法になると考えられる。

直接的な方法とは受信アンテナとなっているクレーン部材の一部に絶縁物を挿入又は、絶縁物で覆って感電を防止するものである。しかし、この方法は大型構造物であり、重量物を吊るすクレーンにおいて適用する箇所は限定され、かつ、摩擦等で一時的にしか使用できない。このような直接的な方法とは簡易的方法ともいえる。

電気回路的方法とはクレーン部材の一部にアンテナ的要素で構成されている電気回路を取り付けて、クレーンの受信アンテナ特性を電気回路的に変化させ、吊荷部の誘起電圧を減衰させるものである。この方法は装置の形状、寸法、取り付け位置を適切に設計すれば、恒久的な対策として使用できると考えられる。

すなわち、この電気回路的対策の実施には、クレーンの受信アンテナ特性と対策装置の電圧減衰作用のメカニズムを十分に理論的に解析して、その装置の最適設計法を確立する必要がある。

本論文は、ラジオ電波によって大形クレーンに発生する異常電圧の恒久的感電防止対策としての電気回路を用いた減衰装置の最適設計法に関するものである。本論文には理論解析、模型実験、実大実験結果が含まれている。

以下に本論文の構成を概略する。

第1章で本論文の背景、目的について記述する。

第2章では当社の建設用大形クレーンに発生した異常電圧の測定記録とこれまでに使用してきた簡易的対策方法について記述する。

第3章ではクレーンの受信アンテナ特性の理論的解析、模型実験、実大実験結果について記述する。

第4章ではパッシブ減衰装置付きクレーンを電磁氣的に解析した結果得られた等価回路について記述する。

第5章ではアクティブ減衰装置付きクレーンを電磁氣的に解析した結果得られた等価回路について記述する。

第6章では減衰装置の構成要素の一つである結合器の結合度についての理論的解析結果について記述する。

第7章では減衰装置の構成要素の一つである共振回路部の回路定数についての理論的解析結果について記述する。

第8章では第3章から第7章までの理論的解析結果を1/40模型実験で検証する。

第9章では三種類の試作減衰装置を実際の大形クレーンに取り付けて、その減衰特性の実験を行い減衰装置の設計法の総合的な検証をする。

第10章では各章にわたっての総括的な結論を記す。



# 目 次

はしがき

第1章 序 論	1
第2章 異常電圧の測定記録と従来の対策方法	
§. 2-1 まえがき	6
§. 2-2 異常電圧の測定記録	6
§. 2-3 従来の対策方法	12
§. 2-4 あとがき	16
第3章 クレーンの受信アンテナ特性	
§. 3-1 まえがき	17
§. 3-2 クレーン部材の等価半径	17
§. 3-3 電圧・電流分布	18
§. 3-4 クレーンの等価回路	23
§. 3-5 指向性と放射抵抗	26
§. 3-6 模型実験	30
§. 3-7 実大実験	34
§. 3-8 あとがき	36
第4章 パッシブ減衰装置の等価回路	
§. 4-1 まえがき	37
§. 4-2 減衰装置の原形	37
§. 4-3 減衰装置付きクレーンの等価回路	40
§. 4-4 減衰装置の等価回路の特徴	48
§. 4-5 あとがき	49

## 第5章 アクティブ減衰装置の等価回路

§. 5-1	まえがき	50
§. 5-2	負性抵抗型減衰装置	50
§. 5-3	逆位相型減衰装置	56
§. 5-4	あとがき	65

## 第6章 結合器の結合度

§. 6-1	まえがき	66
§. 6-2	結合器の種類	66
§. 6-3	電界型結合器の解析	69
§. 6-4	磁界型結合器の解析	74
§. 6-5	実験結果と計算結果	77
§. 6-6	あとがき	88

## 第7章 共振回路部の定数

§. 7-1	まえがき	89
§. 7-2	電界型減衰装置	89
§. 7-3	磁界型減衰装置	94
§. 7-4	あとがき	98

## 第8章 減衰装置の模型実験と計算結果

§. 8-1	まえがき	99
§. 8-2	模型実験と計算方法	99
§. 8-3	電界型減衰装置	100
§. 8-4	磁界型減衰装置	104
§. 8-5	応用的減衰装置	108
§. 8-6	負性抵抗型減衰装置	111

§. 8-7	逆位相型減衰装置	116
§. 8-8	あとがき	122
<b>第9章 減衰装置の実大実験</b>		
§. 9-1	まえがき	123
§. 9-2	コイル型減衰装置	123
§. 9-3	磁界型減衰装置	127
§. 9-4	逆位相型減衰装置	131
§. 9-5	あとがき	135
<b>第10章 結 論</b>		
		136
<b>附 録</b>		
		140
<b>参考文献</b>		
		141
付 録 A	(4-13)式の誘導過程	144
付 録 B	(5-16)式の誘導過程	150



電磁波の存在する場所に導体を置けば導体は受信アンテナとなりそれに電圧・電流が誘起する。通信工学の分野ではこの電磁気現象を有効に利用して特定の寸法の導体を無線通信システムの一部としてのアンテナとして用いている。従って、通信工学におけるアンテナでは利用電波周波数に合わせてできるだけ効率のよいものにする研究がなされている。

しかし、文明が高度化するとあらゆる場所に強い電磁波があり、そこに受信アンテナ以外の目的のアンテナ的金属材料が多く存在するようになる。これらも一様に受信アンテナとして動作し、それぞれに受信電圧が誘起する。そして、それらの構造物の中には形状、寸法から、偶然に効率のよい受信アンテナになるものがある。

この現象による電波障害はあらゆる周波数の電波と金属材料間で発生する可能性がある。そして、その対策が考えられているものもある。例えば、アンテナ的金属導体に接している可燃性ガス、リード線付き電気配管の誘導などである。これらの場合はある定められた電波強度の領域にはこれらの物を持ち込まないように指導されている<sup>1)</sup>。

そして、この現象を最も代表するものは中波ラジオ電波の強い領域で使用される大形クレーンが受信アンテナとなって吊荷部に1,000V<sup>2)</sup>前後の高い電圧が発生し、荷付作業員に電撃を与えることである。この場合は送信所の出力、金属材料の大きさが他の電波周波数帯のものに比べて非常に大きいために特別に問題になるのである。従って、対象は中波ラジオ電波と大形クレーンに限定される。

この問題は国内では1970年頃から多くなり、そのようなクレーンで作業をする場合は吊荷部を接地したり、吊荷部表面を絶縁物で覆って、作業の安全を確保してきた。ドイツでは、1955年に港湾用大形クレーンのグラブにラジオ電波による電圧が発生したが、クレーンブーム部に別導体をループ状に取り付けその終端に可変コンデンサを挿入して調節した結果、電圧は減衰し、安全に作業ができたと報告されている<sup>3)</sup>。米国では1970年にラジオ電波送信所近くに設置した大形クレーンに6,000Vの電圧が発生したこと<sup>4)</sup>、又、他の文献では吊荷部を絶縁物で覆う対策を行ったと報告されている<sup>4)</sup>。しかし、これらの報告は全て断片的なデータであり、詳細な研究は行われていない。

先のドイツのクレーンブームに別導体をループ状に取り付けた対策であるが、これは電気回路的対策と言えるものである。

筆者は過去に本論文の一部分である減衰装置の現場実験結果を発表した際にこのドイツの対策装置の文献を知ったのであるが、結果的にこの対策装置は本論文中の簡易的減衰装置と位置付けされた。

恒久的感電防止対策としての電気回路を用いた減衰装置の設計法を研究開発したが、その概要は次のようなものである。

多くの現場での経験からクレーン吊荷部に発生する異常電圧は約 $200V_{p-p}$ 以上から作業員に電撃を与えることが分り、感電防止対策はこれ以下の電圧に下げることと結論づけた。

次に、クレーンの吊荷部に $1,000V_{p-p}$ 前後の高い電圧が発生するメカニズムであるが、これは多くのクレーンの異常電圧の測定結果の分析で、次の二つの現象の重合によるものであると結論づけられた。

- ① クレーン（吊りワイヤも含めて）は比較的効率のよい受信アンテナとなって動作している。
- ② クレーン自体は吊荷部、大地間を開放端子とする並列共振回路を形成しており、受信電圧は何倍にも拡大増幅される。

従って、この対策装置は上記①、②のいずれか、又は①、②の両方の現象を消滅させればよいことになる。しかし、現実的に①の消滅は非常に困難である。だから専ら②の消滅を実現させるものとなると考えた。

アンテナ工学においてシュベルトップ（葎管）と言うものがある。これをfig. 1-1に示す。これは普通のアンテナの一部に $1/4$ 波長長さの筒をはめ込み、その一端をアンテナに短絡し、他端を開放しておくものであるが、このアンテナはシュベルトップの開放端位置に等価的に大きな純抵抗が挿入されたものとなることが理論的に証明されている。これを応用してクレーンの吊荷部に発生する異常電圧の電気回路的対策装置とすることにし、これを異常電圧減衰装置と呼ぶことにする。

異常電圧減衰装置の原形をfig. 1-2に示す<sup>1)</sup>。

クレーンの部材は太く、このようなクレーンにシュベルトップ状の導体を取り付けることは不可能である。Fig. 1-2 (a), (b), (c) は、このシュベルトップと比較すると等価的にクレーン導体に挿入されることになる純抵抗の値は小さいが同様な作用をする $1/4$  波長長さの分枝アンテナを色々変形して異常電圧減衰装置としたものである。

(a) に示すものは $1/4$  波長長さの分枝アンテナそのものである。また、(b) に示すものはクレーンの作業性を考慮して(a) の分枝アンテナをクレーン導体の短い区間にクリアランスをもってスパイラル状に巻き付けたものである。

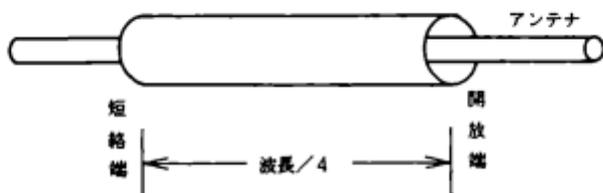


Fig. 1-1 シュベルトップ

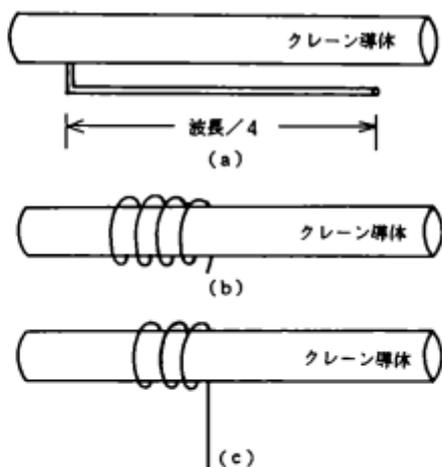


Fig. 1-2 減衰装置の原形

そして、(c) に示すものは等価的にクレーン導体に挿入されることになる純抵抗をより大きくし減衰効果を大きくするために (b) のスパイラル状コイルの先端部をクレーン導体からできるだけ離れたものである。

実際のクレーンに取り付ける減衰装置としては (c) のような形状でも、クレーンの作業性、荷重制限、強度等から実現不可能である。すなわち、実際の減衰装置は、Fig. 1-2 に示す減衰装置の原形を理論的に解析し、減衰装置の設計理論を確立して、取り付けるクレーンに応じた形状で最適に設計されなければほとんど使用が不可能である。

以上述べてきたことは減衰装置の構成要素にアクティブ回路を有しないパッシブ減衰装置についてである。パッシブ減衰装置は最適に設計してもその寸法を小さくすると減衰効果は低下する。このパッシブ減衰装置の一部に増幅器を挿入して減衰効果を補ったものがアクティブ減衰装置である。本論文はこれらパッシブ、アクティブ減衰装置の最適設計法について記述したものである。

これらの減衰装置を次のように分類した。減衰装置にアクティブ回路を有しないか、有するかでパッシブ型、アクティブ型に分けた。さらに、クレーンと減衰装置の電磁気学的結合の方式により電界型と磁界型に分けた。また、アクティブ型減衰装置には二端子増幅器を用いる負性抵抗型、四端子増幅器を用いる逆位相型がある。

本論文ではまず、クレーンの受信アンテナ特性を解明し、その結果得られた等価回路を示す。次に減衰装置付きクレーンを解析し、その結果得られた等価回路と、その回路中で使用する定数の計算式を示す。最後にこの等価回路の妥当性を模型実験と実大実験により検証している。なお、本論文においては減衰装置の簡便な最適設計法を提示するために、その理論展開ではクレーンの共振周波数を中心にした近似式を用いている。

本論文の単位は特別に記入してある以外は全て MKS A 単位系を用いている。

本論文の研究結果を用いればラジオ電波によってクレーンに発生する異常電圧に対する恒久的感電防止対策としての電気回路的減衰装置の最適設計が可能となる。最適設計を容易にしたのは減衰装置付きクレーンの等価回路を導入しこの回路で使用する全ての定数の根拠を明確にしたことにあり、本論文のもっともユニークなところである。又、アクティブ減衰装置もユニークなものであり、模型実験と実大実験で検証していることに特に意味があると考えられる。

パッシブ減衰装置は今後広く普及していくと考えている。また、アクティブ減衰装置は現段階では特殊なクレーンでしか使用されないが、他の分野での応用、例えばアクティブ消音・制振装置などに応用ができると考えている。

## 第2章 異常電圧の測定記録と従来の対策方法

### 8. 2-1 まえがき

本章では、本論文「ラジオ電波によってクレーンに発生する異常電圧の減衰装置に関する研究」の背景を第1章序論より更に詳しく説明するために、過去の建設現場の大形クレーンに発生した異常電圧の測定記録とそのような現場で応急的に用いてきた簡易的対策方法の特徴について記述する。

この簡易的対策方法は主にクレーンの適当な箇所を一時的に絶縁する等の直接的方法であるが、これは安全性に欠け、クレーンの作業性も悪くするものである。その他、外国文献にクレーンの一部に簡単な別導線を付け吊荷部の電圧を減衰させる電気回路的方法があるが、これは本論文中の簡易的な減衰装置の一事例と位置付けられるものである。

### 8. 2-2 異常電圧の測定記録

#### (1) 国内

国内でラジオ電波によって大形クレーン吊荷部に異常電圧が発生することが問題として取り上げられるようになったのは、1970年頃からである。そして、これらの多くの大形クレーンは建設現場で用いられるものであった。

これには二つの理由が考えられる。その一つは国内では1970年頃から超高層ビルをはじめとする高層ビル建設の時代に入り、その建設に大形クレーンが多く使用されはじめ、またビル建設の都市郊外化が進む中、中波送信所近くでも大形クレーンの使用頻度が高くなってきたことによる。他の一つはやはり同じ頃、国内の中波ラジオ電波を外国放送との混信防止のために、各送信所が出力を増強したことである。

過去に高い異常電圧を発生した代表的な建設用大形クレーンの二機種の概寸をFig. 2-1、Fig. 2-2に示す。また、Fig. 2-1のタワークレーンの全景をPhoto 2-1に示す。

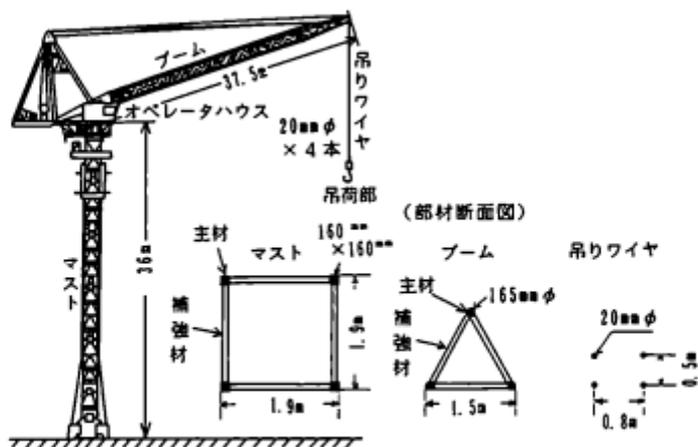


Fig. 2-1 タワークレーン

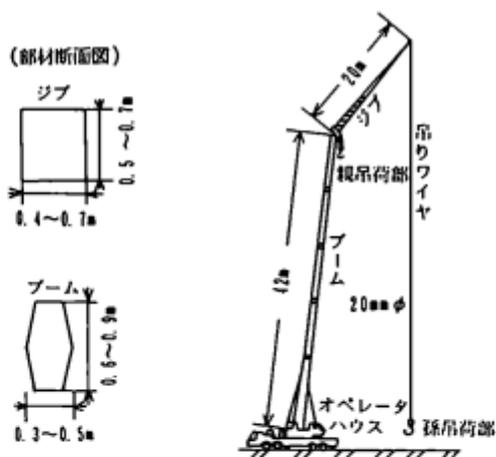


Fig. 2-2 トラッククレーン

過去に東京周辺の建設現場の大形クレーンの吊荷部に発生した異常電圧の測定記録を Table 2-1 に示す。この場合の中波送信所と測定現場の位置関係を Fig. 2-3 に示す。なお、Table 2-1 に示す測定電圧は建設現場から測定の依頼を受けた直後に実際のクレーン使用状況時で測定したもので、クレーンは共振状態に近いが、完全な共振状態ではないものも含まれていると考えられる。吊荷部に発生した異常電圧の波形の例を Photo 2-2 に示す。

Table 2-1 において、クレーンの尖鋭度は測定したクレーンが共振状態に近いと仮定して、吊荷部の誘起電圧を電界強度とクレーンの揚程から求めた受信電圧で除した値とした。このようにして求めた尖鋭度は10前後が多い。

従って、クレーンが共振状態にある場合、クレーンの吊荷部、大地間に発生する瞬時電力は受信電力の約100 倍程度となり、このようなクレーン吊荷部に人体が触れると当然強い電撃を受けることになる。



Photo 2-1 タワークレーン

Table 2-1 異常電圧の測定記録

クレーンの分類	クローラ*1	トラック*4	クローラ	トラック*4	クローラ	タワー	タワー	タワー
揚程(m)	51	63	42	45	52	80	58	80
周波数(kHz)	954	810	950	950	954	950	690	690
電界強度	5.0V/m	1.25	1.4	1.05	1.47	0.62	0.35	0.33
誘起電圧	7,000V/m <sup>2</sup>	2,000	850	800	1,900	1,300	800	500
クレーンの全長	10.6	9.7	5.6	6.5	9.5	10.2	12.9	7.2
送信所からの距離	1.2km	1.8	2.0	2.6	3.2	13.5	15.5	16.1
地図上の記号	B	A	D	C	E	G	F	H

\*1 キャタピラが付いているもの

\*3 昭53前 後で数Hz変更

\*2 地上からブーム先端までの高さ

\*4 トラッククレーンの場合は基部を強制的に接地して測定している。

記号	送信所名	周波数	出力
ア	FEN	810kHz	50kW
イ	TBS	950/954	100
ウ	文化	1130/1134	100
エ	NHK 第1	590/594	100/300
オ	NHK 第2	690/693	300/500
カ	ラジオ日本	1420/1422	30/50

ただし、 / : 昭53前/後の値を示す。



Fig. 2-3 異常電圧の発生位置

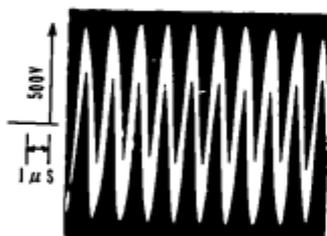


Photo 2-2 異常電圧の波形

これまでの異常電圧の測定記録を分析すると、吊荷部に高い異常電圧を発生する大形クレーンの使用状況には次の二つの場合がある。

その一つは大形クレーンの基部を大地上に設置し、クレーンが吊り荷作業を行う場合である。このような使用法は建設用クレーン以外にも多くある。この場合はクレーンの受信アンテナとしての実効高はほぼクレーンの揚程（地上からブームの先端までの高さ）程度となり、中波送信所から半径数km以内で使用した場合に吊荷部に高い異常電圧が発生することになる。これ以外の範囲では誘起電圧は高くなくあまり問題にならない。

他の一つは超高層ビル建設に際し、建設中のビルの最上階にクレーンの基部を設置して用いるタワークレーンの場合である。このクレーンはビル建設の進行と共に上に伸び最終的にクレーンは地上から200～300mの高さに設置されることになり、吊りワイヤはそこから地上近くまで下っていることになる。この場合は大形クレーンの受信アンテナとしての実効高は大きくなり、また、クレーンはビル群の上の電波の強い所に設置されることにもなり、中波送信所から十数km離れた地点でも吊荷部に高い異常電圧が発生することになる。

## (2) 外 国

ドイツ、米国等で報告されている。対象は主に建設用クレーンであり、これらが中波ラジオ電波に対して受信アンテナとなり同時に並列共振回路となって、吊荷部に高い電圧が発生し、その電圧による二次災害の発生の可能性が報告されている。これらの事はわが国の場合と全く同じである。

ドイツ技術本部のマーチンザイデル氏は周波数971KH<sub>z</sub>の送信所から約1km離れた所で港の石炭積換用クレーンのグラブに600Vの電圧が発生し、その対策として、ブームの先端から別導体をループ状にブーム根本方向に張りその終端に可変コンデンサを挿入する装置で吊荷部の電圧を十分に減衰でき、実用に役立ったと報告している<sup>2)</sup>。

米国のハーニッシュフィージャー社は、周波数600KH<sub>z</sub>、出力10KWの送信所の近くでトラッククレーン（大地から絶縁されている）を用いて実験した結果吊りワイヤが約1/4波長長さの時共振し、吊荷部に3,650Vの電圧が発生したこと、この電圧によって強い電撃を受ける他にオイル、グリス、可燃性ガス等の爆発の危険性とタイヤ、ワイヤ等の燃焼について報告している<sup>3)</sup>。

米国のユージン・W・プリシュケン氏、ウォーレン・F・ウォルフ氏はラジオ電波によってクレーンのブーム先端に取り付けてある夜間用電灯が電源がOFFにもかかわらず点灯するとか、クレーン吊荷部近くでラジオ放送内容の音が聞こえるとか、ワイヤが均熱する等の現象があること、ハワイのホノルルでは出力 5kW~10kWの送信所が都心のビル屋上に同時に複数局設置されていることがあり、これらの電波によって近くで作業中のクレーンに電圧が発生する機会が多いこと、このような電流は表皮効果により人体中を流れず直接の生命の危険はないが今後、臨床学的検討が必要ではないかと報告している。そして、この対策としては吊荷部の表面に絶縁物を付けたり、吊荷部とワイヤの間に絶縁物を挿入することを試みているがこれは耐荷重、劣化、作業性に問題があることを指摘している<sup>4)</sup>。

### 8. 2-3 従来の対策方法

これまでに当社の現場で使用又は使用を検討した簡易的対策方法の一覧をTable 2-2に示す。

以下に個々の対策方法の特徴を記述する。

Table 2-2 従来の対策方法

分類	名称	内容	効果、問題点	使用状況
直 接 的 方 法	吊荷部の接地	荷付場付近に用意した接地線で吊荷部を荷付作業毎に接地する。	高い異常電圧が発生する場合しばしば用いられるが荷付作業を著しく阻害する。	使用中
	革手袋の着用	作業員が厚手の革手袋を着用して荷付作業を行う。	通常用いられるが、異常電圧が高くなると絶縁効果がなくなる。	使用中
	エポキシ樹脂絶縁フック	通常用いている吊荷部のフック部の表面を肉厚1cm程度のエポキシ樹脂で覆う加工をする。	絶縁効果があり一時的対策方法として用いられているが偏摩耗性、作業性が悪い。	使用中
	絶縁吊荷部	吊荷部の複数の滑車部に厚さ1cm程度の絶縁ブッシュを挿入する。	絶縁ブッシュを挿入しても静電容量が数百pfとなり絶縁効果が低い。	使用不可
電気回路的方法	簡易的減衰装置	クレーンブーム先端部から根本部へ導線をループ状に張り、その終端部に付けた可変コンデンサで共振をとる。	外国文献に示されているが、これは本論文で示す簡易的減衰装置の一つである。	一部使用中

\*1 滑車を含めた吊荷部

#### (1) 吊荷部の接地

荷付け作業を行う場所に先端に接地線をつけた棒を用意しておき、荷付け毎にこれで吊荷部を接地した状態で荷付作業を行う。また、高所作業場での荷降しの場合は先端に永久磁石をつけた鎖を吊荷部から下げておき吊荷部が下がったとき自動的に組立中の鉄骨に接地した後に荷を外すようにしている。

この方法は電撃防止効果は確実であるが、クレーン作業を著しく阻害するため、現場では異常電圧が非常に高く、作業が極めて危険な場合にのみ用いるようにしている。

## (2) 革手袋の着用

吊荷部の異常電圧の値が500～600V<sub>p-p</sub>以下の場合には荷付作業員は厚手の革手袋、又はゴム手袋を着用して作業に当れば、その絶縁効果により電撃や火傷を負わずに作業ができる。

実際のクレーン作業では手以外の身体部分も吊荷部に接触する可能性があるので、作業員はこれらの手袋を着用すると同時に長袖の上着も着用して安全を保つようにしている。

この方法は異常電圧の値が高くなると絶縁効果がなく、また不完全でもあるため、現場では電撃や火傷を軽減する補助的安全対策として実施している。

## (3) エポキシ樹脂絶縁フック

絶縁フックの概要をFig. 2-4、Photo 2-3に示す。フックの表面を厚さ1cm程度のポリエチレンの網で覆いそれにエポキシ樹脂を含浸させて固化させたものである。この方法はフックへの手の平の接する面積は少なく、キャパシタンスが小さいため十分な絶縁効果がある。しかし、この方法は耐摩耗性がなく、また荷付け作業も阻害するため短期間の一時的な対策としてしか用いられない。この方法は多くの現場で用いられてきた。

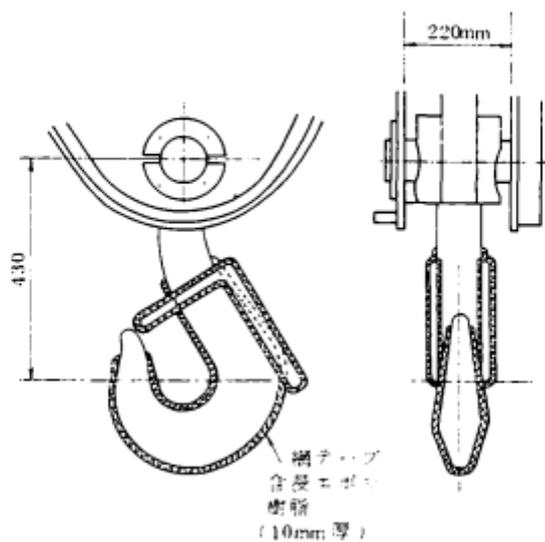


Fig. 2-1 絶縁フック



Photo 2-3 絶縁フック

#### (4) 絶縁吊荷部

試作した絶縁吊荷部をFig. 2-5に示す。大形クレーンの場合、吊荷部に高周波電流が流れないようにクレーン部材の一部に絶縁物を挿入するとすれば吊荷部の滑車部分となる。これ以外の場所に絶縁物を挿入するのは構造的に非常に難しい。

滑車とその軸受け間に厚さ1cm程度の絶縁物を挿入すると直流的には完全に絶縁されるが、吊荷部には複数個の滑車が入っているためキャパシタンスが大きくなり、高周波的にはほとんど絶縁効果がない。この絶縁吊荷部は試作されたが、絶縁効果がなく用いられなかった。

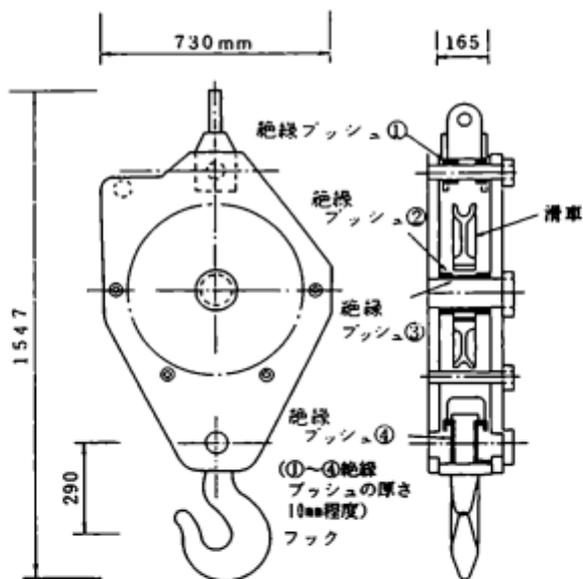


Fig. 2-5 絶縁吊荷部

#### (5) 簡易的減衰装置

簡易的減衰装置をFig. 2-6 に示す。

この装置は先に示したドイツ技術本部の報告書にあるものである。報告書によれば装置はブームの先端から別導体をブーム根本までループ状に張り、その終端とクレーン間に900pFの可変コンデンサを挿入したものである。

可変コンデンサを調節することで吊荷部に発生した電圧を十分に減衰できたとしている。これは1/10模型実験で減衰効果を確認し、その後、実際のクレーンに取り付けても減衰効果があったと示しているのみで、理論的な解析は行なわれていない。

本研究論文で示す減衰装置はこの簡易的減衰装置も含んでいる。本論文ではこのような減衰装置を取り付けたクレーンを電磁氣的に解析した結果得られた減衰装置の最適設計法に就いて記述している。

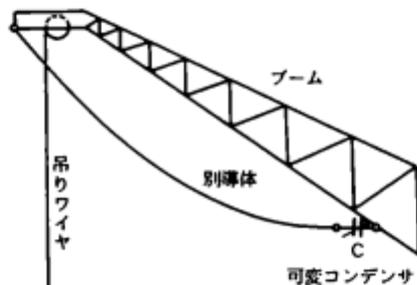


Fig. 2-6 簡易的減衰装置

#### §. 2-4 あとがき

本章では国内、外での大形クレーンに発生した異常電圧の測定記録、及びこれまで使用されてきた簡易的対策方法の特徴について記述した。

ラジオ電波によって大形クレーンに発生する異常電圧の発生状況、及びそれによる障害は国内、外で完全に一致している。そして、この問題に対するこれまでの対策は応急的なものがほとんどである。恒久的な安全対策は理論的に十分検討された電気回路的減衰装置の利用であると考えられる。

#### 5. 3-1 まえがき

建設用大形クレーンは垂直方向に長く実効高が大きい受信アンテナとなる。また、その全体形状はループ状になっているため吊荷部、大地間では並列共振回路を形成していることがクレーンの垂直方向の高さと吊荷部の誘起電圧の値から推測できる。

クレーンに発生する異常電圧の電気回路的な感電防止対策の開発には、まず、クレーンのアンテナ特性とその等価回路を明確にすることが早道であると考えられる。

本章ではクレーンをアンテナとして取り扱い、クレーン各部位材の等価半径、電圧・電流分布、等価回路、アンテナ定数としての放射抵抗、指向性について理論的に解析する。そして、その解析結果を1/10の模型実験と実大実験により検証する。

なお、これらはクレーンが大地上に独立している場合の検討結果である。クレーンの中には建設中のビル最上階に基脚を置くタワークレーンがあるが、この場合はクレーンが大地上に独立している場合に比べて、その特性は吊りワイヤがビルの高さ分長くなったものと同じになるだけであるので特別に検討しなかった。

#### 5. 3-2 クレーン部材の等価半径

クレーンを構成している部材は通信用アンテナに比べて断面の寸法は大きく、又、複雑である。クレーンをアンテナとして取り扱う場合これを等価半径の円筒導体に置き換えて解析することにする。

クレーンのマスト部、ブーム部部材の断面形状は円形、矩形、 $n$ 本の主材に分類できる。通常一つのクレーンにおいて、マスト部とブーム部の太さはほぼ等しい。また、これらの部材の周辺にはブームの起伏用、吊りワイヤの昇降用のワイヤが張られているが、クレーン部材に比べて細く、部材に非常に接近していることから、これらもクレーン部材の等価半径の中に入れて考える。

そして、ブームの先端からは複数本の吊りワイヤが吊り下がっているが、これも $n$ 本の主材断面とする。従ってクレーン部材断面形状は円形、矩形、 $n$ 本の主材の三層類に大別されると考えられ、そして後者二つの場合の等価半径を $a_1$ 、 $a_2$ とする。 $a_1$ 、 $a_2$ 、

$a_c$  の計算式は次式となる。

(a) 矩形導体<sup>4)</sup>

ボックス型ブーム等の場合

$$a_c = 0.59 g \quad (3-1)$$

(b)  $n$ 本の導体<sup>5)</sup>

$n$ 本の主材、 $n$ 本の吊りワイヤの場合

$$a_c = a \left( \frac{n a_0}{a} \right)^{1/n} \quad (3-2)$$

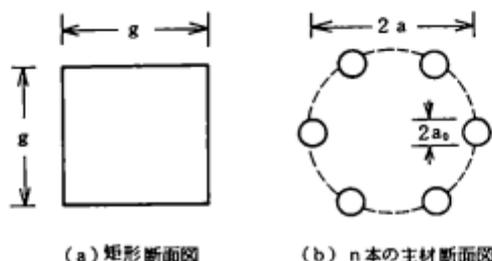


Fig. 3-1 等価半径

### §. 3-3 電圧・電流分布

クレーンはその全体形状が矩形ループ又は三角形ループになっており、一端が接地状態にある。従って、大地に対する電氣的イメージも考慮すると受信アンテナとしてのクレーンは波長オーダーのループアンテナと同じであると考えられる。このような場合、クレーン部材の太さを無視した細いクレーン形状アンテナの電流分布はモーメント法などで理論的に求めることができる。

しかし、実際のクレーンでは部材の太さが遠信用アンテナに比べて太く、また、マスト・ブーム部と吊りワイヤ部ではその太さが異なる。そこで、アンテナとしてのクレーン部材を大地・無限遠点に対する分布定数回路として解析する。

クレーンをFig. 3-2 に示す。

マスト部とブーム部材の等価半径は等しく  $a_1$  とし、このマスト部、ブーム部の合計長を  $l_1$ 、この部分の大地・無限遠点に対する平均的特性インピーダンスを  $Z_0'$  とする。次に、吊りワイヤ部の等価半径を  $a_2$  とし、その長さを  $l_2$ 、大地・無限遠点に対する平均的特性インピーダンスを  $Z_0''$  とする。Fig. 3-2 において、クレーン基部から距離  $s$  のクレーン上の点を  $P$  とし、クレーン全長（マスト+ブーム+吊りワイヤ長）に対する  $s$  の割合を  $p$  とする。すなわち  $p$  は次式となる。

$$p = \frac{s}{l_1 + l_2} \quad (3-3)$$

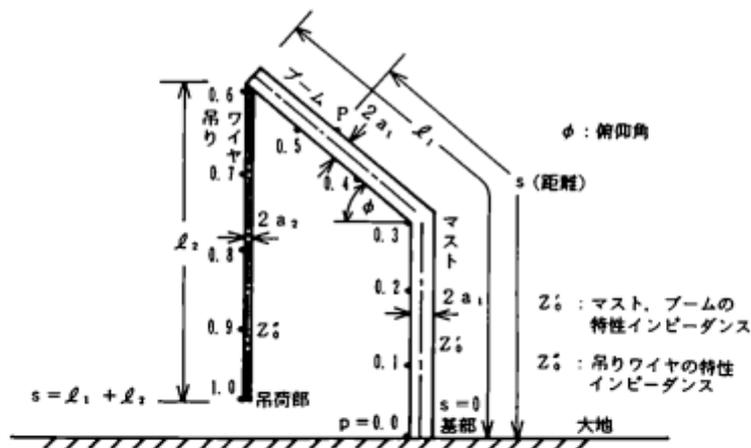


Fig. 3-2 クレーン

マスト・ブーム部、及び吊りワイヤー部は大地に対してはほぼ垂直に置かれた導体である。Fig. 3-3 に示すような大地に垂直に置かれた半径  $a$ 、長さ  $\ell$  の導体の平均的特性インピーダンスは次式で示される<sup>\*)</sup>。

$$Z_0 = \frac{1}{\ell} \int_0^{\ell} 60 \log \frac{2r}{a} dr = 60 \left[ \log \left( \frac{2\ell}{a} \right) - 1 \right] \dots (3-4)$$

マスト・ブーム部、吊りワイヤー部の平均的特性インピーダンス  $Z_0'$ 、 $Z_0''$  は (3-4) 式によって求める。そして、Fig. 3-2 のクレーンを異った特性インピーダンス

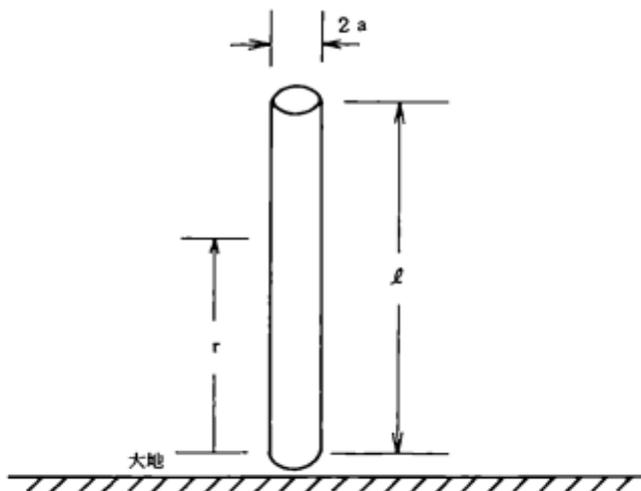


Fig. 3-3 特性インピーダンス

$Z_0'$ 、 $Z_0''$ の分布定数回路の連続接続したものでかつ、その終端が短絡されたものとモデル化する。これをFig. 3-4に示す。

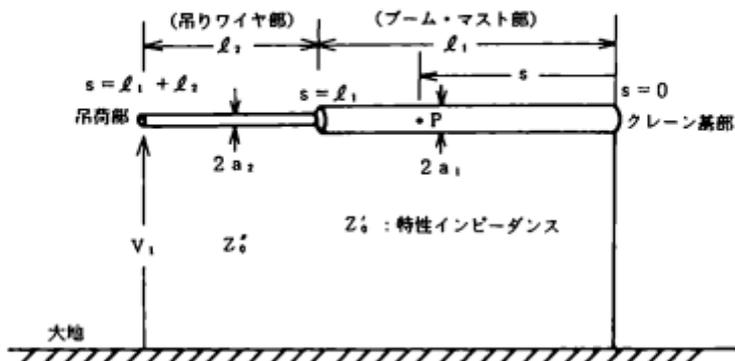


Fig. 3-4 モデル化したクレーン (1)

この分布定数回路での損失抵抗は小さいので、無視し、クレーン上のP点の電圧、電流を $V(s)$ 、 $I(s)$ とするとこれらは次式のようになる<sup>\*)</sup>。

(a)  $0 < s \leq l_1$  (ブーム・マスト部上)

$$V(s) = -j Z_0' \Lambda \{ \cos \beta(l_1 + l_2 - s) + (Z_0'' - Z_0') / Z_0' \cdot \cos \beta l_2 \cdot \cos \beta(l_1 - s) \} \quad \dots\dots (3-5)$$

$$I(s) = \Lambda \{ \sin \beta(l_1 + l_2 - s) + (Z_0'' - Z_0') / Z_0' \cdot \cos(\beta l_2) \cdot \sin \beta(l_1 - s) \} \quad \dots\dots (3-6)$$

(b)  $l_1 \leq s \leq l_1 + l_2$  (吊りワイヤ部上)

$$V(s) = -j Z_0'' \Lambda \cos \beta(l_1 + l_2 - s) \quad \dots\dots (3-7)$$

$$I(s) = \Lambda \sin \beta(l_1 + l_2 - s) \quad \dots\dots (3-8)$$

ただし  $\Lambda$ : 定数、 $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$  ( $\lambda$ : 波長)

ここで、クレーンの部材の太さが途中で変化することによる電圧・電流分布に与える影響について検討する。Fig. 3-2 において、マスト・ブーム部の等価半径  $a_1$  と吊りワイヤ部の等価半径  $a_2$  が同じ場合と異なる場合を具体的に計算してみる。

(a) マスト・ブーム部と吊りワイヤ部の等価半径が同じで

$$Z_0' = Z_0', \quad \ell_1 = 1.5\ell_2 \text{ である場合} \quad (3-9)$$

(b) マスト・ブーム部と吊りワイヤ部の等価半径が異なり

$$Z_0' = 1.5Z_0', \quad \ell_1 = 1.5\ell_2 \text{ である場合} \quad (3-10)$$

(a)、(b) の場合の (3-5) ~ (3-10) 式を用いた計算結果で電圧・電流の最大値を 1 としたものを Fig. 3-5 に示す。Fig. 3-5 において破線は太さが変化しない場合、実線は太さが変化する場合である。これら破線と実線を比較すると電圧・電流分布はマスト・ブーム部と吊りワイヤ部の太さが変化することによる影響は僅かで、吊荷部、クレーン基部を最大値とする正弦波状に近いことが分かる。

そこで、本論文は実用的な減衰装置の設計を可能にする方法を確立することが主目的であるので、次節では解析を容易にするためクレーン部材を一様な太さの円筒導体としこれに電圧・電流が正弦波状に分布すると仮定することにする。

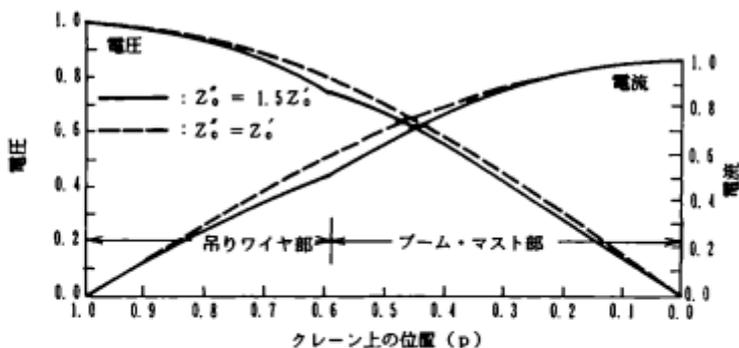


Fig. 3-5 電圧・電流分布 (計算値)

### 8. 3-4 クレーンの等価回路

クレーンの受信アンテナとしての実効高を $h_e$ 、クレーン周辺の中波ラジオ電波の電界強度を $E$ 、クレーンの受信電圧を $E_e$ とすれば、次式が成り立つ。

$$E_e = h_e E \quad \dots\dots\dots (3-11)$$

ここで、マスト・ブーム部と吊りワイヤ部の等価半径が等しく、クレーン全長（マスト+ブーム+吊りワイヤ長）には正弦波状の電流が分布して、ブームの先端で折り返していると仮定するとこの実効高 $h_e$ は約0.92となる。

前節ではFig. 3-2のクレーンをFig. 3-4のように二種類の特性インピーダンスの分布定数回路の縦続接続したものとモデル化した。

しかし、クレーンのブーム先端部と吊りワイヤ頂部付近とは非常に接近しており、その間には多くの変位電流が流れているためこの区間の電圧・電流分布は前節で記述したようにはならない。このことは後述する模型実験でのクレーンの共振はその全長が $1/4$ 波長の1.2~1.4倍のとき生じていることから分る。従って、このブーム先端部と吊りワイヤ頂部付近の区間を除去したクレーンの全長の平均的特性インピーダンス $Z_0$ を新たに考える。そして、この平均的特性インピーダンス $Z_0$ の $1/4$ 波長長さの導体周辺に蓄えられる電磁エネルギーが特性インピーダンス $Z_0'$ 、 $Z_0''$ のマスト・ブーム部、吊りワイヤ部周辺に蓄えられる電磁エネルギーと等しいとすれば、この $Z_0$ の値は約 $(2Z_0' + Z_0'') / 3$ 程度となる。

このようにモデル化したクレーンをFig. 3-6に示す。

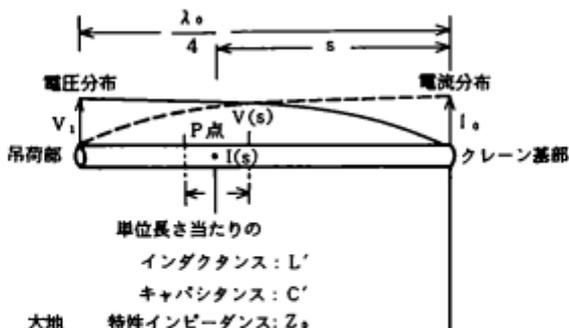


Fig. 3-6 モデル化したクレーン (II)

Fig. 3-6 において、分布定数回路の伝搬定数を  $\gamma$ 、減衰定数を  $\alpha$ 、位相定数を  $\beta$ 、共振角周波数を  $\omega_0$ 、共振波長を  $\lambda_0$ 、共振時の吊荷部の電圧を  $V_1$ 、基部の電流を  $I_0$  とする。このとき、クレーン基部より距離  $s$  のクレーン上の点 P の電圧、電流  $V(s)$ 、 $I(s)$  は、減衰定数  $\alpha$  が小さいと仮定すれば近似的に次式となる。

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad \dots\dots\dots (3-12)$$

$$V(s) = V_1 \sin \beta s \quad (3-13)$$

$$I(s) = I_0 \cos \beta s \quad (3-14)$$

$$V_1 = j Z_0 I_0 \quad (3-15)$$

$$\text{ただし } \beta = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

Fig. 3-6 において、クレーンの単位長さ当りのインダクタンスを  $L'$ 、最大に蓄積される電磁エネルギーを  $\epsilon_1$  とすれば次式が成り立つ。

$$\epsilon_1 = \frac{1}{2} L' \int_0^{l_0} |I(s)|^2 ds = \frac{\lambda_0}{16} L' I_0^2 \quad (3-16)$$

また、クレーンの単位長さ当りのキャパシタンスを  $C'$  とすれば次式が成り立つ。

$$Z_0 = \sqrt{L'/C'} \quad \dots\dots\dots (3-17)$$

この分布定数回路上の波の位相速度は  $1/\sqrt{L'C'}$  であることから次式が成り立つ。

$$2\pi/\lambda_0 = \omega_0 \sqrt{L'C'} \quad (3-18)$$

ここで Fig. 3-6 の分布定数回路での平均消費エネルギーを  $P_1$  としこれを生じさせるクレーン基部の電流  $I_0$  に対する等価な抵抗を  $R_1$  とすれば次式が成り立つ。

$$P_1 = \frac{1}{2} R_1 I_0^2 \quad (3-19)$$

Fig. 3-6 において、共振回路としてのクレーンの尖鋭度を  $Q_1$  とすれば次式が成り立つ。

$$Q_1 = \omega_0 \epsilon_1 / P_1 \quad (3-20)$$

従って、(3-16) ~ (3-20) 式から次式を得る。

$$Q_1 = \frac{\pi Z_0}{4 R_1} \quad (3-21)$$

ここで、クレーンのアンテナとしての放射抵抗を  $R_{11}$ 、渦電流・表皮効果による損失抵抗を  $R_{12}$ 、接地抵抗を  $R_{13}$  とすれば、先に定義した等価な抵抗  $R_1$  はクレーンの等価回路上での損失抵抗であり、これは次式で示される。

$$R_1 = R_{11} + R_{12} + R_{13} \quad (3-22)$$

ここで、 $R_{11}$  は理論的に求められ、 $R_{12}$  は値が小さい。しかし、 $R_{13}$  はクレーンの設置条件などの影響を大きく受け理論的に求めることが困難であり、かつ値も大きい。従って、この  $R_{13}$  はこれまでの多くのクレーン作業現場における実測データを用いることにする。通常、 $R_{13}$  は 10Ω 程度が多い。

以上のように、クレーンの各部部材の寸法から特性インピーダンス  $Z_0$  が、クレーン設置条件などから損失抵抗  $R_1$  が決まり、これらの値を (3-21) 式に代入してクレーンの尖鋭度  $Q_1$  が決まる。また、後述するがクレーンの全長から共振周波数  $f$  が求められる。このようにして、クレーンは等価的に定数の分った並列共振回路として表わされる。受信電圧  $E$  も含めた等価回路を Fig. 3-1 に示す。

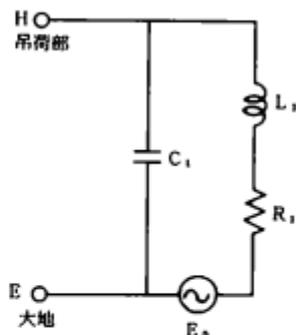


Fig. 3-1 クレーンの等価回路

### 8. 3-5 指向性と放射抵抗

受信アンテナとしてのクレーンの指向性と放射抵抗はアンテナの可逆定理からクレーンを送信アンテナとして求める。このとき、アンテナの指向性と放射抵抗はアンテナの電流分布に大きく影響されるのでクレーンの部材の太さを考慮した(3-6)、(3-8)式の電流分布状態で求める。なお、ブームの先端部と吊りワイヤの頂部近くの電流分布は不正確であるが、両部分の電流は互いに逆方向であり、ほとんどアンテナ特性に影響を与えないことを見込んでいる。

求め方の概要をFig. 3-8に示す。すなわち、クレーン上に(3-6)、(3-8)式の電流を分布させる。大地による反射波はクレーンの大地に対する電氣的イメージからの放射波として計算する。このときのクレーン基部の電流を1.とする。1.は(3-6)式で $s=0$ とした次式となる。

$$I_0 = A \left[ \sin \beta (\ell_1 + \ell_2) + \frac{Z_0' - Z_0}{Z_0'} \cos \beta \ell_2 \sin \beta \ell_1 \right] \quad (3-23)$$

ただし  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$

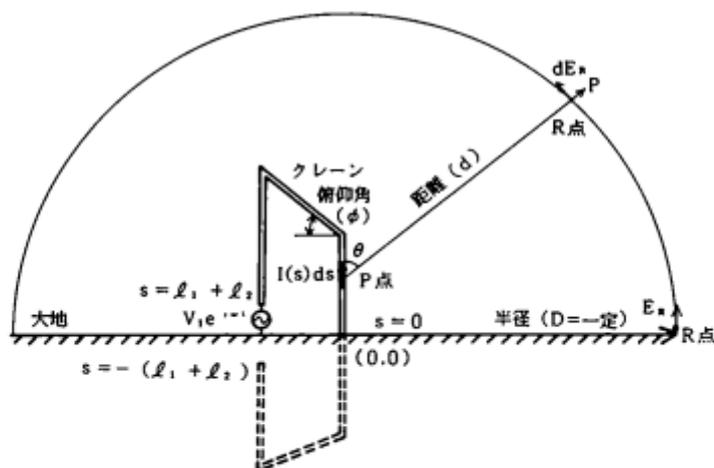


Fig. 3-8 指向性・放射抵抗

クレーン上の微小長さ  $ds$ 、その電流  $I(s)$  がクレーン基部を中心とした一定半径  $D$  の半球面上の  $R$  点に生じる電界強度を  $dE_R$  とする。そして、クレーン全長で生じる電界強度を  $E_R$  とすると  $E_R$  は次式となる。

$$E_R = \int_{-(l_1 + l_2)}^{l_1 + l_2} dE_R = \int_{-(l_1 + l_2)}^{l_1 + l_2} 60\pi I(s) \cdot e^{-j\beta r} / \lambda / d \cdot \sin\theta ds \dots (3-24)$$

ただし  $\beta = 2\pi / \lambda$

### (1) 指向性

(3-24) 式において、半球面上の  $R$  点をクレーン基部を中心し水平方向  $360^\circ$ 、地上高さ一定に選び、それぞれの点の電界強度を求めて、これをアンテナとしてのクレーンの指向性とする。

実際のクレーン寸法での指向性の計算結果を *fig. 3-9* に示す。クレーンの全体形状は

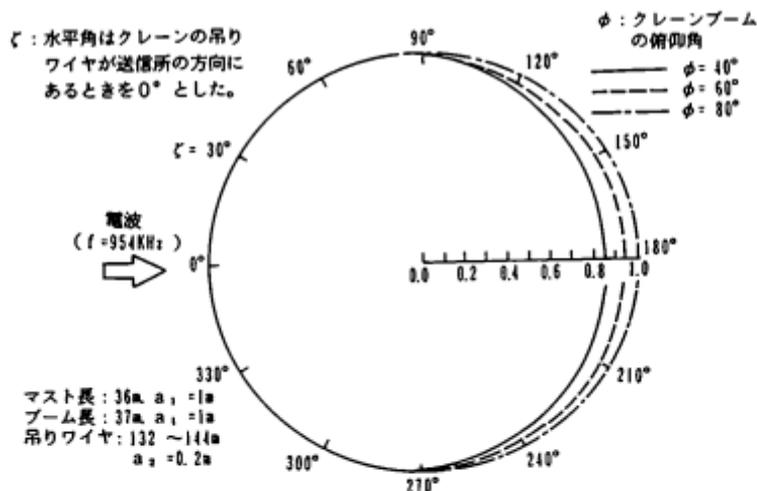


Fig. 3-9 指向性 (計算値)

ループ状であるが、垂直方向に非常に長く横方向である吊りワイヤ部とブーム・マスト部間は比較的近距離であるためクレーンの指向性は無指向性に近くなる。

## (2) 放射抵抗

Fig. 3-8 の半球面上の R 点を半球面上の全域にとり、Fig. 3-10 に示すような極座標系で半球面上から放射される電磁波の全ポインティングベクトル  $P_0$  を求め、(3-23) 式のクレーン基部電流  $I_0$  の 2 乗で除したものが、クレーンの放射抵抗  $R_{11}$  となる。すなわち、 $R_{11}$  は次式で示される。

$$R_{11} = \frac{P_0}{I_0^2} = \frac{\int_0^{\pi/2} \int_0^{2\pi} D^2 E_n^2 d\zeta d\theta}{120\pi \cdot I_0^2} \quad (3-25)$$

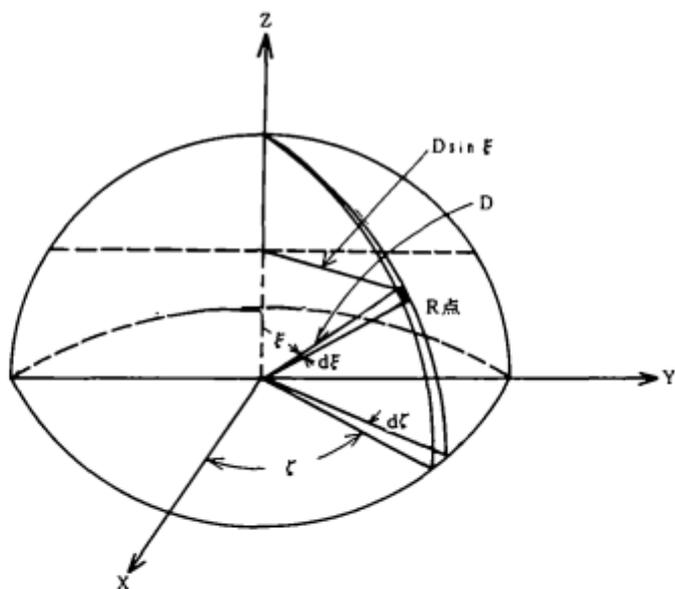


Fig. 3-10 極座標

実際のクレーンの形状、寸法でのブームの俯仰角の変化に対する放射抵抗 $R_{11}$ の計算結果をFig. 3-11に示す。

計算結果によると放射抵抗 $R_{11}$ はブームの俯仰角によって大きく変化しない。

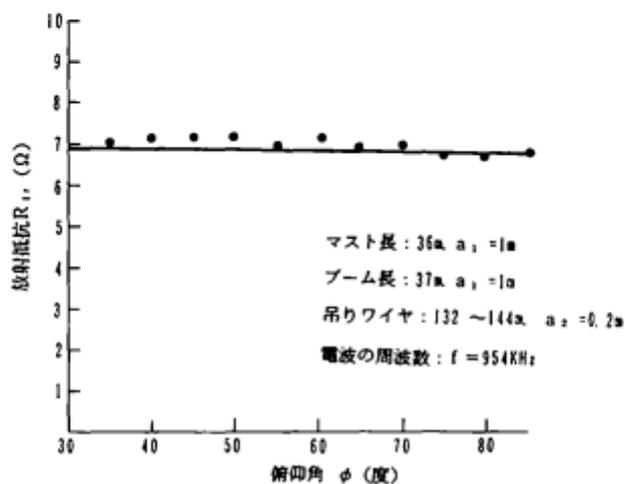


Fig. 3-11 放射抵抗 (計算値)

### §. 3-6 模型実験

#### (1) 電圧・電流分布

1/40模型実験でクレーン上の電圧・電流分布を求める。

実験の概要をFig. 3-12に示す。また、模型クレーンの全景をPhoto 3-1に示す。模型クレーンのブーム・マスト部は長さ190 cm、1辺が5 cmの四角トラスで吊りワイヤ部は長さ145 cm、直径0.7 cmの円筒導体である。この模型クレーンの共振周波数は約26.5MHzであり、マスト・ブーム部、吊りワイヤ部の特性インピーダンス $Z_0'$ 、 $Z_0''$ の計算値の関係は $Z_0'' \approx 1.5 Z_0'$ である。そして、平均的特性インピーダンス $Z_0$ は約284  $\Omega$ である。

クレーンから約3 m離れた箇所に設置された長さ約90 cmの垂直アンテナからクレーンの共振周波数の電波を放射し、これによってクレーン上に誘起した電圧・電流をそれぞれのセンサーで取り出し、クレーン部材の内部を通した同軸ケーブルを経て測定する。電圧・電流分布の測定結果をFig. 3-13に示す。

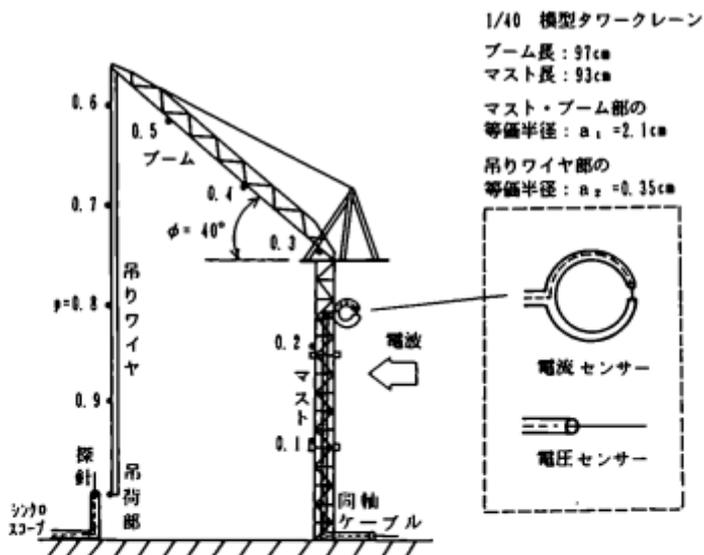


Fig. 3-12 模型実験の概要



Photo 3-1 模型クレーンの全景

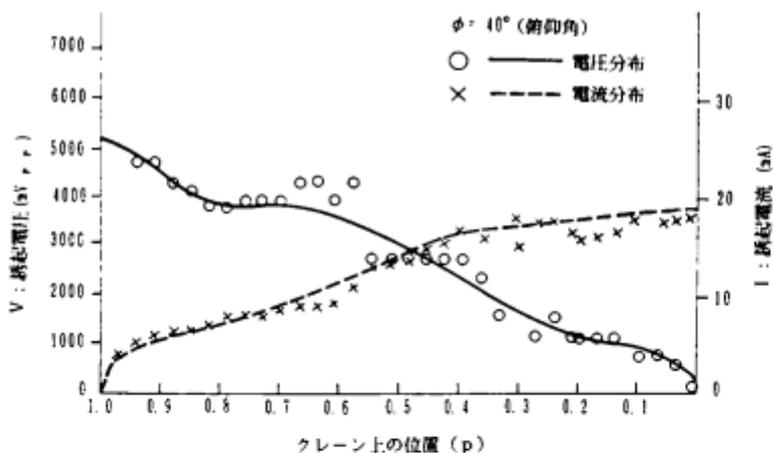


Fig. 3-13 電圧・電流分布 (実験値)

測定結果の電圧・電流分布の形状はFig. 3-5の理論計算の結果に近い。また、Fig. 3-13の吊荷部の電圧とクレーン基部の電流の比は274  $\Omega$ であるが、この値は橋型クレーン部材の計算による平均的特性インピーダンス、=284  $\Omega$ に近い。

## (2) 共振特性

同じ1/40橋型実験でクレーンの共振特性を求める。クレーンを電波で励振し、それによって吊荷部に発生した電圧をその近傍に設置した探針を用いて測定する。

パラメータはブームの俯仰角 $\phi$ とする。実験結果をFig. 3-14に示す。

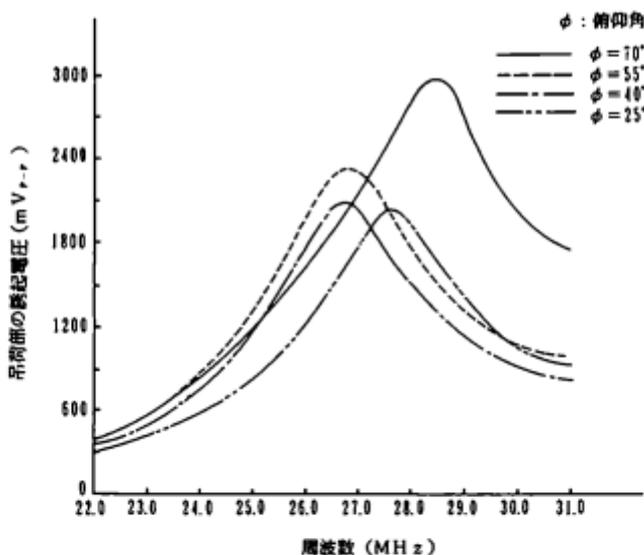


Fig. 3-14 共振特性

ここで、共振時のクレーンの全長 $l$ と共振周波数の $1/4$ 波長の比を波長伸長率 $t$ と定義する。この実験結果から求めた波長伸長率 $t$ をTable 3-1に示す。なお、波長伸長率 $t$ とは通常の通信用アンテナに対する波長短縮率に相当するもので垂直アンテナの場合は0.95程度、折り返しアンテナの場合1.9程度である。今回のクレーンの場合の波長伸長率は1.2~1.4程度であり、垂直アンテナと折り返しアンテナの中間的特性であることが分る。

また、Fig. 3-14においてクレーンの共振周波数が俯仰角 $\phi$ にあまり左右されなく一定に近い値であることが分る。この理由は俯仰角が大きくなるとクレーンの全長は伸びるが同時にブーム・マスト部と吊りワイヤ部の距離が近づき両間に変位電流が多く流れて全体の電気的長さは変わらず、共振周波数はあまり変動しないためである。

すなわち、俯仰角 $\phi$ が変化してもクレーンの全長 $l$ と波長伸長率 $t$ がともに比例的に変化するためとも言える。

Table 3-1 模型クレーンの共振定数

定数 俯仰角 ( $\phi$ )	$l$ (m)	$f$ (MHz)	$\lambda/4$ (m)	$t = l / (\lambda/4)$	$Q_1$
25°	320	27.6	272	1.18	12.6
40°	345	26.7	281	1.23	12.0
55°	360	26.8	280	1.28	11.3
70°	371	26.5	263	1.41	11.2

ただし  $l = 93 + 97 \times (\text{吊りワイヤ長})$  ... クレーンの全長 (m)  
 $f$  ... 共振周波数 (MHz)  
 $t = l / (\lambda/4)$  ... 波長伸長率  
 $Q_1$  ... クレーンの実観度

### 8. 3-7 実大実験

実際のトラッククレーンを用いて受信アンテナとしてのクレーンの指向性と共振特性の実験を行う。実験の概要をFig. 3-15に示す。

周波数1240kHz、出力50kWの中波送信アンテナから約2km離れた接地条件は普通の平坦地にトラッククレーンを設置し、吊荷部に発生した電圧をシンクロスコープで測定する。

なお、共振特性は吊荷部、大地間に既知のコンデンサ、抵抗を接続した状態で電圧を測定し、その測定値からクレーンの吊荷部、大地から見たインピーダンスを算出したものとした。

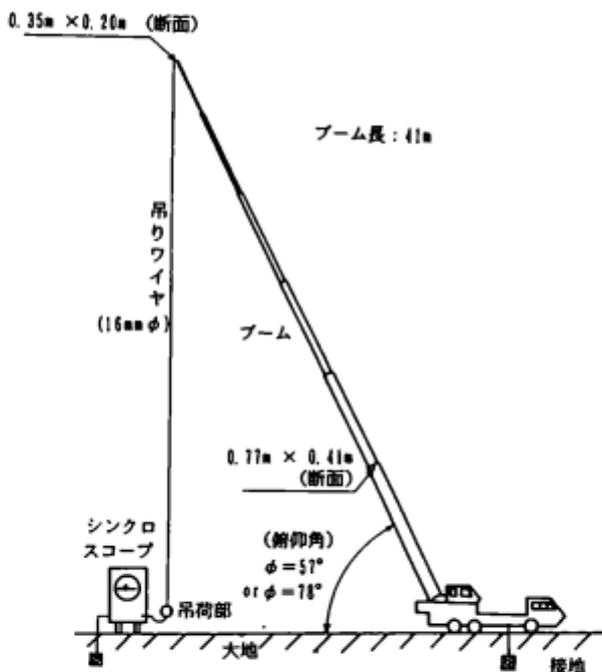


Fig. 3-15 実大実験の概要

ブームの俯仰角をパラメータにした場合の指向性をFig. 3-16に示す。また、クレーンの全長に対する吊荷部、大地間のインピーダンスをFig. 3-17に示す。

受信アンテナとしてのクレーンは無指向性に近い。この他の形状の大形クレーンの指向性も多く実験しているが、すべて無指向性に近い実験結果を得ている。これらはFig. 3-9に示した計算結果と一致している。

クレーンの全長に対する吊荷部、大地間のインピーダンスのうち、実数部は0から1,000  $\Omega$ 、虚数部は500 から-500  $\Omega$  に変化している。この虚数部の値が正から負に変化することからクレーンの共振現象が分る。

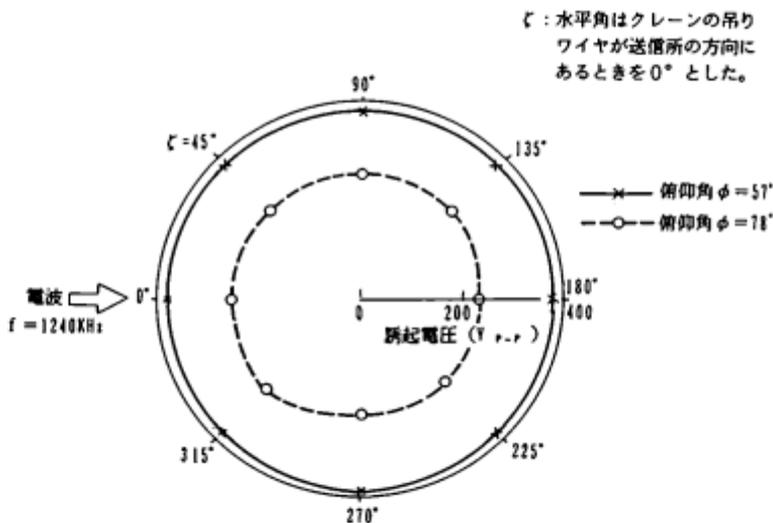


Fig. 3-16 指向性 (実験値)

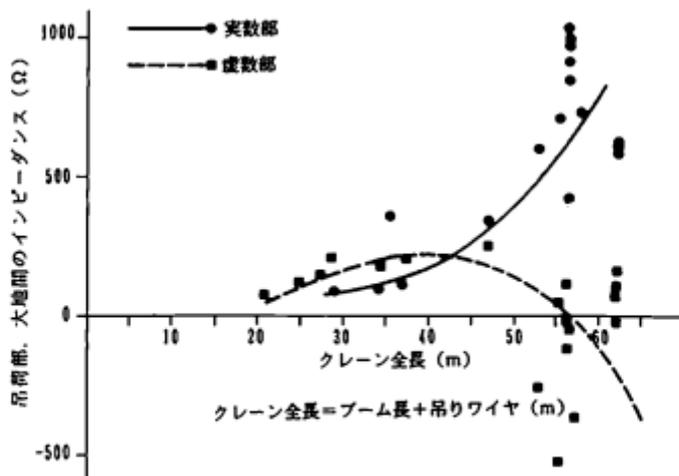


Fig. 3-11 吊荷部、大地間のインピーダンス

### 8. 3-8 あとがき

理論的解析、模型実験、実大実験結果のいずれからもクレーンは中波ラジオ電波に対して効率的な受信アンテナになっており、かつ等価的に吊荷部、大地間を開放端子とする並列共振回路ともなるため、特定の周波数の電波のとき共振して、吊荷部に高い電圧が発生することが分った。

また、クレーンは垂直アンテナと折り返しアンテナの中間的性質を有し、クレーンの全長が $1/4$ 波長よりも少し長めの時共振状態になる。そして、この共振周波数はブームの俯仰角にあまり影響されない。また、指向性はほとんどないなどの特徴がある。

§. 4-1 まえがき

前章では減衰装置を取り付ける対象としてのクレーンの受信アンテナ特性、及びその等価回路について記述した。

クレーンの吊荷部、大地間から見た等価回路は並列共振回路となり、クレーンは特定の周波数の電波に共振して吊荷部、大地間に高い電圧が発生することが分った。

しかし、このクレーン導体の一部に分枝アンテナ的別導体を取り付け、この別導体とクレーン導体間を同じ周波数で共振させると、この吊荷部、大地間の異常電圧を減衰させることができる。これを異常電圧減衰装置と呼び、クレーンにこの減衰装置を取りつけた状態を理論的に解析して、その等価回路を導き出す。そして、この等価回路の特徴を述べる。この減衰装置はパッシブ減衰装置である。本論文の中にはアクティブ減衰装置についても論じているがこのアクティブ減衰装置はパッシブ減衰装置の一部に減衰効果を補強するためにアクティブ回路を挿入したもので、その基本の等価回路はパッシブ減衰装置の等価回路と同じである。従ってパッシブ減衰装置の等価回路は、本論文の基本となるものである。

§. 4-2 減衰装置の原形

クレーンのみの等価回路をFig. 4-1 に示す。

吊荷部、大地から見たクレーンは等価的に並列共振回路となり、特定の周波数の電波で共振して吊荷部に非常に高い電圧が発生する。

クレーン導体の一部にインダクタンス $L$ 、キャパシタンス $C$ を付属した別導体を取り付け、これとクレーン導体間をクレーン上の誘起電圧と同じ周波数で共振させて両導体間で電流を循環させるとその箇所のクレーン導体に等価的に大きな値の純抵抗が挿入された事になり、クレーンの共振は低下して吊荷部の電圧は下がる。この作用を効果的に行なうものがパッシブ減衰装置である。パッシブ減衰装置付きクレーンをFig. 4-2 に示す。この図において $C_{22}$ は取り付けた別導体にクレーン導体の電流の一部をより多く分岐させるための容量部の自己容量である。

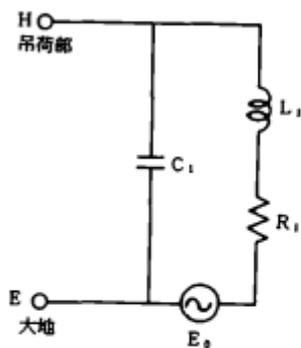


Fig. 4-1 クレーンの等価回路

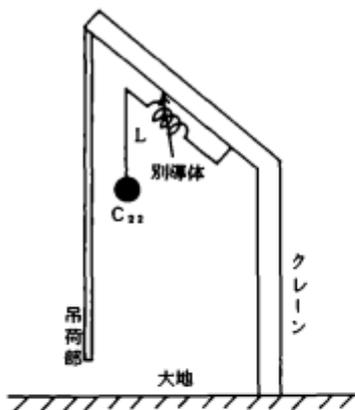


Fig. 4-2 パッシブ減衰装置付きクレーン

また、この自己容量  $C_{22}$  が小さいと別導体に分流する電流が少なく、大きな減衰効果が得られない。クレーンの作業性等により大きな自己容量の容量部の取り付けが困難な場合、この減衰装置の一部に増幅器を挿入して装置に分流する電流を増幅器で増大して、大きな自己容量  $C_{22}$  を取り付けした場合と同じ様な大きな減衰効果を得られるようにしたものがアクティブ減衰装置である。アクティブ減衰装置を付けたクレーンを Fig. 4-3 に示す。

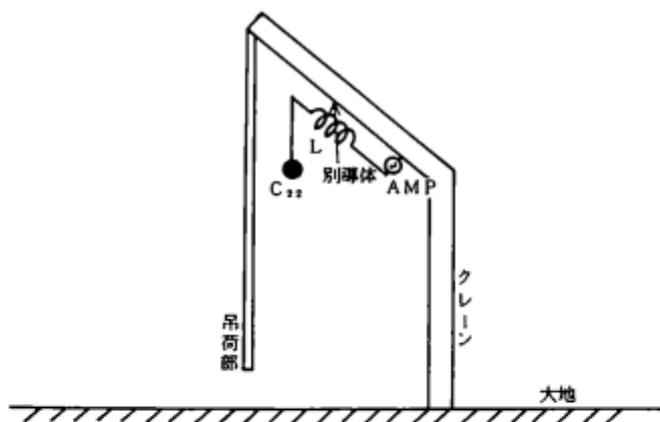


Fig. 4-3 アクティブ減衰装置付きクレーン

### §. 4-3 減衰装置付きクレーンの等価回路

クレーン全体には正弦波状の電流が分布しているが、取り付けられた減衰装置の寸法はクレーンに比べて小さく、その電磁気的作用も局部的なものと考え、減衰装置が非共振の状態が減衰装置に分流している電流は小さく、この装置の取り付けによってクレーンの電流分布は大きく影響を受けないと仮定する。

クレーンを $1/4$ 波長長さの終端短絡の特性インピーダンス $Z_0$ の分布定数回路とモデル化し、この分布定数回路の一部に減衰装置を想定した平行な枝分れ状のアンテナを取り付ける。これを Fig. 4-4 に示す。この取り付けしたアンテナを分枝アンテナと呼ぶことにする。ここで、減衰装置の形状は種々あり、クレーン導体に垂直なものも考えられるがこの場合でも非常に短い区間が平行分枝アンテナであると考えられる。

Fig. 4-4 において伝搬定数を $\gamma$ 、減衰定数を $\alpha$ 、位相定数を $\beta$ 、共振角周波数を $\omega_0$ 、共振波長を $\lambda_0$ 、吊荷部の電圧を $V_1$ 、基部の電流を $I_0$ とし、分枝アンテナが取り付けられている位置はクレーン基部から $l_1$ 、吊荷部から $l_2$ の距離にあるとする。そしてこの分枝アンテナには電流 $I_1$ が流れているとする。また一般に、クレーン上の基部から距離 $s$ の点をPとし、このP点の電圧、電流を $V(s)$ 、 $I(s)$ とする。この

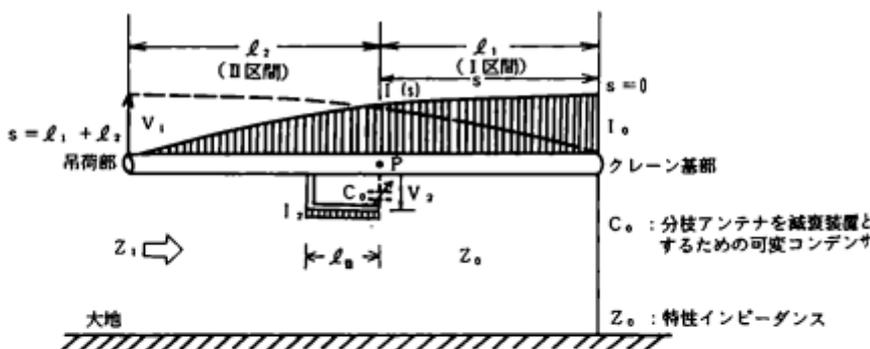


Fig. 4-4 分枝アンテナ付き分布定数回路

とき  $\alpha$  の値が非常に小さいと仮定すれば近似的に次式が成り立つ。

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad \dots\dots\dots (4-1)$$

$$V(s) = V_1 \sin \beta s \quad (4-2)$$

$$I(s) = I_0 \cos \beta s \quad (4-3)$$

$$V_1 = j Z_0 I_0 \quad (4-4)$$

$$l_1 + l_2 = \frac{\lambda}{4} \quad (4-5)$$

Fig. 4-4 では分枝アンテナの取り付け位置をクレーン基部より  $l_1$  としているが、解析ではこれを任意の点 P として論じる。

このような条件でのクレーン導体と平行な分枝アンテナの局部的箇所での電気回路的解析結果を Fig. 4-5 (a), (b), (c), (d), (e) に示す<sup>10)</sup>。

(a) に示すようにクレーン導体としての導体 1 と分枝アンテナとしての導体 2 が設けられ、導体 2 の一端は導体 1 に短絡されており、他端は開放されている。そして、導体 1 の電流を  $I_1$ 、導体 2 の電流を  $I_2$ 、これらの和を  $I(s)$  とする。このときの導体 2 の電流配分率を  $\nu$  とすると次式が成り立つ。

$$\nu = \frac{I_2}{I(s)} = \frac{I_2}{I_0 \cos \beta l_1} \quad (4-6)$$

そして、 $Z_2$  を (d) における分枝アンテナ部分を終端短絡の平衡系と考え、その開放端より見たインピーダンスとする。このとき (a) の等価回路は (e) のようにその開放端で導体に直列に  $\nu^2 Z_2$  なるインピーダンスが挿入されたものになると考えられる。この挿入されるインピーダンスを  $Z_2'$  とすると、

$$Z_2' = \nu^2 Z_2 = \frac{I_2^2}{I(s)^2} Z_2 \quad (4-7)$$

となる。

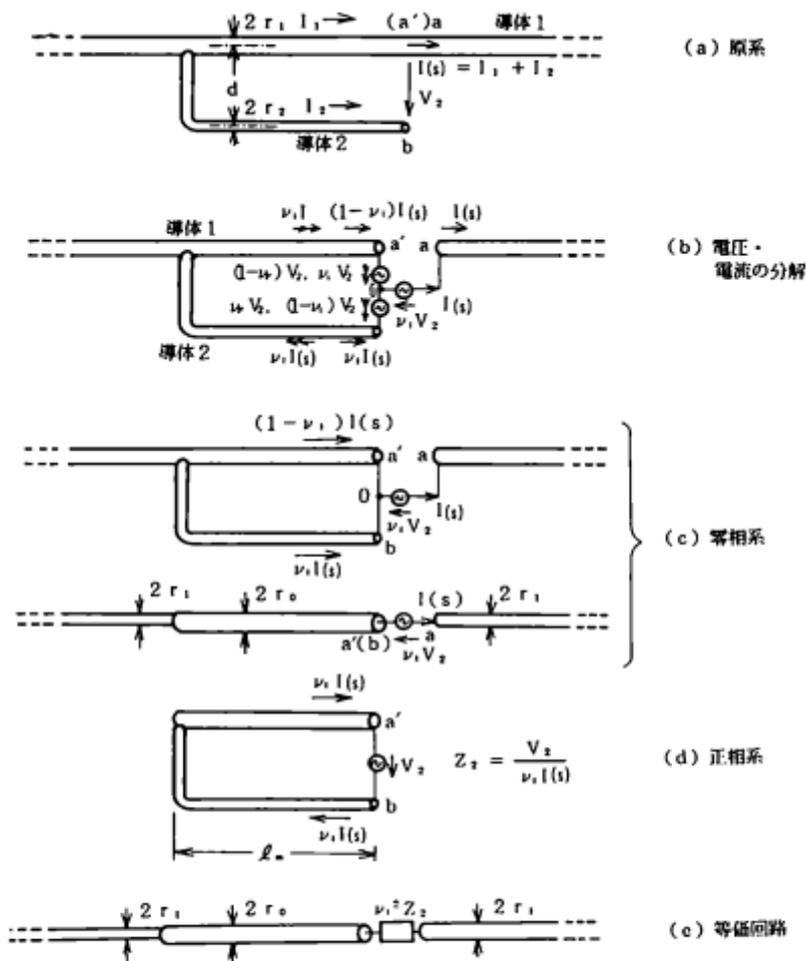


Fig. 4.5 平行分枝回路

この理由は次の通りである。

ここで導体2の電圧配分率を $\nu_r$ とすると、この $\nu_r$ と電流配分率 $\nu$ との間には次の関係がある。

$$\nu_r + \nu = 1 \quad (4-8)$$

いま、(a)において $b \sim a$ 間の電圧を $V_2$ とし(b)のように $V_2$ を $(1 - \nu_r) V_2$ 、 $\nu_r V_2$ に分ける。すなわち、(4-8)式から $\nu_r V_2$ 、 $(1 - \nu_r) V_2$ に分けることになる。

従って、その間の0点とa間に $\nu_r V_2$ なる電圧を付加すれば、aとa'は0点に対して同電位であるから、aとa'はつながっているのと同じである。また、導体2の開放端の電流は零であるから、導体1と導体2の零相電流は $(1 - \nu_r) I(s)$ 、 $\nu_r \cdot I(s)$ 、正相電流は $\nu_r I(s)$ である。

(c)は零相系、(d)は正相系を示す。零相系では零相電圧 $\nu_r V_2$ に反抗して $I(s)$ なる零相電流が流れる。また、正相系では導体2の開放端 $b a'$ に $V_2$ なる正相電圧が加わり、これによって $\nu_r I(s)$ なる正相電流が流れる。従って、 $b a'$ 端から見たインピーダンス $Z_2$ は次式となる。

$$Z_2 = \frac{V_2}{\nu_r I(s)} \quad \dots\dots\dots (4-9)$$

そして、零相系の $a - a'$  (b)間のインピーダンス $Z_2'$ は次式となる。

$$Z_2' = \frac{\nu_r V_2}{I(s)} = \nu_r^2 Z_2 \quad (4-10)$$

すなわち、(a)の等価回路は(c)となる。よって、(e)の等価回路をFig. 4-4の回路の一部に適用すればFig. 4-6となる。すなわち、分布定数回路の途中に(4-7)式又は(4-10)式のインピーダンスが挿入されたことになる。

Fig. 4-4中の破線で示した可変コンデンサC<sub>0</sub>を接続し、これの調節でインピーダンス $Z_2$ は大きな値の純抵抗にできる。

このとき分枝アンテナは減衰装置として動作し、Fig. 4-6は減衰装置付きクレーンの

等価回路となる。

Fig. 4-6 でクレーンの共振角周波数 $\omega$ 。近傍での吊荷部、大地間に相当する1-1'端子間のインピーダンスを $Z_1$ とし、この $Z_1$ を解析する。この時、次の仮定をする。

$$\ell_1 \neq 0, \ell_2 \neq \frac{\lambda_0}{4} \quad \left( \ell_2 \neq \frac{\lambda_0}{4}, \ell_2 \neq 0 \right) \dots\dots\dots (4-11)$$

また、実際のクレーン、減衰装置を想定して、 $Z_0$ 、 $Z_0'$ 、 $\alpha \ell_1$ 、 $\alpha \ell_2$ の値は次の範囲であるとする。

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= 200 \sim 450 \text{ } (\Omega), \quad Z_0' = 10 \sim 200 \text{ } (\Omega) \\ \alpha \ell_1 &= 0 \sim 0.1 \\ \alpha \ell_2 &= 0 \sim 0.1 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4-12)$$

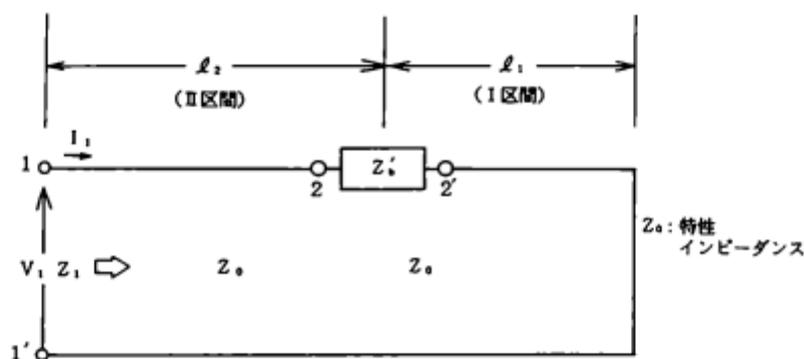


Fig. 4-6 分枝アンテナ付き分布定数回路

この(4-11)、(4-12)式の仮定、(4-5)式の条件を用いると $Z_1$ は近似的に次式となる。\*

$$Z_1 = \frac{Z_0^2 - j Z_0 Z_0' \cos^2 \beta \ell_1 + j \tan \beta \ell_1}{Z_0 (\alpha \cdot \lambda_0 / 4) + Z_0' + \cos^2 \beta \ell_1} \dots\dots\dots (4-13)$$

(\*論文末尾の付録A参照)

そして、新たにクレーン基部の電流  $I_1$  に対する減衰装置に分流する電流  $I_2$  の大きさの比を結合度  $N$  と定義する。なお、 $I_1$  と  $I_2$  は定在波であり同位相である。

$$N = \frac{|I_2|}{|I_1|} \quad (4-14)$$

(4-6)、(4-10)、(4-14) 式から次式を得る。

$$Z_1 \cos^2 \beta l_1 = N^2 Z_2 \quad (4-15)$$

これを (4-13) 式に代入して

$$Z_1 = \frac{Z_0^2 - j N^2 Z_0 \tan \beta l_1}{Z_0 \cdot (\alpha \lambda_0 / 4) + N^2 Z_2} \quad (4-16)$$

(4-16) 式において、 $Z_2$  を大きな値の純抵抗にすれば  $Z_1$  は非常に小さくなる。すなわち並列共振回路としてのクレーンの共振が低下することになる。

ここで、(4-16) 式中のインピーダンス  $Z_2$  は Fig. 4-5 (d) に示す平行分枝回路の開放端のインピーダンスである。Fig. 4-4 の回路ではインピーダンス  $Z_2$  は分枝アンテナの開放端部のインピーダンスである。このインピーダンスを大きな値の純抵抗にするには平行分枝回路を共振状態にすればよく、平行分枝回路の開放端に必要な容量のコンデンサを接続することになる。そして、コンデンサが接続された平行分枝回路は減衰装置となり、その等価回路は Fig. 4-7 となる。

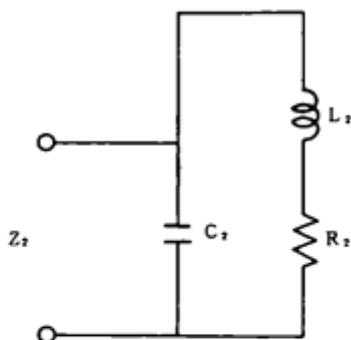


Fig. 4-7 減衰装置の等価回路

このようにすると(4-16)式の分母は非常に大きな値になる。また、Fig. 4-4 は共振角周波数 $\omega$ 。近傍で考えているためI区間の $l_1$ の長さ、II区間の $l_2$ の長さの増減で、(4-16)式の値は容易に実数部のみになり、この回路を共振状態にできる。このことは実際にはクレーンの共振周波数を若干ずらして行うことになる。このとき(4-16)式は実数部のみとなり、近似的に次式で表わされる。

$$R_e(Z_1) = \frac{Z_0^2}{Z_0 \cdot \left(\alpha \frac{\lambda_0}{4}\right) + N^2 Z_2} \dots\dots\dots (4-17)$$

ここで、(4-17)式は次のような物理的意味をもつ。特性インピーダンス $Z_0$ の1/4波長長さの無損失分布定数回路の一端に純抵抗 $N^2 Z_2$ と $Z_0 \cdot (\alpha \lambda_0 / 4)$ の直列接続したものを接続し、他端の開放端から見たインピーダンスである。そのうちの抵抗 $N^2 Z_2$ は減衰装置の取り付けによって生じたものであり、 $Z_0 \cdot (\alpha \cdot \lambda_0 / 4)$ は分布定数回路の損失抵抗により生じたものである。そして、この開放端から見たインピーダンス $Z_1$ は減衰装置のクレーンへの取り付け位置に左右されなく一定になることを特徴としている。

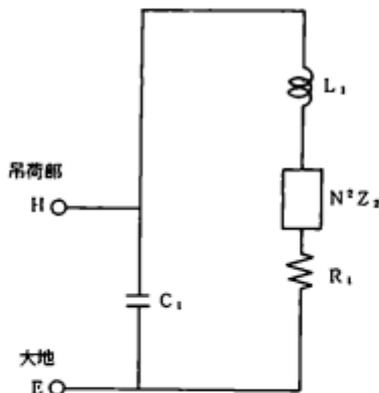


Fig. 4-8 減衰装置付きクレーンの等価回路

従って (4-16) 式中の虚数部を  $N^2 Z_2$  の挿入によって生じたリアクタンス分と考えれば Fig. 4-6 の等価回路は Fig. 4-1 のクレーンだけの等価回路の損失抵抗  $R_1$  を  $R_1 + N^2 Z_2$  に置き換えたものに近いと考えられ、Fig. 4-8 のようになると推定される。さらにインピーダンス  $N^2 Z_2$  をインピーダンス  $Z_2$  の  $1 : 1/N$  の理想変圧器を介したものとすれば Fig. 4-8 は Fig. 4-9 のようになる。

すなわちクレーンの共振角周波数  $\omega$ 。近傍でのパッシブ減衰装置付きクレーンの等価回路は Fig. 4-9 のようになると考えられる。そして、この等価回路によれば減衰装置はクレーンとの電磁結合を得る機能と共振回路としての機能の二つを有していることが分かる。そこで、減衰装置で前者の機能を主になす部分を結合器、後者の機能を主になす部分を共振回路部と呼ぶことにする。

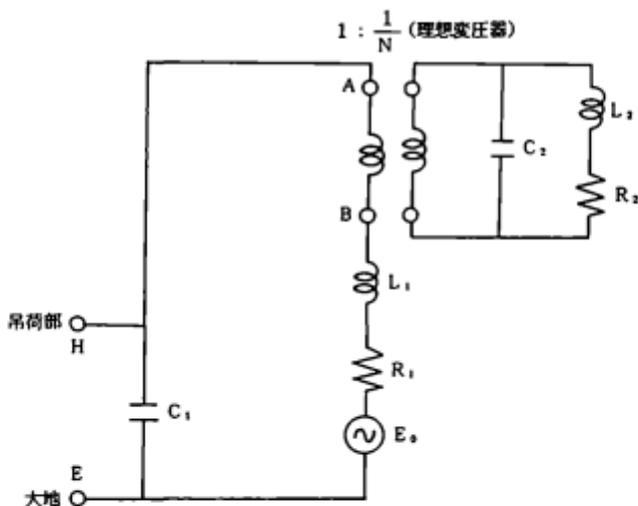


Fig. 4-9 減衰装置付きクレーンの等価回路

#### 8. 4-4 減衰装置の等価回路の特徴

結局、クレーンにバッシブ減衰装置を取り付けた場合の等価回路は全てFig. 4-9のように表わされる。すなわち、この等価回路はクレーンを第1並列共振回路とし、その回路の一部に直列に減衰装置が1:1/Nの理想変圧器を介した第2並列共振回路として挿入されたものとなっている。以下にこの等価回路の特徴を示す。

電波の角周波数を $\omega$ とし、Fig. 4-9の等価回路のA B端子から理想変圧器側を見たインピーダンス $Z(\omega)$ は次式となる。

$$Z(\omega) = \frac{N^2 R_2 Q_2^2}{1 + (2\Delta Q_2)^2} (1 - j 2\Delta Q_2) \quad (4-18)$$

ただし

$$Q_2 = \omega_0 \frac{L_2}{R_2}, \quad \omega_0^2 L_2 C_2 = 1, \quad \Delta = \frac{(\omega - \omega_0)}{\omega_0}$$

$\omega_0$  : 減衰装置の共振周波数

N : 結合度

減衰装置が共振せず、 $\omega$ が $\omega_0$ から離れている場合、(4-18)式は次のように近似される。

$$Z(\omega) \approx -j \frac{N^2 R_2 Q_2}{2\Delta} = -j \frac{N^2 \omega_0 L_2}{2\Delta} \dots\dots\dots (4-19)$$

即ち、 $Z(\omega)$ はほぼ純リアクタンスの小さな値であり、Fig. 4-9の等価回路はクレーン単独の場合の等価回路と大きな変化がないため、クレーン吊荷部の異常電圧は変化を受けない。

減衰装置が共振した場合は $\omega = \omega_0$ であり、その時の(4-18)式のインピーダンスを $R_0$ とすれば $R_0$ は次式となる。

$$R_0 = N^2 R_2 Q_2^2 \quad (4-20)$$

すなわち、 $R_0$ は純抵抗であって、これがFig. 4-9の等価回路の $L_1$ に直列に挿入されることになるため、クレーンの共振回路の $Q_1$ が低下し、従ってクレーン吊荷部の異常電圧が減衰する。当然(4-20)式の値は大きいほど減衰効果は大きくなる。 $Q_1$ は減衰装置の共振回路の尖鋭度であり、主に共振回路部の形状、寸法、材質などで決まるが、実際には高周波電流による渦電流・表皮効果による損失抵抗が大きく作用し、その上限は制限されることになる。

$N$ は減衰装置とクレーン導体との結合度であり、減衰装置の結合器の形状、寸法、取り付け位置によって決まる。

#### 5. 4-5 あとがき

本章ではパッシブ減衰装置付きクレーンの等価回路の誘導とその特徴を述べた。

この等価回路はクレーンを第1並列共振回路とし、その回路の一部に直列に減衰装置が理想変圧器を介した第2並列共振回路として挿入されたものとなる。そして、減衰装置である第2共振回路が共振すると、クレーンとしての第1共振回路に大きな値の純抵抗が挿入されたこととなり、クレーン吊荷部の電圧が減衰することになる。そして、減衰装置は結合器と共振回路部の二つの機能部分で出来ていることが分かった。

## §. 5-1 まえがき

前章では各種減衰装置の設計の基本になるパッシブ減衰装置付きクレーンの等価回路について記述した。

本章ではパッシブ減衰装置の一部に負性抵抗器を挿入した負性抵抗型減衰装置、及び四端子増幅器を挿入した逆位相型減衰装置を取り付けたクレーンの等価回路について記述する。なお、実際のアクティブ減衰装置の減衰効果にはその装置の構造上パッシブ減衰装置としての減衰効果も僅かに含まれるが、ここでの解析ではこのことを考えない。

前章のパッシブ減衰装置付きクレーンの特性はその等価回路のインピーダンスのみを検討すれば十分であったが、アクティブ減衰装置付きクレーンの特性はインピーダンスの他にその等価回路で必要とする電力についても検討する必要がある。これも合せて記述する。

## §. 5-2 負性抵抗型減衰装置

前章のパッシブ減衰装置付きクレーンの等価回路によれば、減衰装置の減衰効果はクレーンとしての第1並列共振回路の一部に直列に挿入されることになる減衰装置としての第2並列共振回路による純抵抗の値によって決定されると言える。

即ち、クレーンの尖鋭度を $Q_1$ 、減衰装置とクレーンの結合度を $N$ 、減衰装置の共振回路の尖鋭度を $Q_2$ 、抵抗を $R_2$ 、インダクタンスを $L_2$ 、減衰装置の共振角周波数を $\omega_0$ とすると、クレーンの共振回路の一部に直列に挿入されることになる純抵抗 $R_0$ は次式となる。

$$R_0 = N^2 R_2 Q_2^2 \quad (5-1)$$

$$\text{ただし } Q_2 = \frac{\omega_0 L_2}{R_2}$$

従って、(5-1)式の値が大きいほど減衰効果が大きいことになる。ここで減衰装置の共振回路に負性抵抗を挿入して、その共振回路の尖鋭度を非常に大きくし、減衰効果

を大きくすることが考えられる。このようにしたものが負性抵抗型減衰装置である。

負性抵抗型減衰装置付きクレーンをFig. 5-1 に示す。

負性抵抗器の抵抗値を $-R_2$ 、負性抵抗器を挿入した共振回路の抵抗値を $R_2'$ 、尖鋭度を $Q$ 。とすると次式が成り立つ。

$$R_2' = R_2 - R_2 \quad \dots\dots\dots (5-2)$$

$$Q_n = \frac{\omega_0 L_2}{R_2'} \quad \dots\dots\dots (5-3)$$

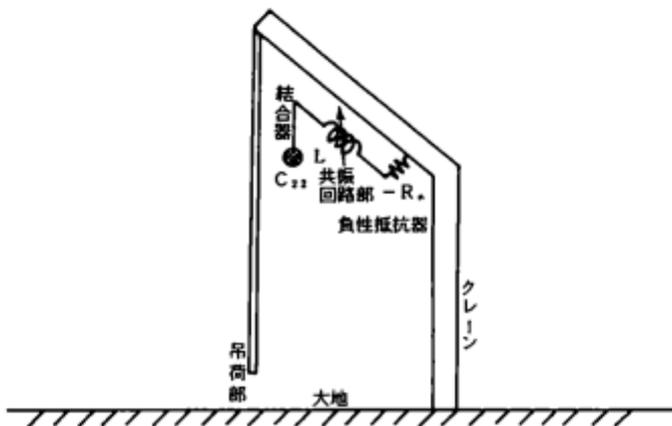


Fig. 5-1 負性抵抗型減衰装置付きクレーン

この減衰装置の共振回路をFig. 5-2 に示す。

パッシブ減衰装置付きクレーンの等価回路を参考にすると負性抵抗型減衰装置付きクレーンの等価回路はFig. 5-3 のようになることが容易に分る。

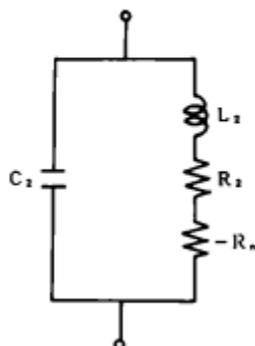


Fig. 5-2 負性抵抗型減衰装置の等価回路

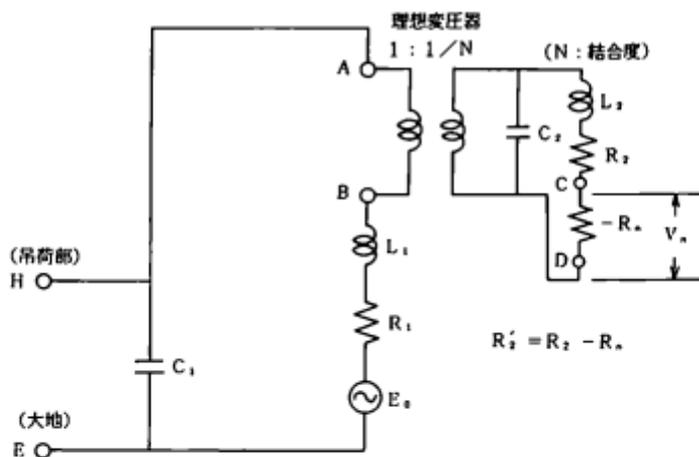


Fig. 5-3 負性抵抗型減衰装置付きクレーンの等価回路

次に、作動中の負性抵抗型減衰装置の負性抵抗器が必要とする最大出力電力について検討する。

負性抵抗器が最大の出力電力を必要とするのはクレーンが共振状態にあり最大の電圧が誘起している時に減衰装置が作動した時と考えられるから、以下ではクレーンの共振角周波数 $\omega$ での現象についてのみ考える。

Fig. 5-3 の等価回路において、負性抵抗型減衰装置が作動し、その負性抵抗器の出力電圧が $V_0$ で吊荷部、大地間の電圧が $V_1$ になったと仮定する。

電波の角周波数を $\omega$ に固定して考えれば、負性抵抗 $-R_n$ の等価回路はFig. 5-4 のようになる<sup>1)</sup>。すなわち、負性抵抗器とは入、出力電圧が同位相の二端子増幅器である。

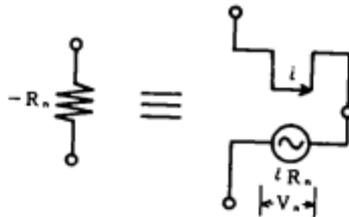


Fig. 5-4 負性抵抗の等価回路

そして、Fig. 5-3 における負性抵抗器の接続端子 C、D の負荷インピーダンス  $Z_L$  を検討する。この等価回路を Fig. 5-5 に示す。

Fig. 5-5 における抵抗  $R_1'$  は Fig. 5-3 のクレーンの等価回路である第 1 共振回路を角周波数  $\omega_0$  で減衰装置側から  $1 : 1/N$  の理想変圧器を介して見たインピーダンスであるため次式となる。

$$R_1' = \frac{R_1}{N^2} \dots\dots\dots (5-4)$$

そして、負荷インピーダンス  $Z_L$  は次式となる。

$$Z_L = \frac{1}{j\omega_0 C_2 + \frac{1}{R_1'}} + j\omega_0 L_2 + R_2 \dots\dots\dots (5-5)$$

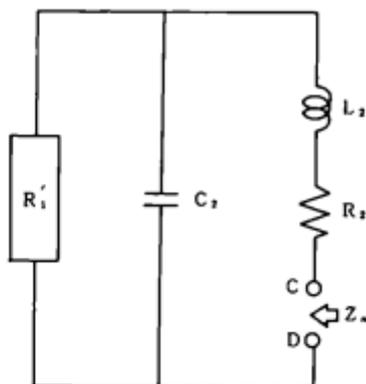


Fig. 5-5 負性抵抗器の負荷インピーダンス

減衰効果を最大にするために負性抵抗器の負荷インピーダンスは整合させて用いられるので、(5-5)式は実数部のみとなる。これを $R_{2s}$ とすれば $R_{2s}$ は次式となる。

$$R_{2s} = R_2 + \frac{R_1 / N^2}{\omega_0^2 C_2^2 R_1^2 / N^4} \dots\dots\dots (5-6)$$

従って、負性抵抗器の消費電力を $P_s$ とすれば、 $P_s$ は次式となる。

$$P_s = \frac{V_s^2}{R_{2s}} = \frac{V_s^2}{R_2 + \frac{R_1 / N^2}{\omega_0^2 C_2^2 R_1^2 / N^4}} \dots\dots\dots (5-7)$$

すなわち、(5-7)式の分母の第1項は共振回路部の抵抗であり、分母の第2項はクレーンの抵抗が減衰装置側に及ぼす損失抵抗である。

### §. 5-3 逆位相型減衰装置

パッシブ減衰装置付きクレーンの等価回路によれば減衰装置による吊荷部の電圧の減衰効果を大きくするにはクレーンとしての第1共振回路の一部に直列に減衰装置によって挿入されることになる純抵抗 $R$ を大きくすればよいことが分っている。前節の負性抵抗型減衰装置ではこれをアクティブ回路の負性抵抗器で減衰装置の共振回路の尖鋭度 $Q$ を大きくして実現した。

他の方法としてアクティブ回路の四端子増幅器で減衰装置へ流れる電流を増大させて、結合度 $N$ に似たものを大きくして実現する方法が考えられる。これを逆位相型減衰装置と称する。逆位相型減衰装置付きクレーンをFig. 5-6に示す。

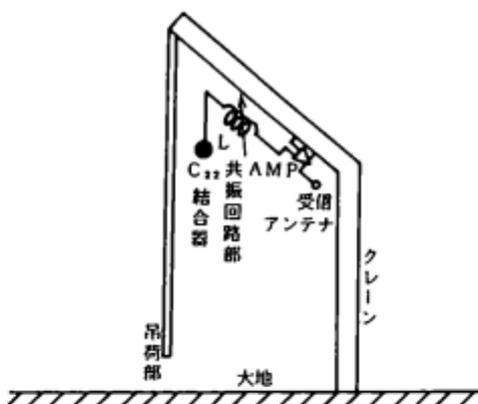


Fig. 5-6 逆位相型減衰装置付きクレーン

この解析は次のように行う。まず、初めにFig. 5-6の減衰装置付きクレーンにおいて、本来の外來電波を無くした状態でクレーンに取り付けられた減衰装置の増幅器を外來電波があるときと同じ周波数、出力を有する発振器と考えた場合の吊荷部、大地間の誘起電圧を考える。次にこの発振器を止め本来の外來電波による吊荷部、大地間の誘起電圧を考え、これら前者と後者の誘起電圧のベクトル和が重ね合せの理から逆位相型減衰装置が作動したときの減衰電圧と考える。

そこで、まず外來電波を無くした状態でクレーンを $1/4$ 波長長さの終端短絡の分布定数回路とモデル化し、この分布定数回路の一部に減衰装置を想定した給電されているアンテナを分枝状に取り付ける。この取り付けしたアンテナを給電された分枝アンテナと呼ぶことにする。これをFig. 5-7に示す。

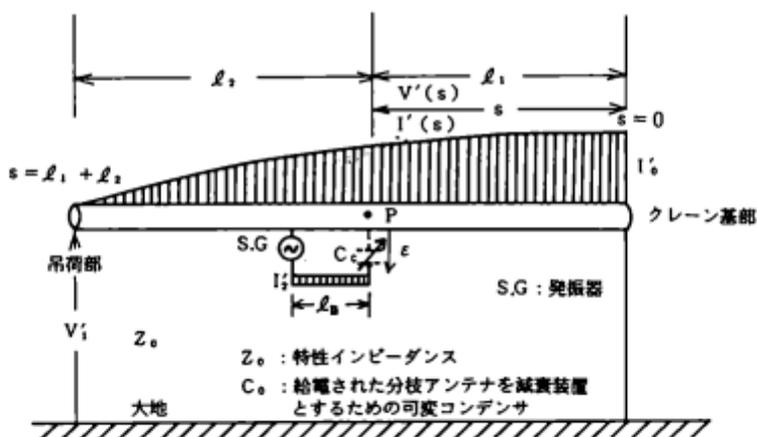


Fig. 5-7 給電された分枝アンテナ付き分布定数回路

Fig. 5-7 の回路において、伝搬定数を  $\gamma$ 、減衰定数を  $\alpha$ 、位相定数を  $\beta$ 、共振角周波数を  $\omega_0$ 、共振波長を  $\lambda_0$  とする。

また、給電された分枝アンテナの開放端側の位置はクレーン基部から  $l_1$ 、クレーン吊荷部から  $l_2$  であるとする。すなわち、次式となる。

$$l_1 + l_2 = \frac{\lambda_0}{4} \quad (5-8)$$

そして、Fig. 5-7 の回路で発振器から供給される電力によって生じるクレーン基部の電流を  $I_0'$ 、吊荷部の電圧を  $V_1'$ 、分枝アンテナに流れる電流を  $I_2'$ 、分枝アンテナの開放端部に生じる電圧を  $\varepsilon$  とし、クレーン上の基部から距離  $s$  の点を P としてこの P 点の電圧、電流を  $V'(s)$ 、 $I'(s)$  として、減衰定数  $\alpha$  が小さいと仮定すれば、 $V'(s)$ 、 $I'(s)$  は近似的に次式ようになる。

$$V'(s) = V_1' \sin \beta s \quad (5-9)$$

$$I'(s) = I_0' \cos \beta s \quad (5-10)$$

$$V_1' = j Z_0 I_0' \quad (5-11)$$

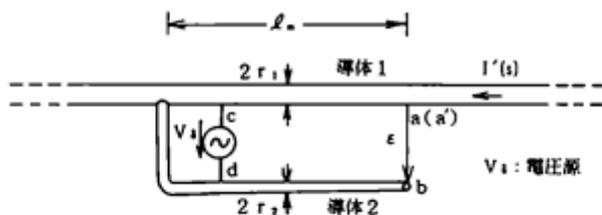
$$\text{ただし } \beta = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

また、この給電された分枝アンテナの取り付け点での電流配分率を  $\nu_1$  とすれば  $\nu_1$  は次式となる。

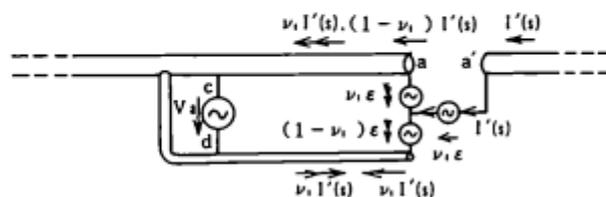
$$\nu_1 = \frac{I_2'}{I'(s)} = \frac{I_2'}{I_0' \cos \beta l_1} \quad (5-12)$$

このような条件での発振器の供給電力によって生じた分枝アンテナの開放端部電圧  $\varepsilon$  と吊荷部、大地間の電圧  $V_1'$  との関係を次に明らかにする。

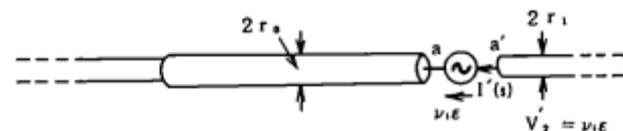
Fig. 5-7 で給電されている分枝アンテナ取り付け点近傍のクレーン導体を導体 1 とし、分枝アンテナを導体 2 として電気回路的に解析した結果を Fig. 5-8 (a), (b), (c), (d) に示す<sup>12)</sup>。



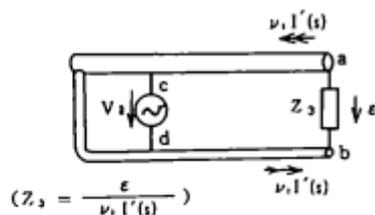
(a) 原系



(b) 電圧・電流の分布



(c) 零相系



(d) 正相系

Fig. 5-8 給電された平行分枝回路の解析

(i) に示すように端子  $c d$  に電圧  $V$  を給電し、その開放端  $b - a$  間に  $\varepsilon$  なる電圧が現われるものとすれば、その部分の零相と正相の成分は (b) のようになる。従って、その零相系は (c) のようになる。すなわち、分枝アンテナの電流配分率  $\nu$  を用いれば、給電された分枝アンテナによってその分枝アンテナの開放端部位置のクレーン導体に次式で示す電圧  $V_2'$  が直列に挿入されたことになり Fig. 5-1 の等価回路は Fig. 5-3 のようになることが分かる。

$$V_2' = \nu, \varepsilon \dots\dots\dots (5-13)$$

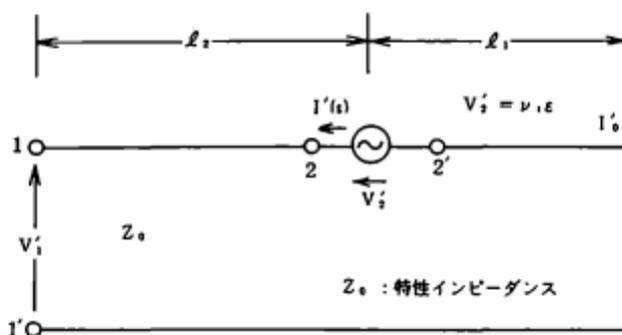


Fig. 5-3 給電された平行分枝アンテナ付きクレーンの等価回路

Fig. 5-9 の回路解析において次の仮定をする。

$$l_1 \neq 0, l_1 \neq \frac{\lambda_0}{4} \left( l_2 \neq \frac{\lambda_0}{4}, l_2 \neq 0 \right) \dots\dots\dots (5-14)$$

また、実際のクレーンの場合を想定して  $Z_0$ 、 $\alpha l_1$ 、 $\alpha l_2$  の値のオーダーは次の範囲とする。

$$\left. \begin{aligned} Z_0 &= 200 \sim 450 \Omega \\ \alpha l_1 &= 0 \sim 0.1 \\ \alpha l_2 &= 0 \sim 0.1 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5-15)$$

Fig. 5-9 の回路を (5-14)、(5-15)、(5-8) 式の条件下、クレーンの共振角周波数  $\omega_0$  近傍で解析すると、回路に挿入された電圧  $V_2'$  と吊荷部、大地間の電圧  $V_1'$  との関係は近似的に次式となる。\*

$$V_1' = \frac{4}{\lambda_0} [l_1 \tan(\beta l_1) + l_2 \tan(\beta l_2) - j \frac{1}{\alpha}] \cdot \cos(\beta l_1) V_2' \dots\dots\dots (5-16)$$

ここで、減衰装置とクレーンとの結合度  $N$  は前章の (4-14) 式で定義したようにクレーン基部の電流に対する分枝アンテナの電流の比である。これは二つの導体間の電磁気的關係から決定されるものであるから、給電された分枝アンテナの場合でも同様となり、次式が成り立つ。

$$N = \frac{|I_2'|}{|I_0'|} \dots\dots\dots (5-17)$$

従って (5-16) 式に (5-12)、(5-13)、(5-17) 式を用い、 $\alpha$  の値が小さいとすれば近似的に次式が成り立つ。

$$V_1' = -j \frac{4}{\alpha \lambda_0} N \cdot \varepsilon \dots\dots\dots (5-18)$$

\* 本論文末尾付録 B を参照

すなわち、給電された分枝アンテナ付きクレーンの吊荷部、大地間の誘起電圧  $V_1$  は給電された分枝アンテナの取り付け位置に関係なく (5-18) 式の値になる。そして、このような状態の Fig. 5-7 のクレーンに本来の外来電波があたるとそれによって誘起する吊荷部、大地間の電圧が新たに加わる。

従って、この場合の等価回路は外来電波による受信電圧  $E$  と吊荷部に (5-18) 式の電圧を生じさせるような電圧源の二つの電圧源を持つ  $L_1$ 、 $C_1$ 、 $R_1$  の並列共振回路となる。

ここで、Fig. 5-7 の給電された分枝アンテナを逆位相型減衰装置として使用する場合はその減衰効果を高めるために分枝アンテナとクレーン導体間を共振回路とし、発振器は増幅器に変更してその入力電圧はクレーン上の電圧の一部（実際には減衰装置はクレーンと同電位になるためクレーン導体周辺の電位）をとることになる。このようにすると逆位相型減衰装置付きクレーンの等価回路は Fig. 5-10 のようになる。

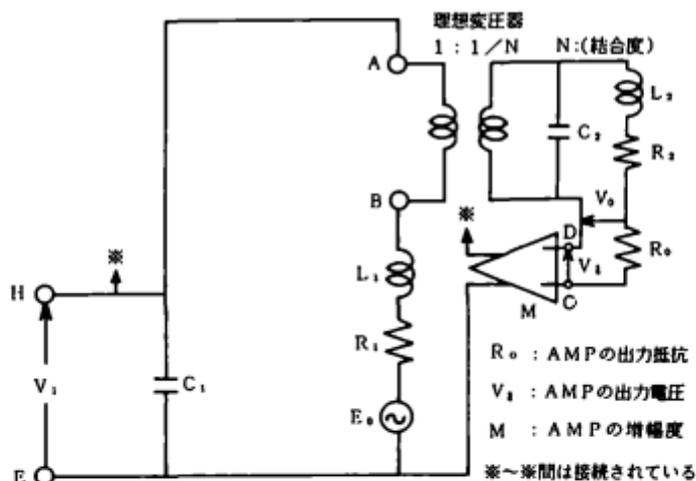


Fig. 5-10 逆位相型減衰装置付きクレーンの等価回路

Fig. 5-10で抵抗 $R_0$ は増幅器の出力インピーダンスである。そして、増幅器の出力電圧を $V_0$ とし、 $V_0$ と吊荷部、大地間の電圧 $V_1$ との比を増幅度 $M$ と定義する。 $M$ は一つの定数である。

$$M = \frac{V_0}{V_1} \quad (5-19)$$

このように、増幅度 $M$ を増幅器の出力電圧の吊荷部、大地間の電圧に対する比として表わしたこと、また、クレーン上の誘起電圧は同位相であることからFig. 5-10の等価回路上の増幅器の入力電圧は吊荷部の電圧 $V_1$ となる。

さらにFig. 5-10の減衰装置の共振回路の全抵抗を $R_2'$ 、尖鋭度を $Q$ 、とするとこれらは次式となる。

$$R_2' = R_0 + R_2 \quad (5-20)$$

$$Q = \frac{\omega_0 L_2}{R_2'} \quad \dots\dots\dots (5-21)$$

次に逆位相型減衰装置の増幅器が必要とする最大出力電力について検討する。増幅器が最大の出力電力を必要とするのは、クレーンが共振状態にあるときに減衰装置で減衰させる場合であるから、以下ではクレーンの共振角周波数 $\omega_0$ での現象のみを考える。

Fig. 5-10の等価回路において、逆位相型減衰装置が作動し、増幅器の出力電圧が $V_0$ で、その結果吊荷部、大地間の電圧が $V_1$ になったと仮定する。このときの等価回路上での増幅器の出力端子C、Dの負荷インピーダンス $Z_L$ を検討する。

この増幅器の負荷回路をFig. 5-11に示す。Fig. 5-11における抵抗 $R_1'$ はFig. 5-10のクレーンの等価回路である第1共振回路を角周波数 $\omega$ で減衰装置側から1:1/Nの理想変圧器を介して見たインピーダンスであるため次式となる。

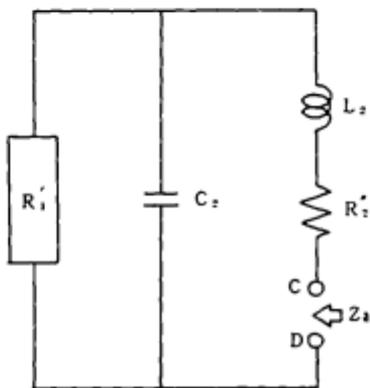


Fig. 5-11 負荷回路

$$R_1' = \frac{R_1}{N^2} \quad (5-22)$$

そして、負荷インピーダンス $Z_2$ は次式となる。

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega_0 C_2 + 1/R_1'} + j\omega_0 L_2 + R_2' \quad (5-23)$$

減衰効果を最大にするために増幅器の負荷インピーダンスは整合させて用いるので(5-23)式は実数部のみとなる。これを $R_{2s}$ とすれば $R_{2s}$ は次式となる。

$$R_{2s} = R_2' + \frac{R_1 / N^2}{1 + \omega_0^2 C_2^2 R_1^2 / N^4} \dots\dots\dots (5-24)$$

従って、増幅器の消費電力を $P_s$ とすれば、 $P_s$ は次式となる。

$$P_s = \frac{V_s^2}{R_{2s}} = \frac{V_s^2}{R_2' + \frac{R_1 / N^2}{1 + \omega_0^2 C_2^2 R_1^2 / N^4}} \dots (5-25)$$

#### §. 5-4 あとがき

本章ではアクティブ減衰装置である負性抵抗型減衰装置、及び逆位相型減衰装置付きクレーンの等価回路を提示した。

負性抵抗型減衰装置付きクレーンの等価回路はパッシブ減衰装置のものの延長上であり、減衰の原理もパッシブ減衰装置のものに準ずるものであることが分った。

逆位相型減衰装置を構成している要素はパッシブ減衰装置や負性抵抗型減衰装置と共通するものがあるため、その等価回路もこれらのものと類似している。しかし、逆位相型減衰装置付きクレーンの等価回路は負帰還回路を形成しており、減衰の原理は前の二種類ものとは異なる。

§. 6-1 まえがき

クレーンとの電磁結合を得る減衰装置の機能部分を結合器と呼ぶ。

結合器の結合度はクレーン導体と結合器の電磁気的關係から決定される。この結合器を電磁気学的見地から電界型と磁界型の二種類に分類する。

本章では電界型、磁界型の結合器をクレーン導体に取り付けた場合を電磁気的に解析し、それぞれの理論的結合度の計算式を誘導する。

そして、両型の結合器の結合度を1/40模型実験で実験的に求め、それと同じ条件での理論的結合度を求め両者を比較してこれらの結合度の計算式を検証する。

§. 6-2 結合器の種類

微小ダイポールアンテナによる電磁界をFig. 6-1 に示す。

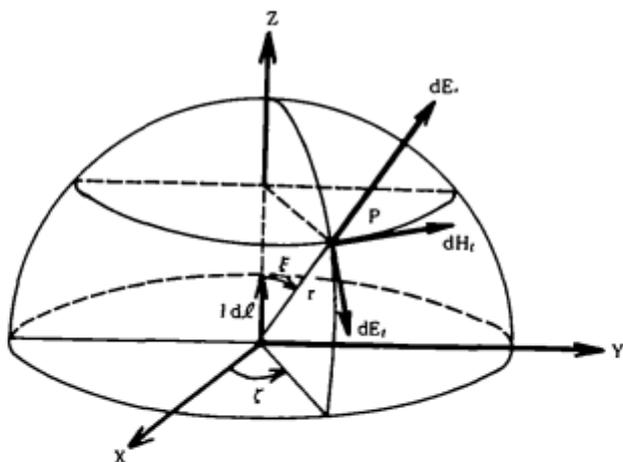


Fig. 6-1 微小ダイポールアンテナ

座標原点においた微小ダイポールアンテナの長さを  $d\ell$ 、P 点の球面座標を  $r$ 、 $\xi$ 、 $\zeta$ 、微小ダイポールアンテナの電流  $I$  を次式とする。

$$I = I_0 \sin \omega t \quad (6-1)$$

また、位相定数を

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \dots\dots\dots (6-2)$$

として、微小ダイポールアンテナと P 点との距離  $r$  が波長に比べて非常に短い、即ち

$$r \ll \frac{1}{\beta} = \frac{\lambda}{2\pi} \quad (6-3)$$

とするならば P 点の電磁界は近似的に次式となる。

$$dE_r = - \frac{I_0 d\ell \cos \xi}{2\pi \epsilon_0 \omega r^2} \cos \omega t \quad (6-4)$$

$$dE_\xi = - \frac{I_0 d\ell \sin \xi}{4\pi \epsilon_0 \omega r^2} \cos \omega t \quad (6-5)$$

$$dH_\phi = \frac{I_0 d\ell \sin \xi}{4\pi r^2} \sin \omega t \quad (6-6)$$

従って、 $dE$  はモーメント  $(-I_0 d\ell / \omega) \cdot \cos \omega t$  をもつ双極子による  $\epsilon_0$  の媒質中のクーロン電場であり、 $dH$  は電流素片  $I_0 d\ell \sin \omega t$  による一様な媒質中の電流磁場であることになる。

クレーン導体を微小ダイポールアンテナの集合したものと考えれば、減衰装置の結合器設置場所の電磁界は(6-4)～(6-6)式を用いて求められる。すなわち、結合器は電圧・電流が分布しているクレーン導体から波長に比べて非常に近い場所にあることになり、クレーン導体と結合器の電磁結合は主にクーロン電場と電流磁場によって生じると考えられる。そこで、形状によって、前者のクーロン電場によって結合している結合器を電界型、後者の電流磁場によって結合している結合器を磁界型と分類する。なお、電界型結合器には線状型と線状の先端に容量部が付いている容量型が考えられる。結合器の種類をFig. 6-2に示す。

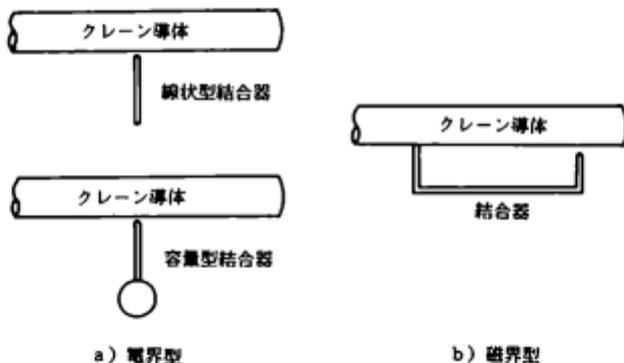


Fig. 6-2 結合器の種類

### 8. 6-3 電界型結合器の解析

電界型結合器付きクレーンのモデルをFig. 6-3 に示す。

クレーン全体には正弦波状の電圧が分布しているが、取り付けられた結合器の寸法はクレーンに比べて小さく、その電磁気作用も局部的なものと考え、この結合器の取り付けによってクレーンの電圧分布は大きく影響を受けないと仮定する。

クレーンは $1/4$ 波長長さの終端短絡の特性インピーダンス $Z_0$ の分布定数回路とモデル化し、その短絡端から距離 $s$ の点に電界型結合器が取り付けられており、その取り付け点の大地・無限遠点に対する電圧を $V(s)$ とする。 $V(s)$ は近似的に次式となる。

$$V(s) = V_1 \sin \beta s \quad \dots\dots\dots (6-7)$$

$$\text{ただし } \beta = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

そして、結合器は長さ $l$ の線状部の先端に球状の自己容量 $C_{22}$ の容量部が付いているとする。この線状部分を大地・無限遠点に対する分布定数回路と考え、その特性インピーダンスを $Z_0$ とする。

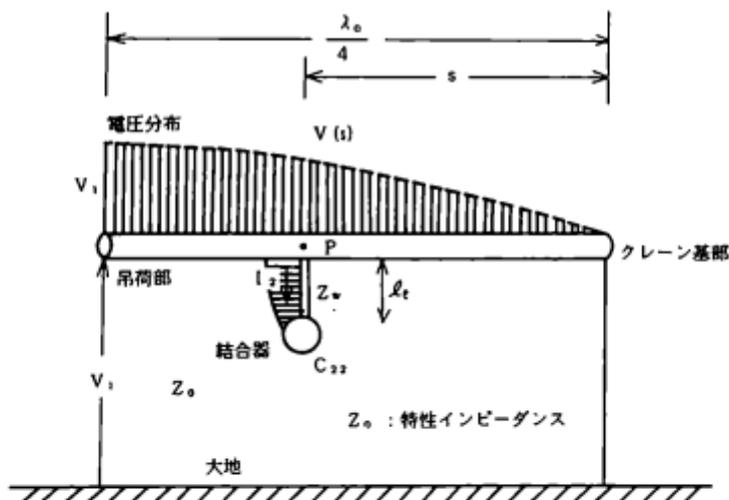


Fig. 6-3 電界型結合器の解析

ここで、結合器の容量部がクレーン導体に近い場合の容量部の自己容量について吟味する。単独の容量部とクレーン導体近傍に置いた同じ寸法の容量部にそれぞれ電荷を与えた場合の電気力線分布をFig. 6-4 (a), (b)に示す。

(a) の容量部は大地より非常に高い位置に置かれているとすれば、その容量は近似的に自己容量  $C_{22}$  となる。また、Fig. 6-3 において結合器の線状部の長さ  $l$  が非常に短いと考えればクレーン導体上の結合器取り付けの P 点の電位と容量部の電位はほぼ同じと考えられる。クレーン導体と容量部を電氣的に切断し、それぞれが同電位になるように電荷を与えたものを (b) とする。

今、(a)、(b) の容量部に同量の電荷を与えたとすれば (a) は電気力線が放射状になり、(b) はクレーン導体からの電気力線によって押し返されるため局部的に電気力線の密度が高くなり電位も高くなる。その結果 (b) の容量部は (a) の容量部に比べて見掛け

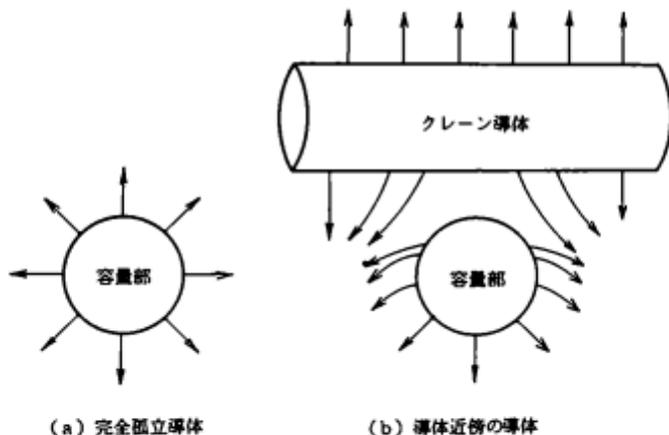


Fig. 6-4 容量部周辺の電気力線

上自己容量が小さくなったようになる。これを補正された自己容量  $C_{22}'$  と定義し、本来の容量部の自己容量  $C_{22}$  との比率を有効係数  $k$  と定義する。すなわち次式となる。

$$C_{22}' = k C_{22} \quad \text{..... (6-8)}$$

このように考えると Fig. 6-3 の等価回路は Fig. 6-5 のようになる。Fig. 6-5 において、結合器取り付け端子  $2-2'$  から結合器としての分布定数回路を見たインピーダンスを  $Z_s$ 、そこを流れる電流を  $I_s$  とすれば次式が成り立つ。

$$Z_s = j Z_0 \tan(\beta \ell) - \tan^{-1} \frac{2}{Z_0 \omega_0 C_{22}'} \quad \text{(6-9)}$$

$$I_s = \frac{V(s)}{Z_s} = \frac{-j V(s)}{Z_0 \tan(\beta \ell) - \tan^{-1} \frac{2}{Z_0 \omega_0 C_{22}'}} \quad \text{(6-10)}$$

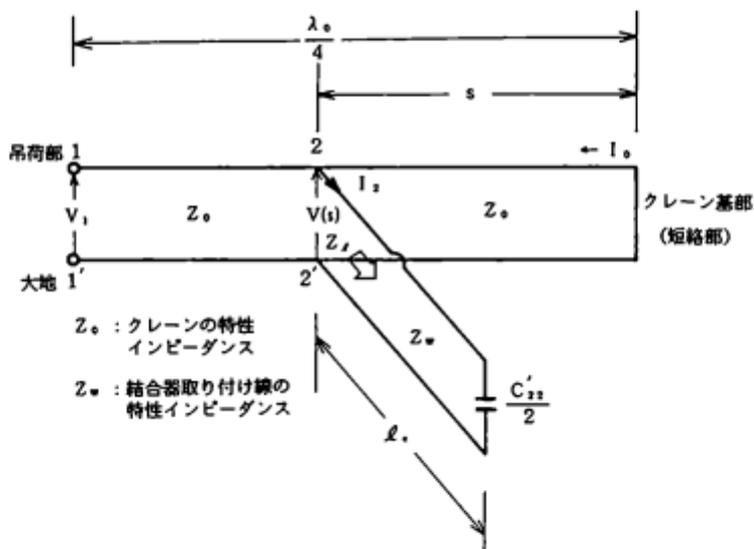


Fig. 6-5 電界型結合器付きクレーンの等価回路

ここで、クレーン導体の特性インピーダンスを  $Z_0$ 、クレーン基部の電流を  $I_0$  とすれば第3章の (3-15) 式から次式の関係がある。

$$V_1 = j Z_0 I_0 \quad \dots\dots\dots (6-11)$$

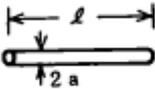
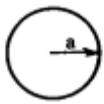
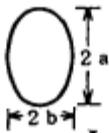
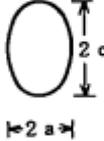
(6-10) 式の電流  $I_1$  は結合器に流れる電流であるから、第4章の (4-14) 式で定義した結合器の結合度は次式となる。

$$N = \frac{|I_2|}{|I_0|} = \frac{Z_0 \sin \beta s}{Z_0 \tan(\beta \ell) - \tan^{-1} \frac{2}{Z_0 \omega_0 C_{22}'}} = N, \dots\dots (6-12)$$

(6-12) 式を電界型結合度  $N$  と定義する。

次に、(6-12) 式の電界型結合度を計算で求める場合に必要となる単線の大地・無限遠点に対する特性インピーダンス  $Z_0$ 、各種形状の容量部の自己容量の計算公式を Table 6-1 に示す。この他に先に定義した有効係数  $k$  の値も必要であるが、この値は模型実験等から求めることになる。

Table 6-1 特性インピーダンスと自己容量

		計算式	形状
※ 特性インピーダンス( $Z_w$ )	線	$Z_w = 60 \log \frac{\ell}{a}$	
	線・円柱体	$C_{22} = \frac{2\pi\epsilon_0\ell}{\log \frac{\ell}{a}}$	
※ 自己容量	円板	$C_{22} = 8\epsilon_0 a$	
	楕円板	$C_{22} = 4\pi\epsilon_0 \frac{a}{K(k)}$	 $k = \frac{\sqrt{a^2 - b^2}}{a}$ $K(k) = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1 - k^2 \sin^2 \phi}}$ (第一種完全楕円積分)
	球	$C_{22} = 4\pi\epsilon_0 a$	
	長回転楕円体	$C_{22} = \frac{4\pi\epsilon_0 \sqrt{c^2 - a^2}}{\log \frac{c + \sqrt{c^2 - a^2}}{a}}$	

※本表、これらの値は結合器の大地・無限遠点に対する特性インピーダンス、キャパシタンスであるが、結合器の取り付け位置は高所であると考えて、近似的に無限遠点に対する値とした。

#### 8. 6-4 磁界型結合器の解析

磁界型結合器付きクレーンのモデルをFig. 6-5に示す。クレーンの各定数はFig. 6-3の場合と同じとする。

クレーン基部から距離  $s$  のクレーン上の点を  $P$  とし、他のクレーン上の点を  $P_1$  とする。 $P_1$  から  $P$  に別導体がクレーン導体に平行にループ状に取り付けられているとする。

ここで、 $P_1$  から  $P$  の長さを  $\ell$  とする。また、 $P$  点のクレーン導体上の電流を  $I(s)$  とする。

$I(s)$  は近似的に次式となる。

$$I(s) = I_0 \cos \beta s \quad (6-13)$$

$$\text{ただし } \beta = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

今、結合器の区間  $\ell$  が取り付け間隔  $d$  に比べて非常に長い場合を考え、この区間

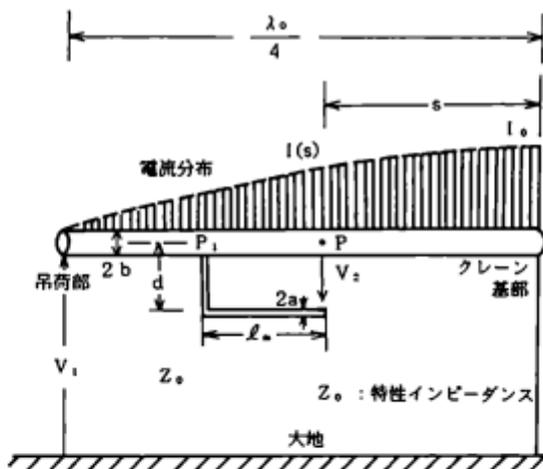


Fig. 6-5 磁界型結合器の解析

$\epsilon_0$  のクレーン導体と結合器を取り出したものを Fig. 6-7 に示す。ここでクレーン導体を導体 1、結合器を導体 2 として、それぞれの導体の直径を  $2b$ 、 $2a$  とする。そして、この両導体の電流分布は一様な  $I_1$ 、 $I_2$  とし、両導体表面上のベクトルポテンシャルを等しいとすることから、次式が成り立つ<sup>13)</sup>。

$$I_1 \cdot \log b + I_2 \cdot \log d = I_2 \cdot \log a + I_1 \cdot \log d \quad \dots\dots\dots (6-14)$$

$$\therefore \frac{I_2}{I_1 + I_2} = \frac{1}{2} \frac{\log \frac{d}{a}}{\log \sqrt{\frac{d}{a \cdot b}}} \quad \dots\dots\dots (6-15)$$

(6-15) 式の値は、近似的に導体 1 の電流分布が (6-13) 式のようになっても同じである。

(6-13)、(6-15) 式を用いると、第 4 章の (4-14) 式で定義した結合度  $N$  は次式となる。

$$N = \frac{|I_2|}{|I_0|} = \frac{|I_2|}{|I_1 + I_2|} \cos \beta_s = \frac{1}{2} \frac{\log \frac{d}{a}}{\log \sqrt{\frac{d}{a \cdot b}}} \cos \beta_s = N_m \quad \dots\dots\dots (6-16)$$

(6-16) 式を磁界型結合器の結合度  $N_m$  と定義する。

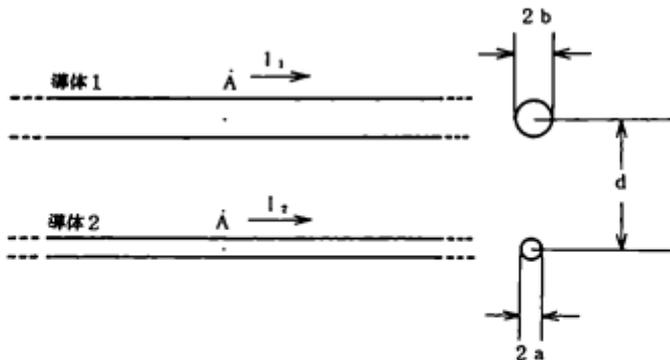


Fig. 6-1 磁界型結合器の結合度

しかし、Fig. 6-6 で結合器の区間  $l_m$  が取り付け間隔  $d$  に比べて長くない場合は  $P_1$  と  $P$  点付近で電磁界が乱れるため (6-14) 式の等式が成り立たなく、磁界型結合器を Fig. 6-8 のようにモデル化し解析する。

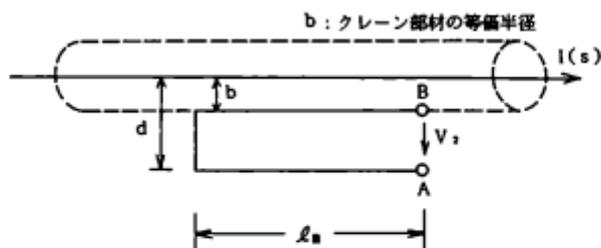


Fig. 6-8 磁界型結合器のモデル

Fig. 6-8 で  $l_m$  が短くこの区間のクレーン導体の電流を一様な  $I(s)$  とし、電波の周波数を  $f_0$ 、空気 permeability を  $\mu_0$ 、結合器の誘起電圧を  $V_2$  とすると、次式が成り立つ。

$$V_2 = I(s) \cdot f_0 \cdot \mu_0 \cdot l_m \cdot \log\left(\frac{d}{b}\right) \quad (6-17)$$

そして、A、B 端子間で測定したインダクタンスを  $L_2$  とし、結合器に流れる電流を  $I_2$  とすれば次式が成り立つ。

$$N_m = \frac{|I_2|}{|I_0|} = \frac{|V_2|}{|j\omega_0 L_2 I_0|} = \frac{\mu_0 \cdot l_m \cdot \log\left(\frac{d}{b}\right) \cos(\beta s)}{2\pi L_2} \quad (6-18)$$

もちろん、(6-18) 式において、インダクタンス  $L_2$  に両端の電磁界の乱れを考慮していない終端短絡の平行線のインダクタンスの理論式を用いれば (6-16) 式に一致する。

以上のように磁界型結合器の結合度は (6-16) 式、又は (6-18) 式で求めることができる。しかし、実際にはこれらの磁界型結合器が取り付けられているクレーンには電圧も分布しているため同時に電界による結合度も混入してくる。従って、実際の磁界型結合器の結合度は磁界型結合度と電界型結合度のベクトル和となる。

## 6. 6-5 実験結果と計算結果

ここでは結合器の理論的結合度の計算式を1/40模型実験で検証する。実験の概要をFig. 6-9に示す。

パッシブ減衰装置付きクレーンの等価回路は第4章で示した通りでFig. 6-10のようになる。

Fig. 6-9の模型実験の等価回路をFig. 6-10として、この回路の結合器の結合度 $N$ は未知数としておき、回路定数 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $Q$ は他の実験、計算で明らかにしておく。そして、Fig. 6-9の模型実験の結果クレーンの共振角周波数 $\omega$ における共振電圧 $V$ と

例えば $P=0.5$ に取り付けた場合



Fig. 6-9 模型実験の概要

減衰装置が作動したことによる減衰電圧  $V_2$ 、その電圧減衰比  $\rho$  が分ったとする。

このとき未知数  $N$  は次のように計算される。

$$\rho = \frac{V_2}{V_1} = \frac{R_1}{R_1 + N^2 R_2 Q_2^2} \quad (6-19)$$

$$\therefore N = \frac{1}{Q_2} \cdot \frac{R_1 (1 - \rho)}{\rho R_2} = N' \quad (6-20)$$

すなわち、(6-20) 式の結合度は実験データから逆算した結合度であるから実験的結合度  $N'$  と定義する。

一方、この模型実験で用いた模型クレーンと減衰装置の寸法から (6-12)、(6-16) 式、又は (6-18) 式の理論的結合度  $N_1$ 、 $N_2$  が求まる。

各種結合器について、この実験的結合度  $N'$  と理論的結合度  $N_1$ 、 $N_2$  を求め、両者を比較検討する。

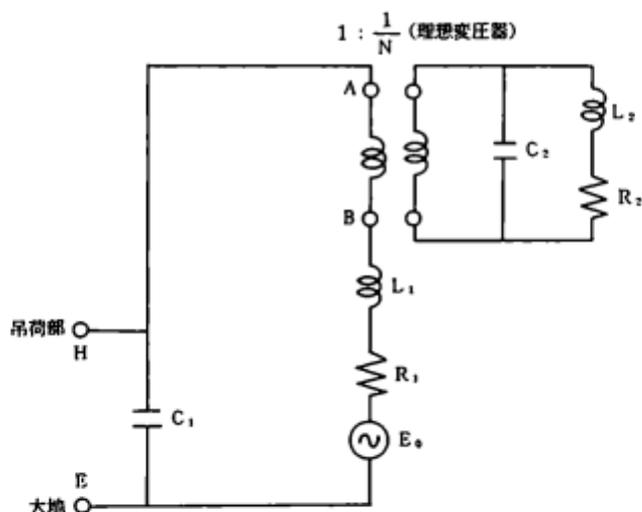


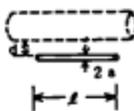
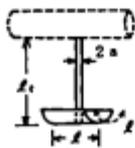
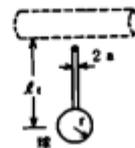
Fig. 6-10 パッシブ減衰装置付きクレーンの等価回路

(1) 電界型結合器の取り付け位置

実験に用いた結合器をTable 6-2 に、整合器をFig. 6-11に示す。減衰装置の一つをPhoto 6-1 に示す。

Table 6-2 の各種結合器とFig. 6-11の整合器を組み合わせて電界型減衰装置とし、Fig. 6-9 の模型クレーン上の  $p=0.2 \sim 1.0$  の各点に取り付けた場合の実験的結合度  $N'$  と理論的結合度  $N$  を求める。

Table 6-2 電界型結合器

記号	A	B	C	D
形状・寸法	 $l_t = 10 \text{ cm}$ $a = 0.86 \text{ cm}$	 $l = 20 \text{ cm}$ $a = 0.86 \text{ cm}$ $d = 1.5 \text{ cm}$	 $l_t = 6 \text{ cm}$ $l' = 6 \text{ cm}$ $a = 0.86 \text{ cm}$	 $l_t = 7 \text{ cm}$ $a = 0.86 \text{ cm}$ $r = 3.3 \text{ cm}$
容量 (C <sub>es</sub> )	0 pF	1.9 pF	2.4 pF	3.7 pF
有効係数 k		0.6	0.75	0.75

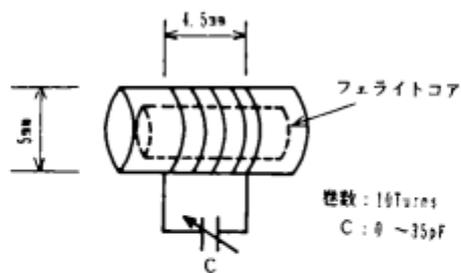


Fig. 6-11 整合器



Photo 6-1 電界型試料装置



各種電界型結合器ごとのクレーンへの取り付け位置  $P$  の変化に対する実験的結合度  $N'$  を Fig. 6-12、理論的電界型結合度  $N_c$  を Fig. 6-13 に示す。

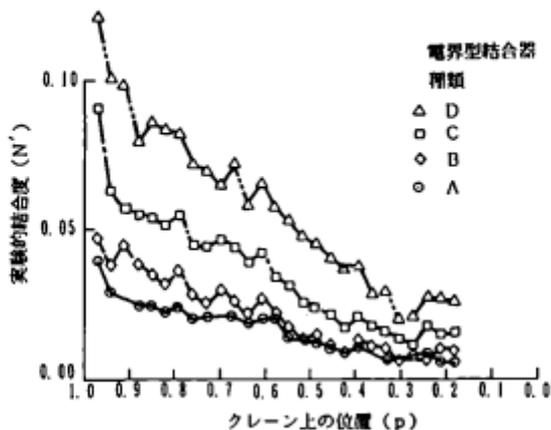


Fig. 6-12 取り付け位置と結合度 (実験値)

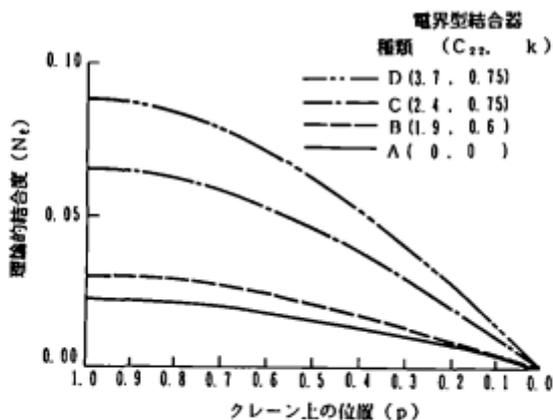


Fig. 6-13 取り付け位置と結合度 (計算値)

Fig. 6-12の実験的結合度 $N'$ とFig. 6-13の理論的結合度 $N$ 、をクレーン上の取り付け位置 $P$ 毎に対応させるとFig. 6-14となる。

実験的結合度 $N'$ と理論的結合度 $N$ 、は概略一致するが、取り付け位置 $p$ が1に近づく、すなわち、吊荷部に近くなると、結合器と大地間のキャパシタンスが急激に増加するため $N'$ が $N$ 、よりもかなり大きくなる。

これは、理論的結合度 $N$ 、の計算式ではクレーンの電圧分布を正弦波状と仮定し、また、結合器と大地間のキャパシタンスを考慮していないことにより生じたと考えられる。

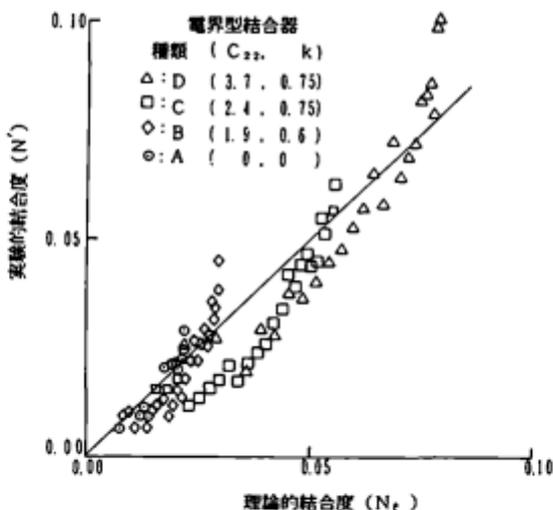


Fig. 6-14 実験的結合度と理論的結合度

(2) 電界型結合器の取り付け間隔

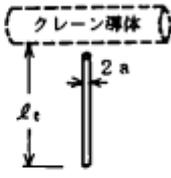
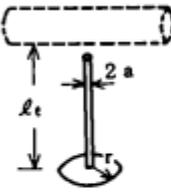
実験に用いた結合器をTable 6-3 に示す。

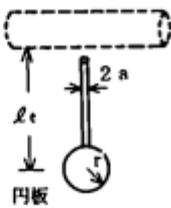
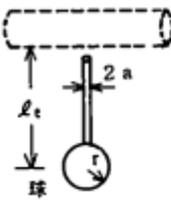
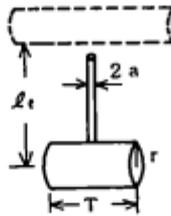
Fig. 6-9 の模型クレーン上の  $p = 0.5$  にTable 6-3 の結合器とfig. 6-11の整流器を組み合わせた電界型減衰装置を取り付け、その結合器の取り付け間隔 $l$ ，を変えた場合の実験的結合度 $N'$  と理論的結合度 $N$ ，を求める。

取り付け間隔 $l$ ，の変化に対する実験的結合度 $N'$  をfig. 6-15に、理論的電界型結合度 $N$ ，をfig. 6-16に示す。

$N'$  と $N$ ，はほぼ一致する。

Table 6-3 電界型結合器

記号	A	B
形状・寸法		
	$l_e = 3, 5, 7, 10 \text{ cm}$ $a = 0.06 \text{ cm}$	$l_e = 3, 5, 7, 10 \text{ cm}$ $r = 1.2 \text{ cm}$
容量 ( $C_{22}$ )	$0 \text{ pF}$	$0.8 \text{ pF}$
有効係数 $k$		$0.75$

記号	C	D	E
形状・寸法			
	$l_e = 3, 5, 7, 10 \text{ cm}$ $r = 2.5 \text{ cm}$	$l_e = 3, 5, 7, 10 \text{ cm}$ $r = 3.3 \text{ cm}$	$l_e = 3, 5, 7, 10 \text{ cm}$ $r = 3.0 \text{ cm}$ $T = 9.4 \text{ cm}$
容量	$1.8 \text{ pF}$	$3.7 \text{ pF}$	$4.7 \text{ pF}$
有効係数 $k$	$0.75$	$0.75$	$0.75$

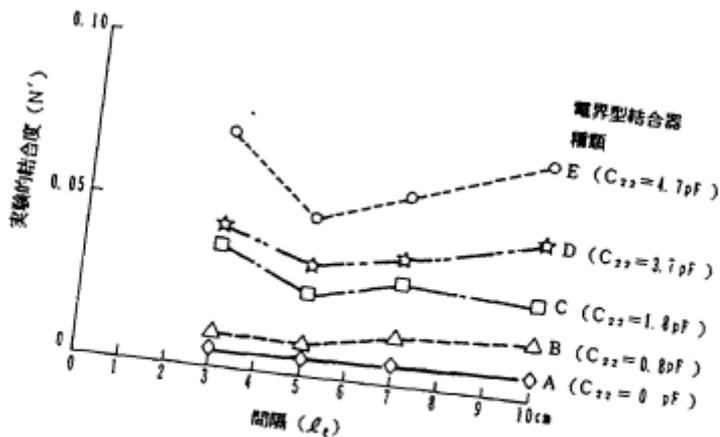


Fig. 6-15 取り付け間隔と結合度 (実験値)

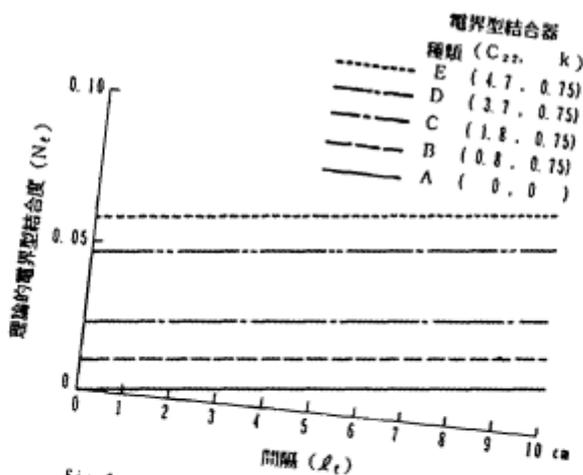


Fig. 6-16 取り付け間隔と結合度 (計算値)

### (3) 磁界型結合器の取り付け位置

実験に用いた磁界型結合器をTable 6-4に示す。Table 6-4の磁界型結合器は電界による結合が少なくなるように同軸管で工夫して作られている。

これに可変コンデンサを組み合わせて磁界型減衰装置としてFig. 6-9の模型クレーン上の $p = 0.4 \sim 1.0$ の各点に取り付けた場合の実験的結合度 $N'$ と理論的結合度 $N$ を求める。

各種磁界型結合器ごとのクレーンへの取り付け位置 $P$ の変化に対する実験的結合度 $N'$ をFig. 6-17に、理論的磁界型結合度 $N$ をFig. 6-18に示す。なお、この場合の理論的磁界型結合度 $N$ には若干の電界型結合度を加えている。

Table 6-4 磁界型結合器

記号	A	B	C
形状・寸法			
	$r = 7.25\text{cm}$	$l_B = 16\text{cm}$ $w = 2.5\text{cm}$	$l_C = 20\text{cm}$ $w = 2.5\text{cm}$
電気定数	$L_2 = 0.84\mu\text{H}$ $R_2 = 1.7\Omega$ $Q_2 = 118.1$	$L_2 = 0.22\mu\text{H}$ $R_2 = 9.4\Omega$ $Q_2 = 92.7$	$L_2 = 0.79\mu\text{H}$ $R_2 = 1.9\Omega$ $Q_2 = 68.4$

\*同軸管 (1.5D6CT) で製作されている

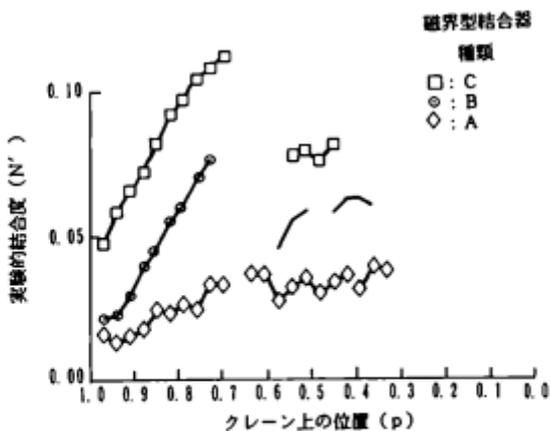


Fig. 6-17 取り付け位置と結合度 (実験値)

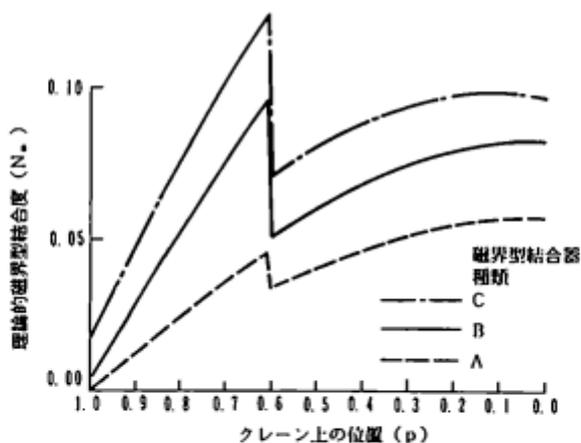


Fig. 6-18 取り付け位置と結合度 (計算値)

Fig. 6-17の実験的結合度 $N'$ とFig. 6-18の理論的磁界型結合度 $N_m$ をクレーン上の取り付け位置P毎に対応させるとFig. 6-19となる。

実験的結合度 $N'$ と理論的磁界型結合度 $N_m$ は概略一致する。

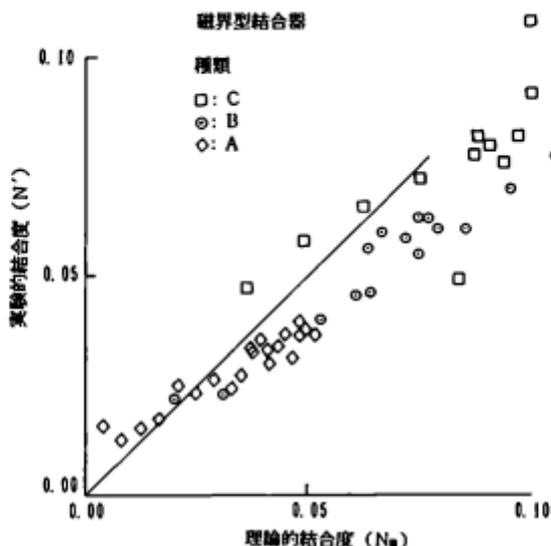


Fig. 6-19 実験的結合度と理論的結合度

### 8. 6-6 あとがき

減衰装置の結合器は電圧・電流が分布しているクレーン導体の近傍におかれているため、その結合器の電磁結合は主にクーロン電場と電流電場によって生じており、前者によるものを電界型結合器、後者によるものを磁界型結合器として分類される。

クレーンを $1/4$ 波長長さの終端短絡の分布定数回路とモデル化して、これに電界型結合器は大地・無限遠点に対する分布定数回路、及びキャパシタンスとして、磁界型結合器は平行分枝線として解析すると、これらの理論的結合度の式が導出される。

両型の結合器の結合度は $1/40$ 模型実験結果とそれと同じ条件での理論式での計算結果とよく一致した。

8. 7-1 まえがき

減衰装置の共振回路となる機能部分を共振回路部と呼ぶ。

減衰装置の共振回路部はクレーン導体、整合器の回路、結合器の回路的要素から構成されている。そして、結合器の回路的要素は分布定数的なものである。従って、共振回路部の定数の求め方は結合器の種類によって大きく異なることになる。

本章では、電界型結合器を用いた電界型減衰装置と磁界型結合器を用いた磁界型減衰装置に分けて共振回路部の定数の求め方を記述する。

アクティブ減衰装置の共振回路部はパッシブ減衰装置の共振回路部にアクティブ回路の電気定数が追加されるだけである。よって、アクティブ減衰装置の共振回路部の定数に関しては特別に記述しない。

8. 7-2 電界型減衰装置

電界型減衰装置をFig. 7-1 に示す。減衰装置は整合器と容量型結合器から構成されており、その共振回路部は、クレーン導体、整合器、容量型結合器間で形成されることに

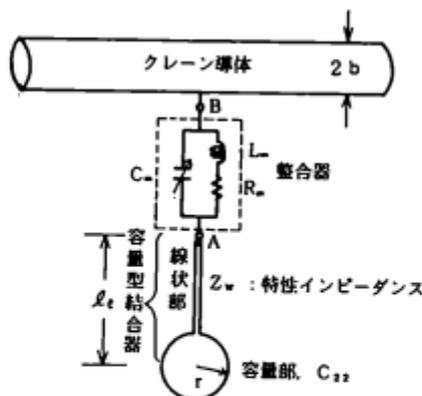


Fig. 7-1 電界型減衰装置

なる。

減衰装置付きクレーンの等価回路を利用するには減衰装置の分布定数的共振回路部を等価な集中定数回路として表現する必要がある。それには、Fig. 7-1 に示すような容量型結合器とクレーン導体間の分布定数回路を解析する必要がある。

### (1) 特性インピーダンス

電界型結合器とクレーン導体をFig. 7-2 に示す。

電界型結合器とクレーン導体間の回路には渦電流・表皮効果による損失抵抗、放射抵抗を有するが、今これらの抵抗分を考えず、分布定数的インダクタンス、キャパシタンスのみを有すると仮定する。そして、容量型結合器の線状部分は一定の太さの円筒導体、容量部は太さが徐々に変化する円筒導体と考え、それらと直角の方向にあるクレーン導体を一樣な太さの円筒導体と考える。

このときクレーン導体の直径を  $2b$ 、クレーン導体から距離  $x$  の位置の容量型結合器の直径を  $2a(x)$ 、その位置での両者間の単位長さ当たりのキャパシタンスを  $C'(x)$  とすれば  $C'(x)$  は次式となる<sup>14)</sup>。

$$C'(x) = \frac{39.3 \times 10^{-12}}{\log \frac{\sqrt{2}x}{\sqrt{b \cdot a(x)}}} \dots \dots \dots (7-1)$$

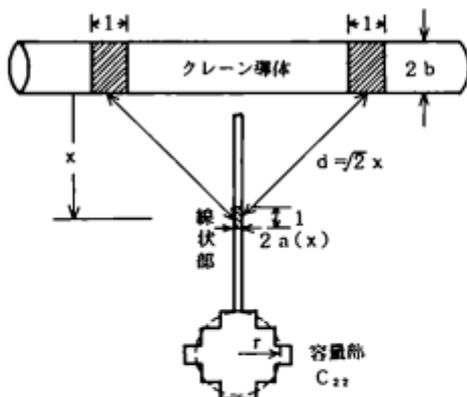


Fig. 7-2 電界型結合器

各位置のキャパシタンス  $C'(x)$  が分ればそれに対応する各位置のインダクタンス  $L'(x)$  が分り、その結果各位置の特性インピーダンス  $Z_0(x)$  も分る。これらは次式となる。

$$L'(x) = \frac{1}{v^2 \cdot C'(x)} \dots\dots\dots (1-2)$$

$$Z_0(x) = \sqrt{\frac{L'(x)}{C'(x)}} \dots\dots\dots (1-3)$$

ただし  $v$  : 光速

すなわち、電界型結合器とクレーン導体間を各位置で異なる特性インピーダンス  $Z_0(x)$  の分布定数回路と考える。

## (2) 放射抵抗

整合器の寸法は小さく、これからは電波が放射されないとすれば、減衰装置のうちの結合器からのみ電波が放射し、それによる放射抵抗が共振回路部の回路抵抗の一つとなる。容量部がない場合、ある場合の電界型結合器を Fig. 7-3 に示す。ここで容量部の有、無による線状部の電流分布は第 6 章の Fig. 6-5 の等価回路を用いて求める。

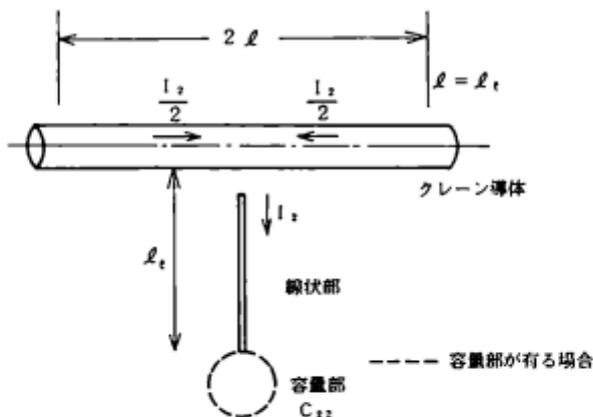


Fig. 7-3 放射抵抗

クレーン導体の中心軸上、左右に結合器の電流の半分が流れるとするT字型アンテナを考え、このアンテナの放射抵抗が、この結合器の放射抵抗 $R_r$ となる。この $R_r$ はこのT字型アンテナから無限遠点に放射される全ポインティングベクトルを求め、これを結合器の電流の2乗で除した値となる。

### (3) 共振条件と定数

整合器をインダクタンス $L_m$ 、キャパシタンス $C_m$ 、抵抗 $R_m$ の並列回路とする。また、結合器の渦電流・表皮効果による損失抵抗を $R_{2r}$ 、放射抵抗を $R_r$ とし、これらの和を抵抗 $R_c'$ とすれば $R_c'$ は次式となる。

$$R_c' = R_{2r} + R_r \quad (7-4)$$

ここで、この $R_r$ は理論的には求まらず、過去の実験値を用いることにする。従って、Fig. 7-1 に示す電界型減衰装置の共振回路部となるクレーン導体、整合器、電界型結合器間の等価回路はFig. 7-4 のようになる。

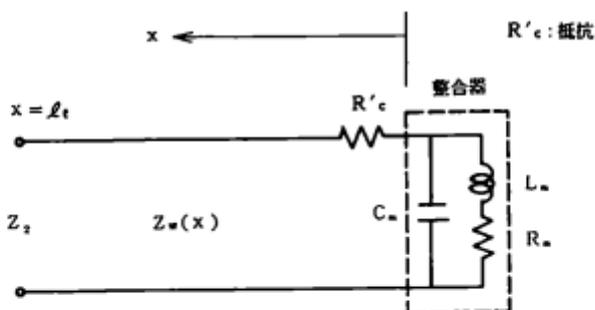


Fig. 7-4 共振回路部の等価回路

次に、分布定数回路を含んだFig. 7-4 の共振回路部を集中定数の共振回路に変換するとFig. 7-5 のようになる。

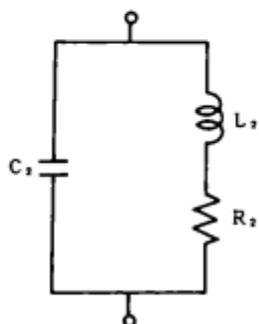


Fig. 7-5 等価回路

### 5. 7-3 磁界型減衰装置

磁界型減衰装置をFig. 7-6に示す。減衰装置は磁界型結合器と整合器（可変コンデンサ）から構成されており、その共振回路部はクレーン導体、磁界型結合器、可変コンデンサ間で形成されることになる。すなわち、クレーン導体と磁界型結合器間は分布定数回路となり、これに可変コンデンサが接続されて並列共振回路となる。これを集中定数の共振回路に変換する。

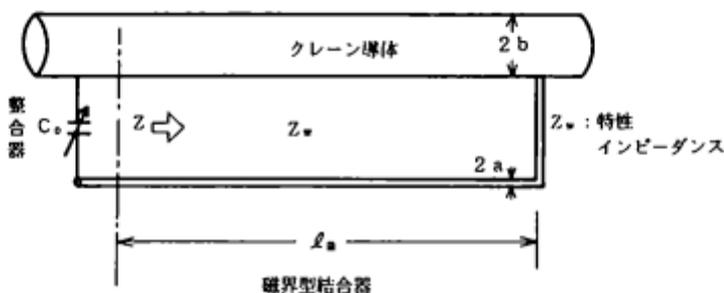


Fig. 7-6 磁界型減衰装置

(1) 特性インピーダンス

磁界型結合器の一部分をFig. 1-1に示す。クレーン導体を直径 $2b$ の導体1、磁界型結合器を直径 $2a$ の導体2、両導体の中心軸間隔を $d$ とした場合の両線路間の単位長さ当りのキャパシタンス $C'$ は次式となる。

$$C' = \frac{2\pi\epsilon_0}{\cosh^{-1} \frac{d^2 - a^2 - b^2}{2ab}} \quad (1-5)$$

ただし  $\epsilon_0$  : 空気の誘電率

よって、それに対応する単位長さ当りのインダクタンス $L'$ 、特性インピーダンス $Z_0$ は次式となる。

$$L' = \frac{1}{v^2 C'} \quad (1-6)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \cosh^{-1} \left( \frac{d^2 - a^2 - b^2}{2ab} \right) \dots\dots\dots (1-7)$$

ただし  $v$  : 光速 ( $3 \times 10^8$  m/s),  $\epsilon_0$  : 空気の誘電率,  $\mu_0$  : 空気の透磁率



Fig. 1-1 平行線の特性インピーダンス

(2) 放射抵抗

磁界型結合器とクレーン導体で一種のループアンテナを形成する。このループアンテナの放射抵抗が磁界型結合器の放射抵抗となる。クレーン導体の直径を  $2b$ 、その中心軸から距離  $d$  離れて磁界型結合器が取り付けられているとする。これを Fig. 1-8 に示す。

Fig. 1-8 において、次式の定数  $G$  を求める。

$$G = d - \frac{b^2}{d} \dots\dots\dots (1-8)$$

磁界型結合器の長手方向の長さを  $\ell$  とすれば  $G$ 、長さ  $\ell$  のループアンテナの放射抵抗がこの結合器の放射抵抗  $R_r$  である。この  $R_r$  はこのループアンテナから無限遠点に放射される全ポインティングベクトルを求め、それをループアンテナの電流の 2 乗で除した値である。

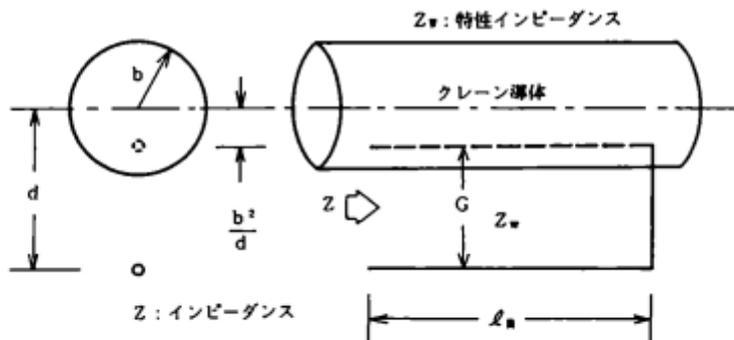


Fig. 1-8 磁界型結合器の放射抵抗

(3) 共振条件と定数

Fig. 7-6 において特性インピーダンス  $Z_0$ 、長さ  $l$  の終端短絡の分布定数回路の開口部より見たインピーダンス  $Z$  は減衰定数  $\alpha$  が非常に小さいとすれば近似的に次式となる。

$$Z = j Z_0 \tan \beta l \quad (7-9)$$

$$\text{ただし } \beta = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

従って、このインピーダンス  $Z$  と整合用に並列に入っている可変コンデンサ  $C$  の共振条件は次式となる。

$$\frac{1}{\omega C_0} = Z_0 \tan \beta l \quad (7-10)$$

また、磁界型結合器の渦電流・表皮効果による損失抵抗を  $R_{21}$  とすると共振回路全体の抵抗  $R_2$  は次式となる。

$$R_2 = R_{21} + R_{22} \quad (7-11)$$

ここで、(7-11) 式中の  $R_{21}$  は理論的には求められず過去の実験値を用いることにする。

このようにすると Fig. 7-6 と等価な集中定数を用いた共振回路が得られる。これを Fig. 7-9 に示す。

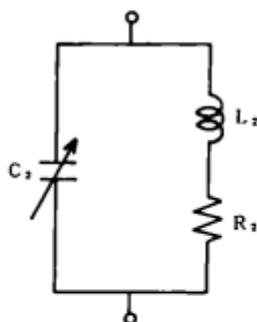


Fig. 7-9 等価回路

#### 8. 7-4 あとがき

電界型結合器を用いた電界型減衰装置、磁界型結合器を用いた磁界型減衰装置付きクレーンを電磁氣的に解析し、その結果得られた両減衰装置の共振回路部の定数の求め方を示した。

実際の減衰装置の共振回路部の定数はこれら電界型、磁界型減衰装置の共振回路部の組み合わせとして求められる。



25.5MHz である。

各種減衰装置をブーム部に取り付け、減衰装置の結合度、尖鋭度、減衰周波数をパラメータにして吊荷部の電圧の減衰特性を測定する。なお、測定周波数は22.0~31.0MHz である。

一方、模型実験と同じ条件でのパッシブ、アクティブ減衰装置付きクレーンの等価回路中の定数を他の実験、計算で求め、これらの定数を等価回路に適用して、周波数22.0~31.0MHz での減衰特性を計算する。そして、これら実験結果と計算結果を比較検討する。

### 9. 8-3 電界型減衰装置

模型クレーン上の  $p=0.5$  の位置に線状型結合器と整合器を組み合わせた電界型減衰装置を取り付ける。実験に用いた電界型減衰装置を Fig. 8-2 に示す。これら電界型減衰装置の結合度、尖鋭度、減衰周波数をパラメータにして減衰特性を求める。なお、結合度は結合器の長さ、尖鋭度は整合器に並列に接続された可変抵抗器、減衰周波数は整合器の可変コンデンサの容量を変化させて調節する。

各実験結果と計算結果を Fig. 8-3 ~ Fig. 8-8 に示す。

減衰装置の尖鋭度には若干の実験的誤差が含まれていると思われるが、実験結果と計算結果はほぼ一致している。

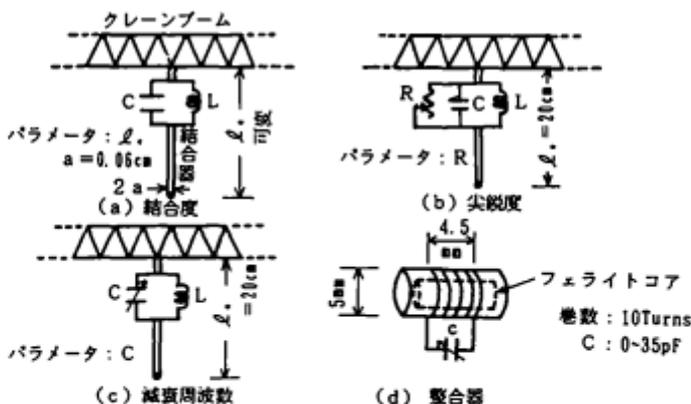


Fig. 8-2 電界型減衰装置

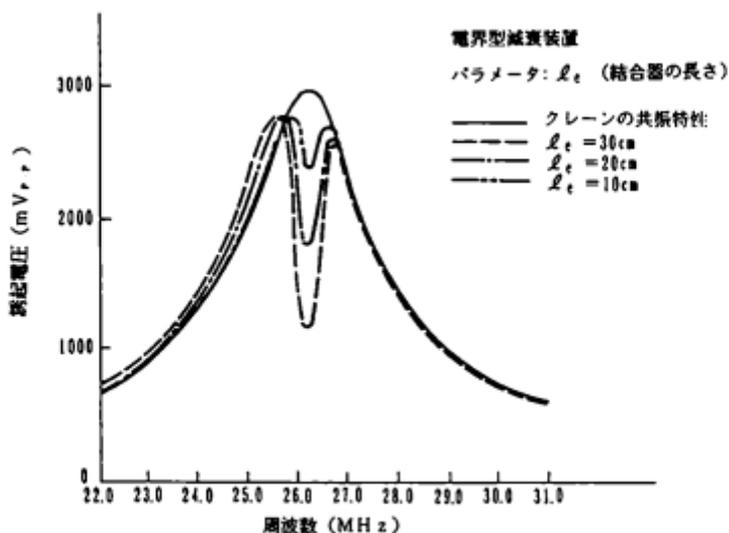


Fig. 8-3 結合度と減衰特性 (実験値)

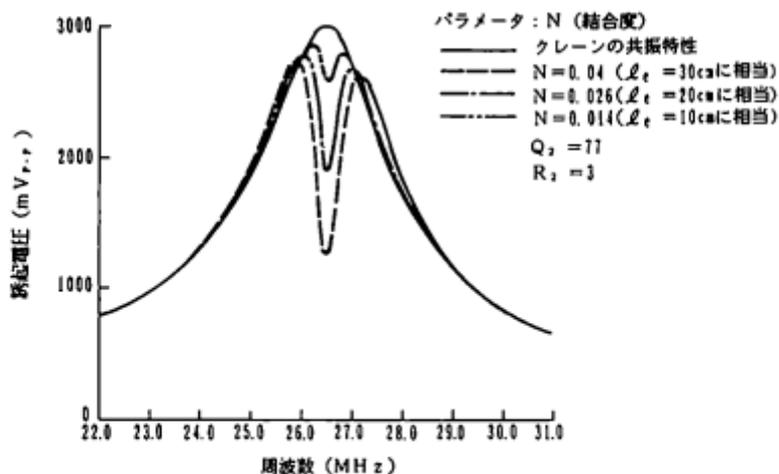


Fig. 8-4 結合度と減衰特性 (計算値)

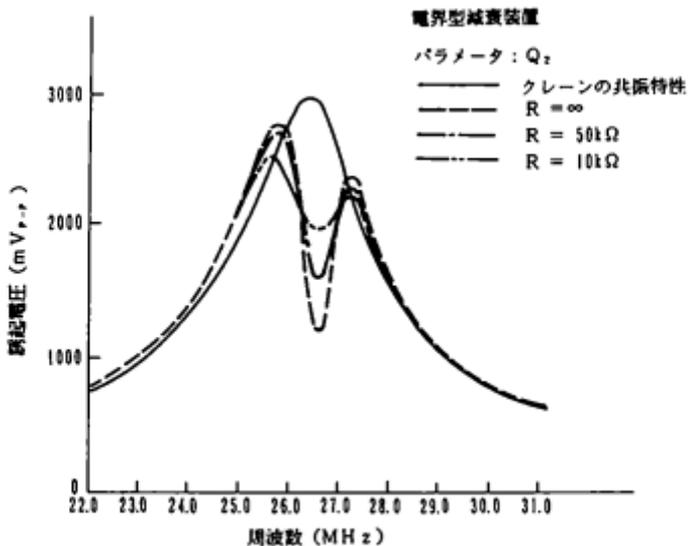


Fig. 8-5 尖鋭度と減衰特性 (実験値)

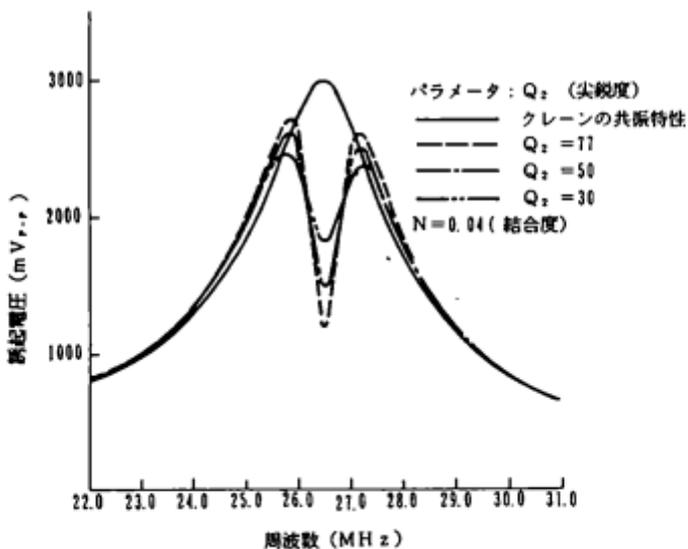


Fig. 8-6 尖鋭度と減衰特性 (計算値)

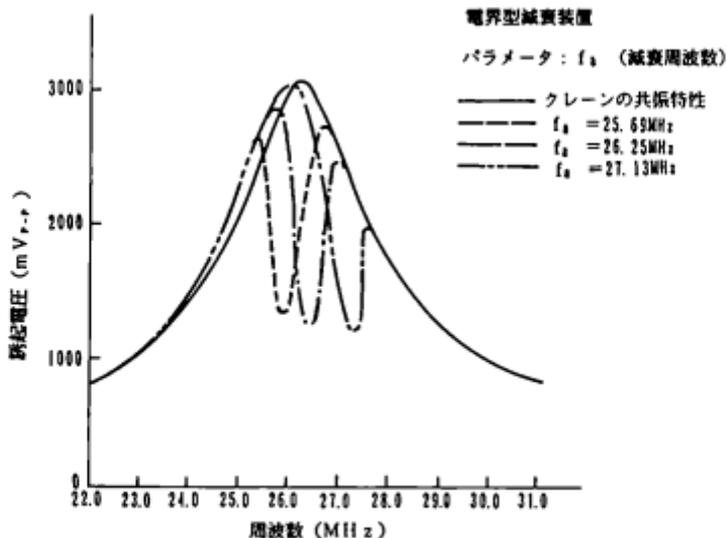


Fig. 8-7 減衰周波数と減衰特性 (実験値)

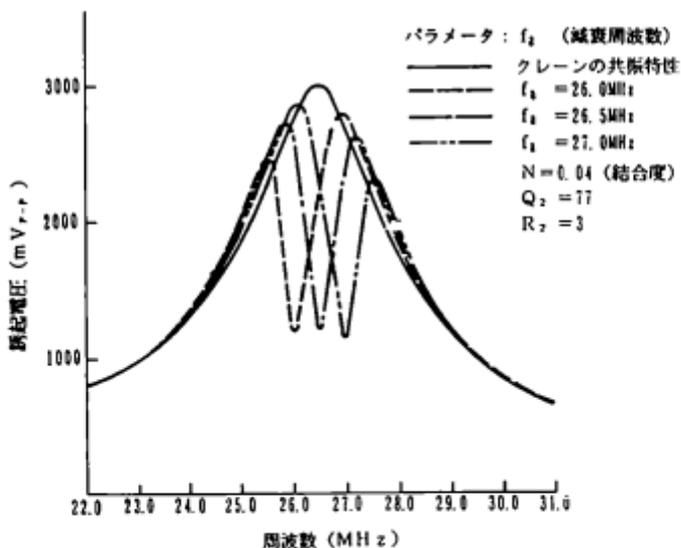


Fig. 8-8 減衰周波数と減衰特性 (計算値)

#### 8. 8-4 磁界型減衰装置

模型クレーン上の  $p=0.5$  の位置に、電界による結合が少なくなるように同軸管を工夫した磁界型結合器と可変コンデンサを組み合わせた磁界型減衰装置を取り付ける。実験に用いた磁界型減衰装置を Fig. 8-9 に示す。これらの磁界型減衰装置の結合度、尖鋭度、減衰周波数をパラメータにして、減衰特性を求める。なお、結合度は結合器の中、尖鋭度は結合器の根本に挿入された可変抵抗器、減衰周波数は結合器の開放端部に挿入されている可変コンデンサを変化させて調節する。

各実験結果と計算結果を Fig. 8-10～Fig. 8-15 に示す。

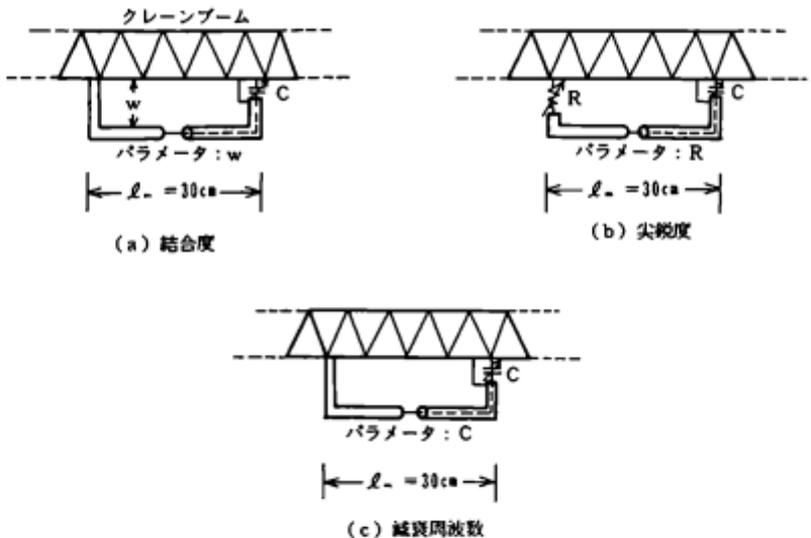


Fig. 8-9 磁界型減衰装置

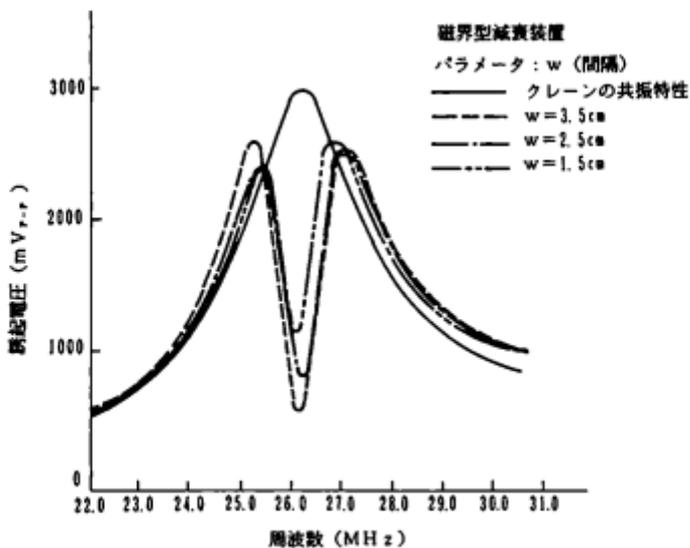


Fig. 8-10 結合度と減衰特性 (実験値)

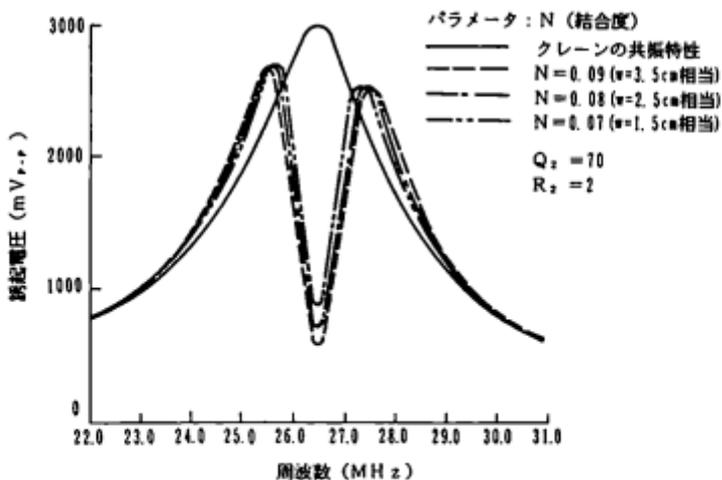


Fig. 8-11 結合度と減衰特性 (計算値)

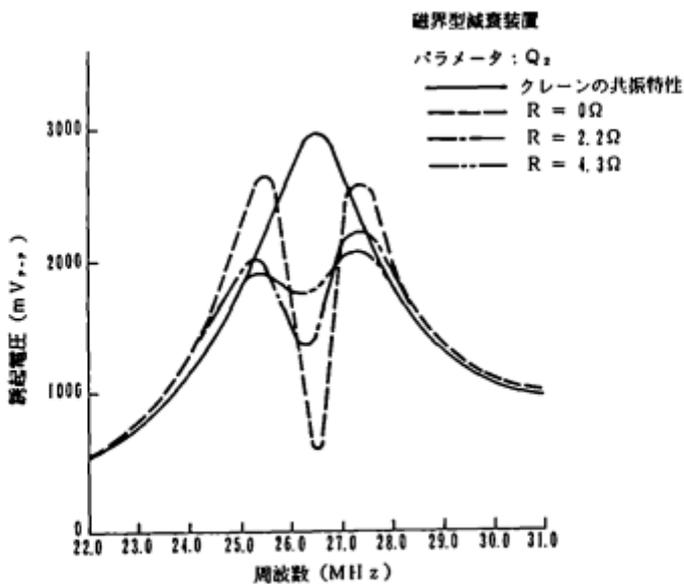


Fig. 8-12 尖鋭度と減衰特性 (実験値)

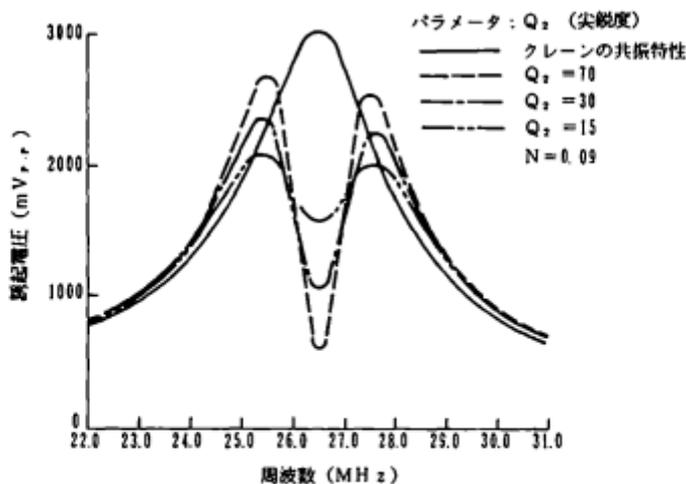


Fig. 8-13 尖鋭度と減衰特性 (計算値)

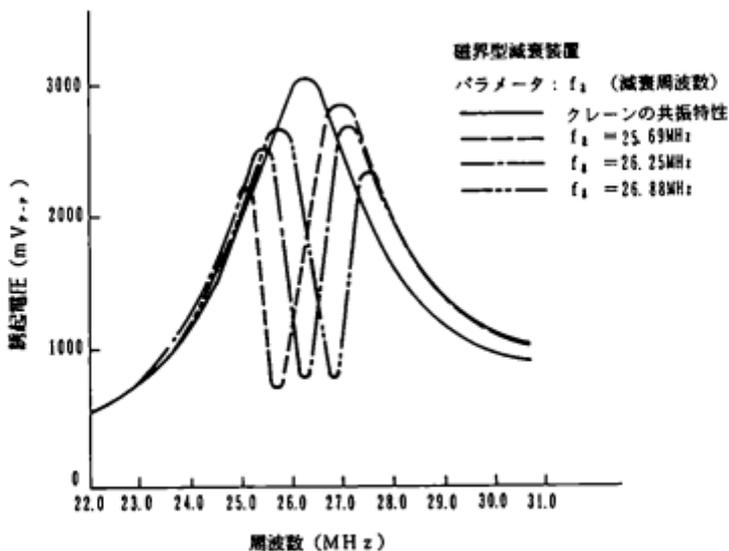


Fig. 8-14 減衰周波数と減衰特性 (実験値)

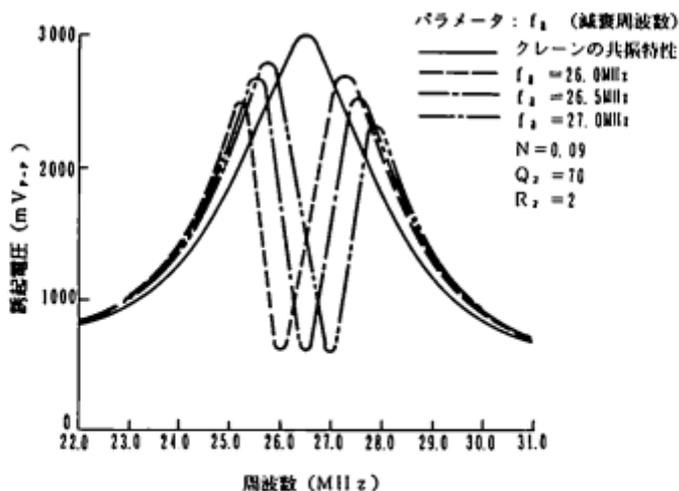


Fig. 8-15 減衰周波数と減衰特性 (計算値)

## 5. 8-5 応用的減衰装置

実際の減衰装置の設計では装置はできるだけ小型で減衰効果が大きくなるように工夫する必要がある。そのためには結合度を大きくし、尖鋭度を高くする努力がはらわれる。パッシブ減衰装置の場合、尖鋭度は共振回路部の渦電流・表皮効果の損失抵抗、放射抵抗により決まり、結合度は結合器の形状、寸法、取り付け位置等によって決まるが装置設計の工夫によりこれらをかなり大きくすることができる。ここではこのような事を考慮した二種類の応用的減衰装置を考案した。

その一つはコイル型減衰装置と言い、その概要をFig. 8-16に示す。

ブームの外側に平行にラセン状のコイルを設置する。結合器はブームに垂直な線状導体とし、コイルの一端に接続する。そして、整合器はコイルの適当な箇所をクレーン導体に短絡する構造になっている。この減衰装置の場合はコイル部も結合器の役目をし、大きな結合度が得られる。また、この減衰装置は主にコイルのインダクタンスと結合器のキャパシタンスのみにより共振回路を形成するため比較的高い尖鋭度も得られる。

この減衰装置の結合度をパラメータにした場合の減衰特性をFig. 8-17に示す。なお、結合度は線状結合器の長さで変化させる。

他の一つは折り返し型減衰装置と言い、その概要をFig. 8-18に示す。

この減衰装置はブームの一方の外側にブームと平行に導線を張りその終端をブームの補強材の内側を通してもとの方向にもどし、再びブームのもう一方の外側に平行に導線を張り、その終端に可変コンデンサを挿入してブームに接続したものである。結合器としての導線は折り返して長くなっているため片側の場合よりもかなり大きな結合度が得られる。また、共振回路としての導線は長くなり片側の場合に比べてインダクタンス分が大きくなり尖鋭度も高くなる。

この減衰装置の結合度をパラメータにした場合の減衰特性をFig. 8-19に示す。なお、結合度は両側の導線とブーム間の間隔で変化させる。

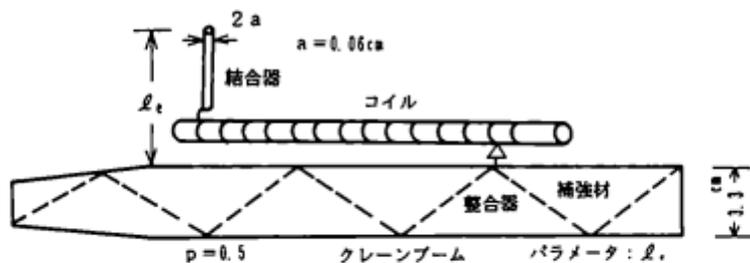


Fig. 8-16 コイル型減衰装置

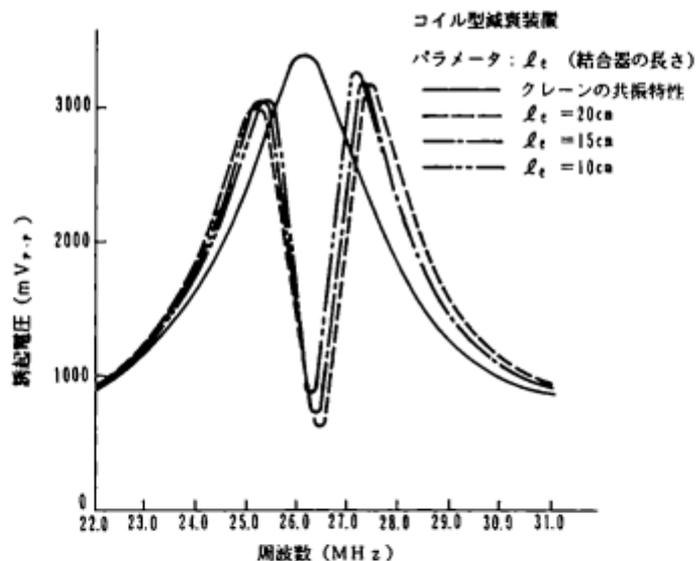


Fig. 8-17 結合度と減衰特性 (実験値)

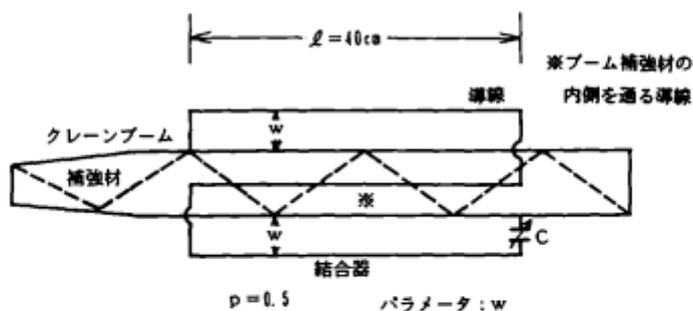


Fig. 8-18 折り返し型減衰装置

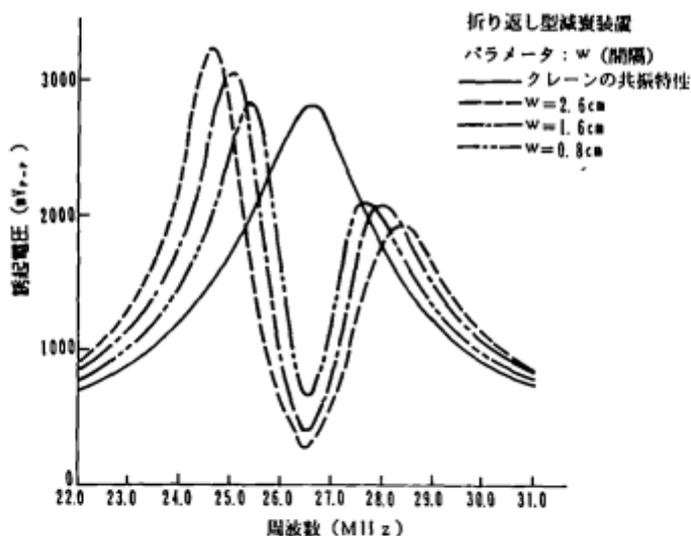


Fig. 8-19 結合度と減衰特性 (実験値)

### 8. 8-6 負性抵抗型減衰装置

負性抵抗型減衰装置をFig. 8-20に示す。減衰装置はクレーン導体と垂直に置かれた線状型結合器、小型コイルと可変コンデンサからなる整合器、整合器に並列に接続された負性抵抗器（負性コンダクタンス）から構成されている。負性抵抗器の回路をFig. 8-21に示す。負性抵抗器はコルピッツ発振回路型であり、回路中の抵抗 $R_1$ を調節することにより負性抵抗（負性コンダクタンス）の値を変化させることができる。

負性抵抗器付き整合器（共振器）のQ特性をFig. 8-22に示す。負性抵抗器の外観をPhoto 8-1に示す。

減衰装置の尖鋭度、減衰周波数をパラメータにした場合の実験結果と計算結果をFig. 8-23～Fig. 8-26に示す。

また、Fig. 8-23の $Q_0 = 2500$ の場合での負性抵抗器の出力電力の実験結果と計算結果をTable 8-1に示す。

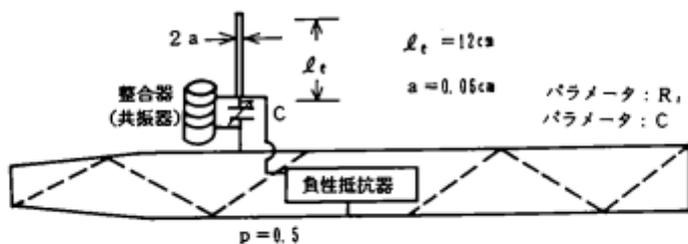


Fig. 8-20 負性抵抗型減衰装置

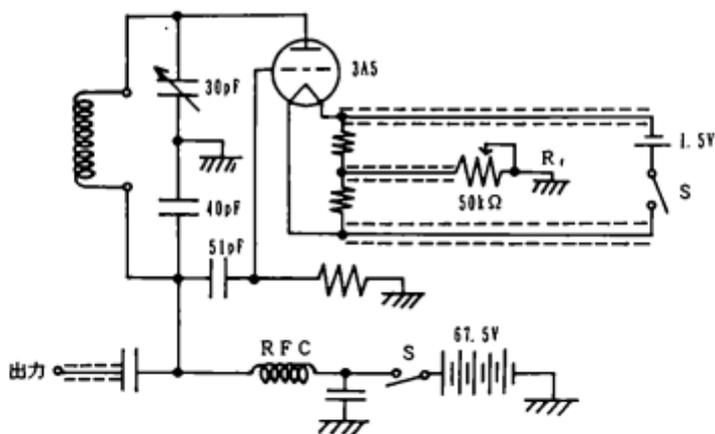


Fig. 8-21 負性抵抗器の回路

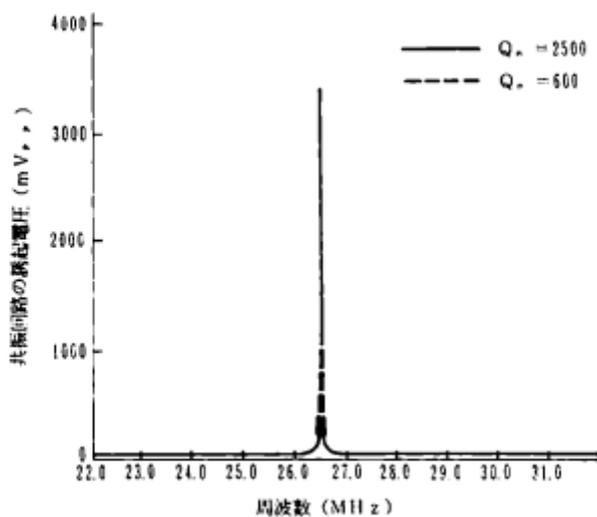


Fig. 8-22 Q 特性

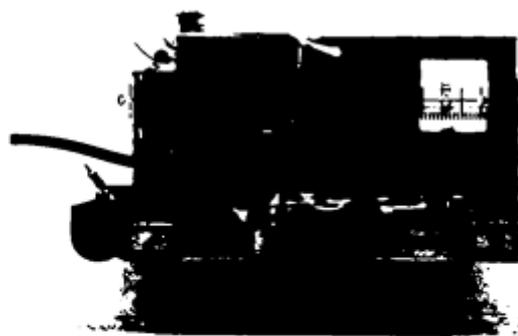


Photo 8-1 負性抵抗器の外観

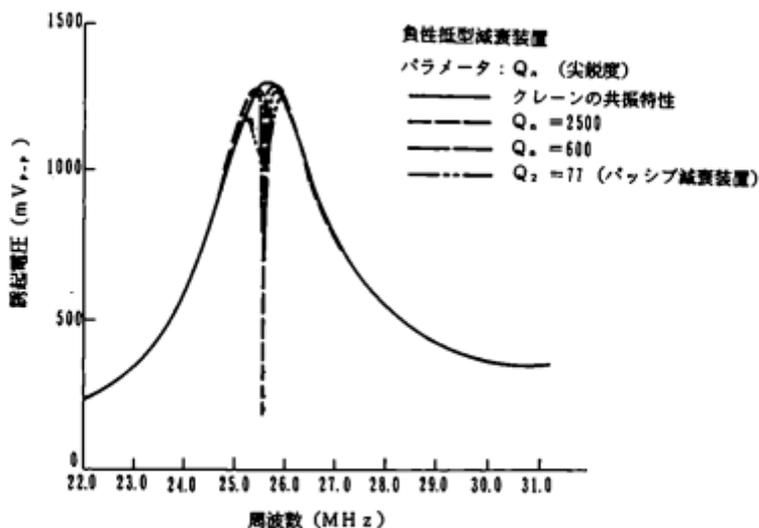


Fig. 8-23 尖鋭度と減衰特性 (実験値)

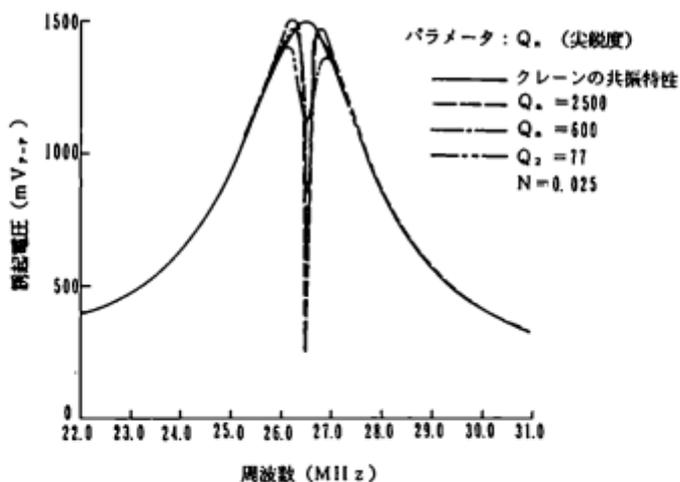


Fig. 8-24 尖鋭度と減衰特性 (計算値)

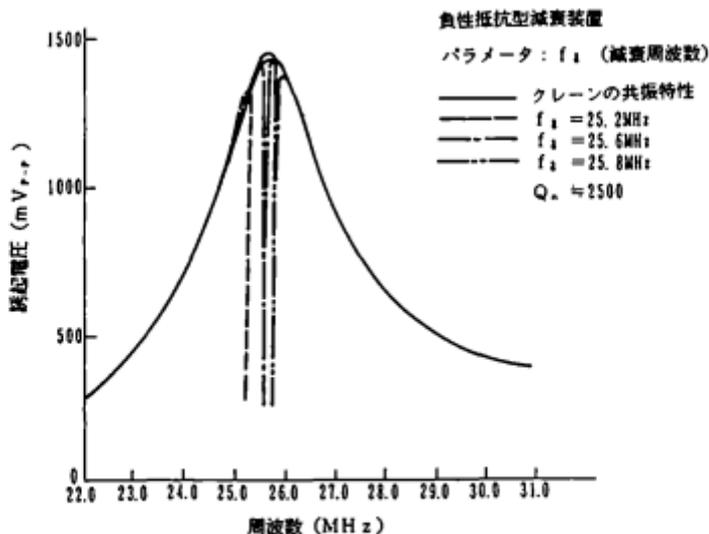


Fig. 8-25 減衰周波数と減衰特性 (実験値)

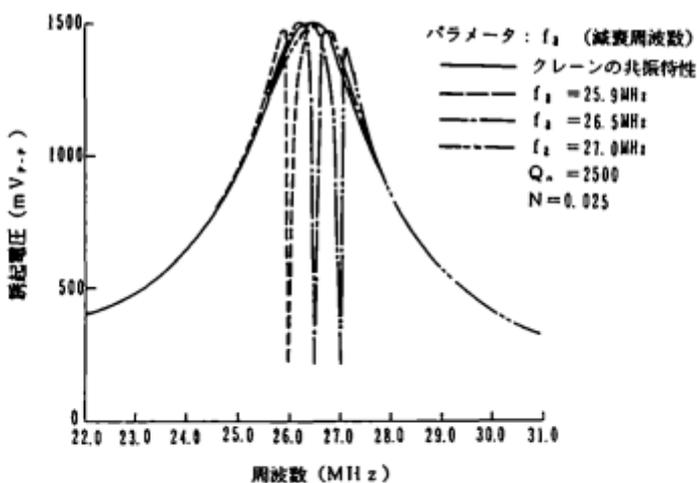


Fig. 8-26 減衰周波数と減衰特性 (計算値)

Table 8-1 出力電力の実験値と計算値

実験値		計算値
$V_1 = 1.49 V_{r-r}$	$N = 0.025$	(減衰電圧, Fig. 8-24)
$V_2 = 0.183 V_{r-r}$	$Q_2 V_2 = 3.43 V_{r-r}$	より求める。) $V_2 = 0.177 V_{r-r}$
$Q_1 = 12$	$C = 26.4 pF$	(出力電力の計算値)
$R_1 = 20 \Omega$	$f_0 = 26.5 MHz$	$P_2 = 0.09 mW$
$Q_2 = 77$	(出力電力の実験値)	
$R_2 = 3 \Omega$	$P_2' = 0.11 mW$	

## 8. 8-7 逆位相型減衰装置

逆位相型減衰装置をFig. 8-27に示す。逆位相型減衰装置は受信アンテナ付き高周波増幅器、電界による結合が少なくなるように同軸管で工夫した磁界型結合器、及び同調用可変コンデンサから構成されている。

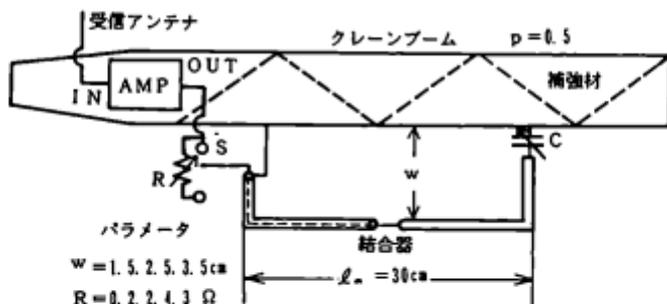


Fig. 8-27 逆位相型減衰装置

増幅器の仕様をTable 8-2、その回路をFig. 8-28、利得・位相特性をFig. 8-29、その外観をPhoto 8-2 に示す。

減衰装置の結合度、尖鋭度をパラメータにした場合の減衰特性の実験結果と計算結果をFig. 8-30～Fig. 8-33に示す。なお、結合度は結合器の巾 $w$ を変え、尖鋭度は結合器に直列に挿入されている抵抗 $R$ の値を変えて調節する。

また、Fig. 8-30の $w=3.5$  cmの場合での増幅器の出力電力の実験結果と計算結果をTable 8-3 に示す。

なお、本章でのアクティブ減衰装置の結合器は負性抵抗型では、電界型、逆位相型では磁界型のみを示したが、両減衰装置とも結合器は電界型、磁界型いずれでも良い。

Table 8-2 増幅器の仕様

	仕 様
入 力	インピーダンス: 50Ω, 0~8, 5mV <sub>r-r</sub>
出 力	インピーダンス: 2, 1Ω, 0~2,400mV <sub>r-r</sub>
利 得	54~280倍 (35~49dB)
位 相	入、出力電圧の位相差: -80° (20MHz~3MHz)
電 源	6Vバッテリー×2個
寸法・重量	5cm×8cm×2.3cm, 226.9g

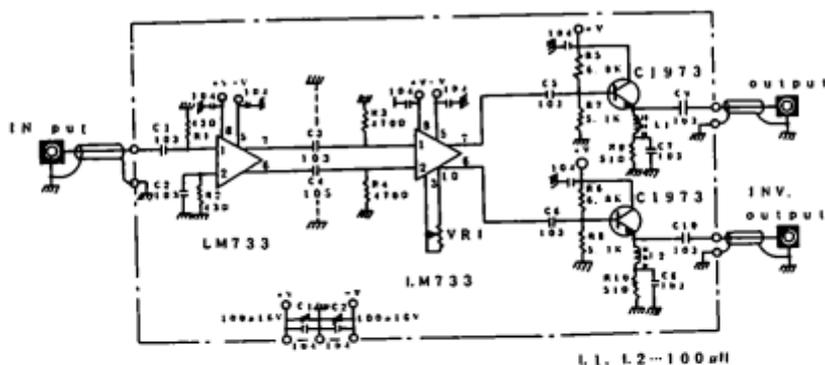


Fig. 8-28 増幅器の回路

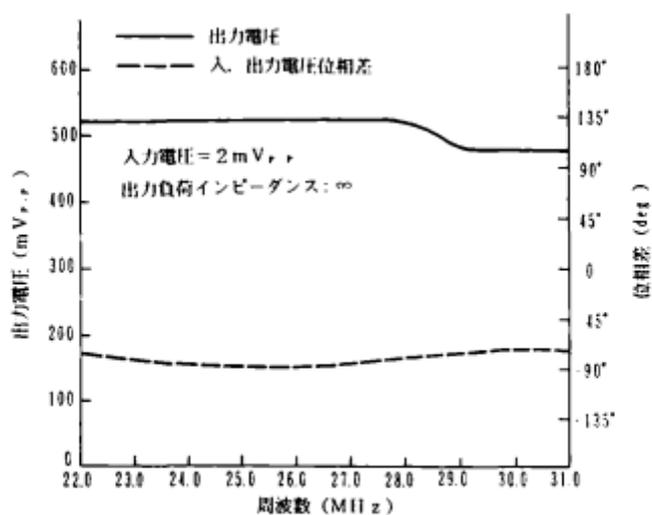


Fig. 8 29 利得・位相特性

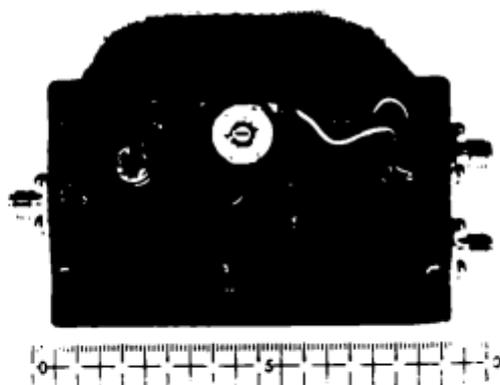


Photo 8 2 増幅器の外観

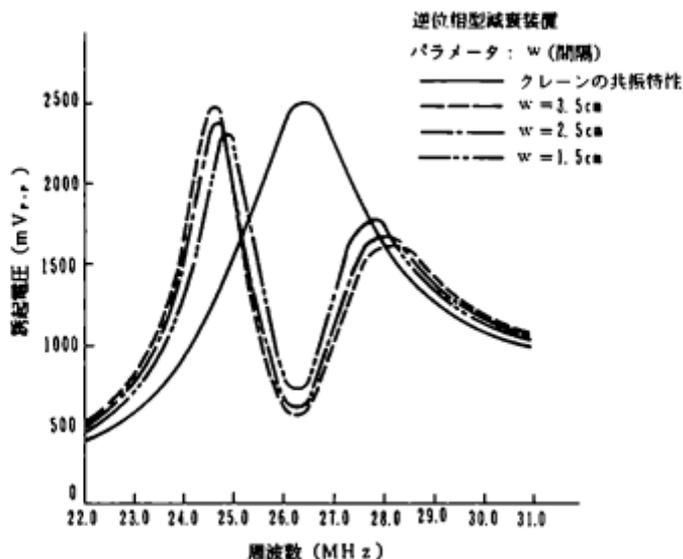


Fig. 8-30 結合度と減衰特性 (実験値)

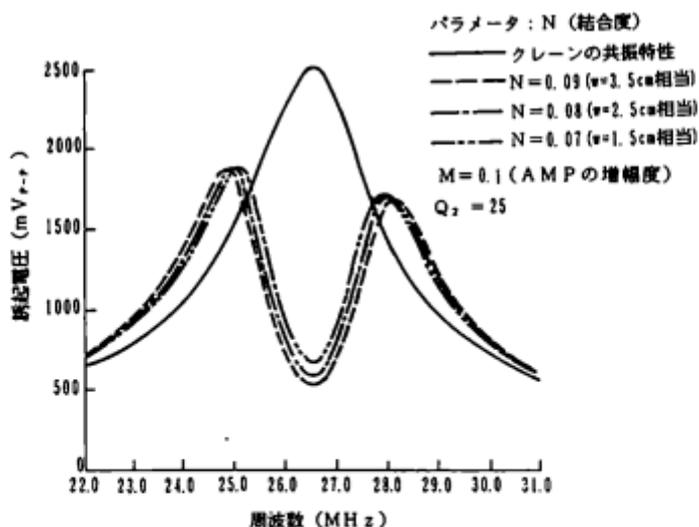


Fig. 8-31 結合度と減衰特性 (計算値)

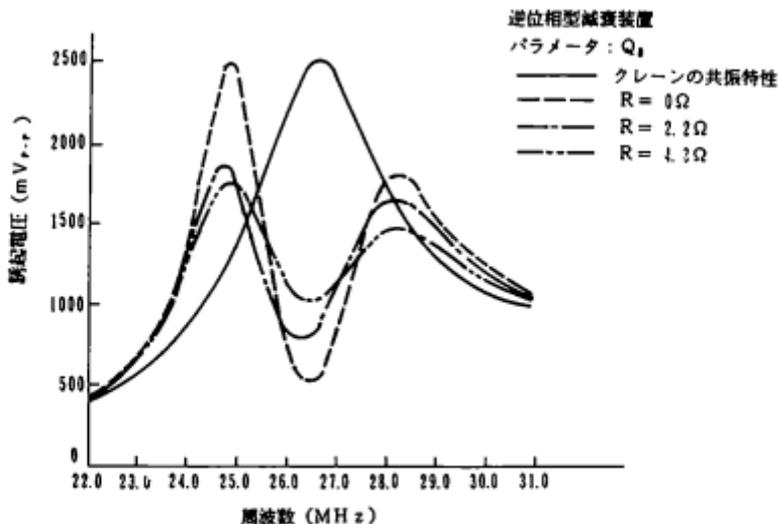


Fig. 8-32 尖鋭度と減衰特性 (実験値)

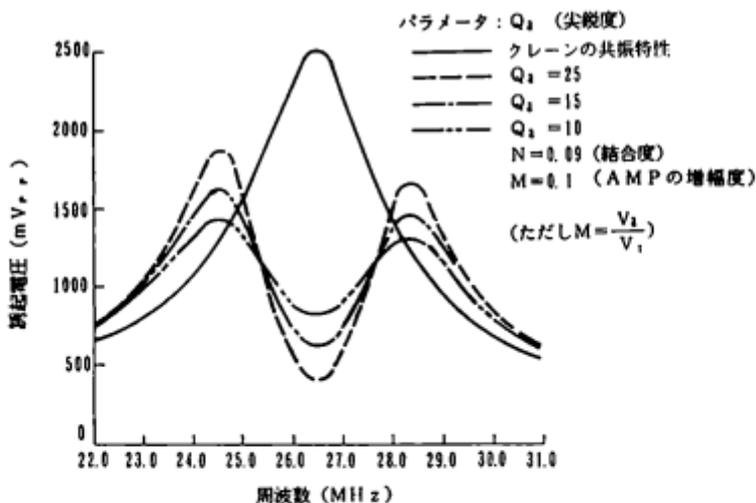


Fig. 8-33 尖鋭度と減衰特性 (計算値)

Table 8-3 出力電力の実験値と計算値

実 験 値		計 算 値
$V_1 = 2.49 V_{r-r}$	$Q_1 = 25$	(減衰電圧, Fig. 8-31 より求める。)
$V_2 = 0.500 V_{r-r}$	$R_2 = 1.9 \Omega$	$V_2 = 0.522 V_{r-r}$
$Q_1 = 12$	$f_0 = 26.5 \text{ kHz}$	(出力電力の計算値)
$R_1 = 20 \Omega$	(出力電力の実験値)	$P_2 = 0.04 \text{ mW}$
$N = 0.09$	$P_1' = 0.07 \text{ mW}$	
$V_2' = 32.7 \text{ mV}_{r-r}$		

## 8. 8-8 あとがき

本章ではパッシブ減衰装置としての電界型減衰装置、磁界型減衰装置、アクティブ減衰装置としての負性抵抗型減衰装置、逆位相型減衰装置の1/40模型実験による減衰特性とこれらの模型実験と同じ条件での等価回路を用いた減衰特性の計算結果とを比較検討して、理論的解析結果の検証を行った。また、パッシブ型の応用的減衰装置の模型実験結果も示した。

その結果、いずれの減衰装置の減衰特性も実験結果と計算結果はほぼ一致している。従って、第3章から第7章までの減衰装置付きクレーンの解析結果から導き出した等価回路、及び回路中の定数の算出式は減衰装置の設計に用いられると考えられる。

## 9. 9-1 まえがき

前章では減衰装置付きクレーンの解析の結果得られた等価回路と、その回路中の定数の算出式の検証を1/40模型実験で行い、その結果はば合っていることを確認した。

減衰装置やクレーンにおいて、それらの形状で決まる電磁気的特性は模型実験と実大実験で相似則が成り立つが、それらを構成する材料に関する特性は周波数に対して非線形的であり、相似則が成り立たない。また、実際の減衰装置ではその構成部品は電気定数のみ満足すればよいのではなく、機械的強度など他の要素も満足するものでなければならない。これらの点で模型実験結果と実大実験結果では差があると考えられる。

本章では、パッシブ減衰装置であるコイル型減衰装置、磁界型減衰装置、アクティブ減衰装置である逆位相型減衰装置の試作機を、実際に吊荷部に共振電圧が発生している大形クレーンに取り付けた場合の減衰特性の実験結果について記述する。

## 9. 9-2 コイル型減衰装置

周波数950kHz、出力100kWの送信アンテナから約2km離れた接地条件は普通の平地地にマスト長37m、ブーム長19mのクローラクレーンを設置して実験を行った。なお、実験場所の電界強度は1.47V/mであった。実験の概要をFig. 9-1、Fig. 9-2に示す。また、Fig. 9-2での実験の全景をPhoto 9-1に示す。

Fig. 9-1は線状型結合器付き減衰装置の場合を示す。減衰装置はブーム先端部近くに取付けた太さ9mmφ、長さ20mの鋼線からなる線状結合器、ブームの横に0.9m離して設置した太さ320mmφのポビンに巾12mmの平鋼線を長さ6mにわたって100回巻いたコイル、及びこのコイルの適当な位置をクレーン部材に短絡する構造になっている整合器から構成されている。

ブームの俯仰角の変化に対する吊荷部、大地間の共振電圧と減衰電圧の測定結果をFig. 9-3に示す。また、吊荷部、大地間の共振電圧と減衰電圧の波形をPhoto 9-2(a)、(b)に示す。この(a)の波形は明瞭な周波数950kHzの共振電圧であり、(b)の波形は減衰をうけた周波数950kHzの電圧と他の周波数1130kHzの電圧が混合したものであることが分る。

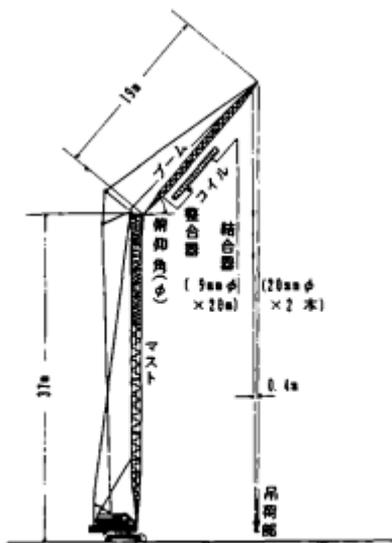


Fig. 9-1 線状型結合器付き  
コイル型減衰装置

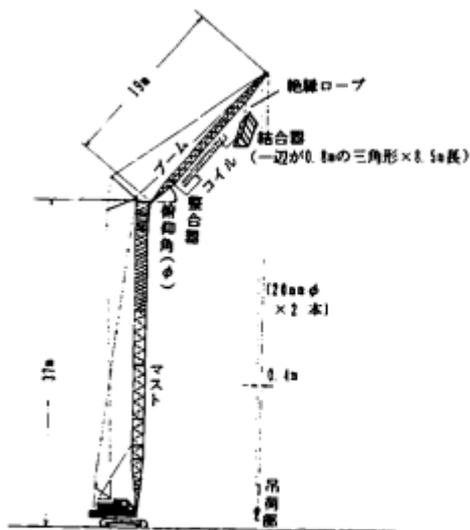


Fig. 9-2 容量型結合器付き  
コイル型減衰装置



Photo 9-1 実験の全景

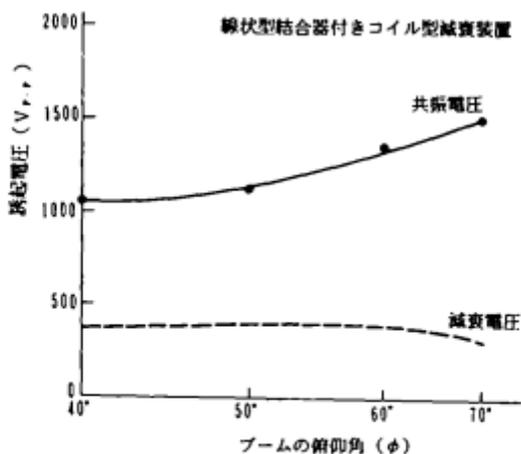


Fig. 9-3 俯仰角と減衰特性 (実験値)

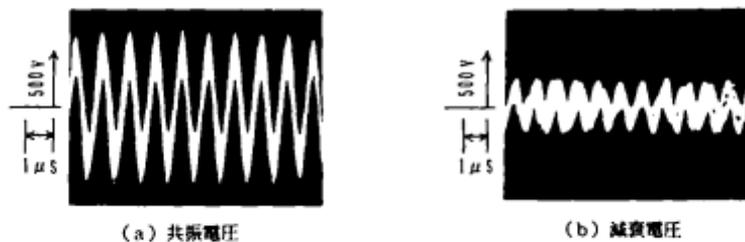


Photo 9-2 吊荷部の電圧波形

この実験での電圧減衰比は約1/6であった。

Fig. 9-2 は容量型結合器付き減衰装置の場合である。減衰装置はFig. 9-1 の減衰装置のうちの結合器のみを一辺が1.8 mの三角形、長さ1.5 mのトラス状構造物の容量型結合器に取り替えたものである。その他はFig. 9-1 と全く同じ構造である。

ブームの俯仰角の変化に対する吊荷部、大地間の共振電圧と減衰電圧の測定結果をFig. 9-4 に示す。この実験での電圧減衰比は約1/7であった。

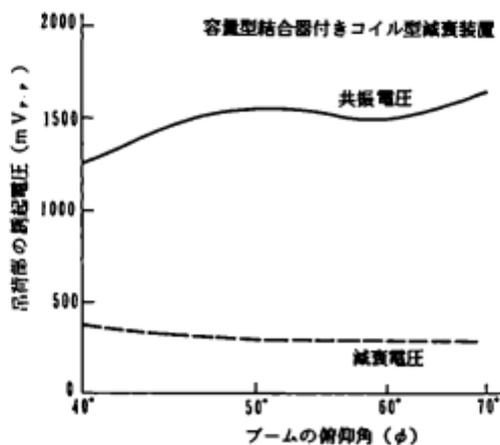


Fig. 9-4 俯仰角と減衰特性 (実験値)

### 9. 9-3 磁界型減衰装置

周波数954KHz、出力100KWの送信アンテナから約1.2 km離れた接地条件のよい平坦地にマスト長34.2m、ブーム長19mのクローラクレーンを設置して実験を行った。なお、実験場所の電界強度は5.0V/mであった。実験の概要をFig. 9-5、Fig. 9-6に示す。また、Fig. 9-5での実験の全景をPhoto 9-3に示す。

Fig. 9-5は磁界型減衰装置をマスト部に取り付けた場合を示す。減衰装置は鋼線的一端をマスト頂部に接続し、その鋼線をマストから間隔 $w$ 離して平行にマスト根本方向に張り、その終端を可変コンデンサを介してマスト根本に接続したものである。

鋼線の取り付け間隔 $w$ をパラメータとした場合のブームの俯仰角の変化に対する吊荷部の減衰電圧をFig. 9-7に示す。また、吊荷部の共振電圧と減衰電圧の波形をPhoto 9-4 (a)、(b)に示す。この実験での電圧減衰比は約1/10であったが鋼線の取り付け間隔 $w$ が大きいほど若干電圧減衰比も大きい。

Fig. 9-6は磁界型減衰装置をブーム部に取り付けた場合を示す。減衰装置は鋼線的一端をブームの先端に接続し、その鋼線をブームの下部をループ状にブーム根本方向に張り、その終端を可変コンデンサを介してブーム根本部に接続したものである。

ブームの俯仰角の変化に対する吊荷部の減衰電圧をFig. 9-8に示す。この実験での電圧減衰比も約1/10であった。





実験の全景



(a) 共振電圧



(b) 減衰電圧

Photo 9-4 吊荷部の電圧波形

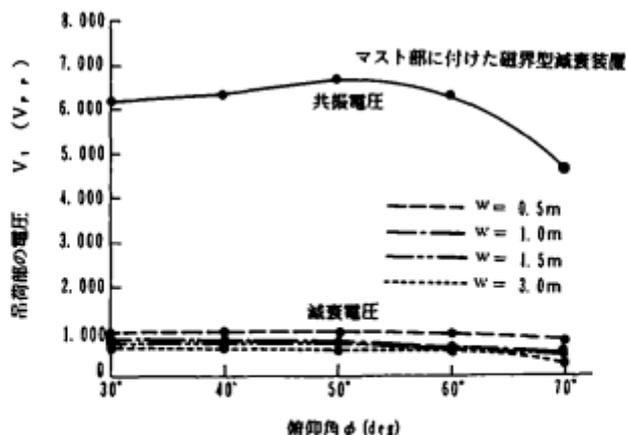


Fig. 9-7 取り付け間隔と減衰特性 (実験値)

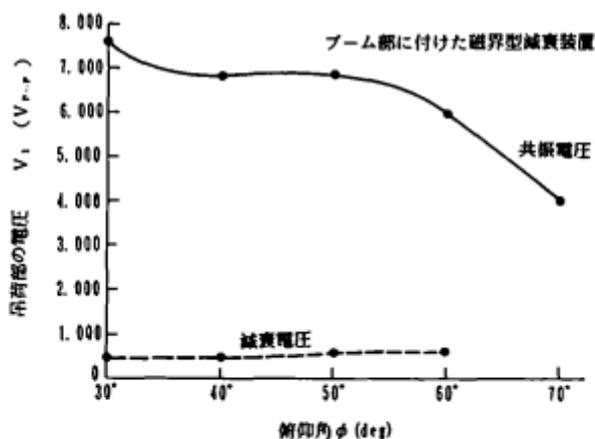


Fig. 9-8 俯仰角と減衰特性 (実験値)

#### 8. 9-4 逆位相型減衰装置

周波数810kHz、出力50kWの送信アンテナから約2km離れた接地条件は普通の平坦地にブーム長42m、ジブ長20mのトラッククレーンを設置して実験を行った。この場合トラッククレーンの基部は完全に接地されている。なお、実験場所の電界強度は1.26V/mであった。

実験の概要をFig. 9-9に示す。実験の全景をPhoto 9-5に示す。

減衰装置はジブ先端に取り付けられた受信アンテナ、接続用同軸ケーブル、ジブ中央に取り付けられた増幅器、結合器としてジブ中央から根本に平行に張られた鋼線、及び鋼線とジブ根本間に挿入された可変コンデンサから構成されている。

この増幅器の仕様をTable 9-1に、回路をFig. 9-10に示す。

減衰装置を付けたクレーンブームを俯仰角 $70^\circ$ に固定し、吊荷部、大地間の電圧を減衰装置OFF、ONの状態にて測定する。なお、減衰装置の可変コンデンサによる整合は、減衰装置ONの状態にて吊荷部の電圧が最小になるように調節する。クレーン吊荷部の共振電圧と減衰電圧の波形をPhoto 9-5(a), (b)に示す。

また、この減衰装置の作動時の各部分の動作状況を把握するために、ビデオカメラ付きシンクロスコープを用いて増幅器の入、出力電圧波形、及び、結合器が接続された状態の出力電圧波形を記録する。これらの電圧波形をPhoto 9-7(a), (b), (c)に示す。

この減衰装置による吊荷部電圧の減衰比は $1/2$ であった。

この実験で用いた逆位相型減衰装置の増幅器の出力インピーダンスは大きく、これが結合器に直列に挿入されることになって、共振回路部のQが著しく低くなった。また、この増幅器の利得は固定であった。これらのため、この逆位相型減衰装置の実験では、大きな減衰効果が得られなかった。しかし、増幅器の出力インピーダンスを小さくし、利得を可変にすれば十分な減衰効果が得られると考えられる。

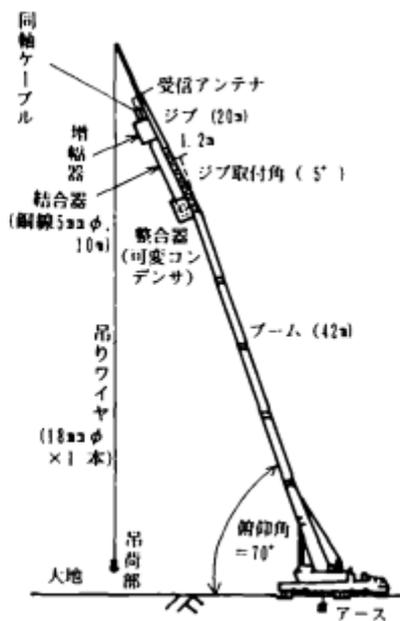


Fig. 9-9 逆位相型減衰装置



Photo 9-5 実験の全景

Table 9-1 増幅器の仕様

	仕 様
入 力	インピーダンス: 50Ω, 0~20V <sub>rms</sub>
出 力	インピーダンス: 50Ω, 0~400V <sub>rms</sub> 0~400W
位 相	0~-90° 位相可変
電 源	100V, 2KW
寸法・重量	34cm(幅)×33cm(奥)×31cm(高), 32.89kg

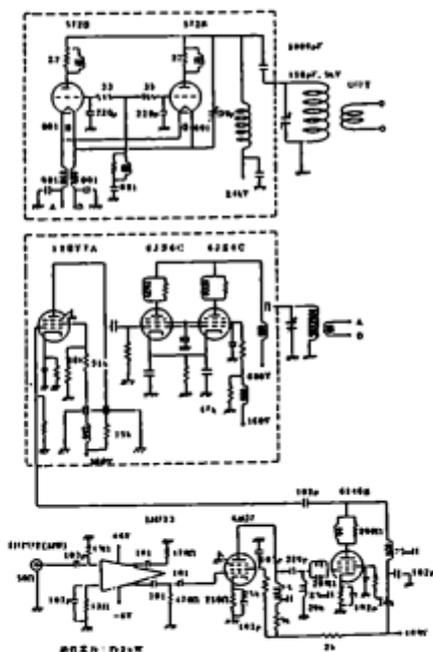
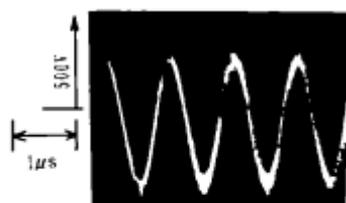


Fig. 9-10 増幅器の回路



(a) 共振電圧

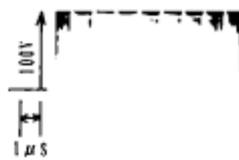


(b) 減衰電圧

Photo 9 6 吊荷部の電圧波形



(a) 増幅器の入力電圧



(b) 増幅器の出力電圧



(c) 結合器の電圧

Photo 9 7 減衰装置各部の電圧波形

## 9. 9-5 あとがき

本章では本論文の総合的検証として、将来実用化の可能性の大きいパッシブ減衰装置としてのコイル型、磁界型減衰装置、及びアクティブ減衰装置としての逆位相型減衰装置の減衰特性についての実大実験結果について記述した。

実験の結果、これら三種類の減衰装置はいずれも減衰効果はあり、特にパッシブ減衰装置のコイル型、磁界型は減衰効果が十分あり、電撃防止の目的を完全に達成できるものである。また、今回の実験での逆位相型減衰装置は増幅器の設計が不適切であったため、一応は減衰効果は確認できたが、十分な減衰効果が得られなかった。今後、逆位相型減衰装置も増幅器を最適に設計すれば十分な減衰効果が得られると考えられる。

ラジオ電波によって大形クレーン吊荷部に発生する高い異常電圧に対する恒久的感電防止対策として電気回路的減衰装置を提案し、その減衰装置付きクレーンを電磁氣的に解析した結果得られた等価回路とその回路中の定数の求め方を示し、減衰装置の最適設計法を提示した。

減衰装置はパッシブ型とアクティブ型とに分類され、また両型においてさらにクレーンと減衰装置の電磁氣的結合の方式により電界型と磁界型に分類される。実際の減衰装置は取り付けクレーンに合わせてこれらの基本型を組み合わせて最適に設計されることになる。

パッシブ、アクティブ両型の多種類減衰装置の1/40模型実験と、三種類の減衰装置の実大実験を行い本論文の理論的解析結果を検証した。

## 第1章

本論文で取り上げるラジオ電波によってクレーン吊荷部に発生する高い異常電圧とその感電防止対策としての電気回路的減衰装置の基本原理を示した。

クレーン吊荷部に高い異常電圧が発生するのはクレーンが効率のよい受信アンテナになることと、クレーン自体が吊荷部と大地間で並列共振回路を形成し、共振することの現象が重合するためであることを示した。

そして、このようなクレーン吊荷部の誘起電圧を効果的に減衰させる具体的な方法としてはクレーンの一部にアンテナ的電気回路を取り付けこの回路をクレーン上の電波と同じ周波数で共振させればよいことを説明し、この装置を異常電圧減衰装置として研究することを示した。そして、本論文でのクレーン吊荷部に発生する異常電圧とその減衰装置の研究の概要を示した。

## 第2章

国内、外での大形クレーン吊荷部に発生した異常電圧の測定記録と、そのようなクレーンで試みられた簡易的対策方法を示した。

ドイツで実施された簡易的対策方法の一つにブームの先端から別導体をブーム根本までループ状に張り、その終端とクレーン間に可変コンデンサを挿入するものがある。この方法は本論文で示す減衰装置の簡易型の一種類である。本論文は、このような簡易的なものも含めた広範囲の減衰装置の最適設計法に関するものであることを示した。

### 第3章

クレーンの受信アンテナ特性とその等価回路を示した。

共振状態のクレーンではクレーン導体には電流がほぼ正弦波状に分布し、そのアンテナ特性は垂直アンテナと折り返しアンテナの中間的なものとなる。また、その指向性は無指向性に近い。クレーンを分布定数回路と置き換えて解析した結果得られた等価回路とその回路中の定数の求め方を示した。

1/40模型実験と実大実験によりこれらの理論的解析結果の妥当性を確認した。

クレーンを分布定数回路に置き換えて解析する手法は本論文が最初である。

### 第4章

パッシブ減衰装置付きクレーンの等価回路を示した。

パッシブ減衰装置付きクレーンを電磁的に解析した結果得られた等価回路は、クレーンは第1並列共振回路となり、減衰装置はこの第1並列共振回路の一部に直列に $1:1/N$ の理想変圧器を介して挿入される第2並列共振回路となる。従って、減衰装置である第2共振回路が共振すればそのインピーダンスが大きな値の純抵抗となり、これが第1共振回路の一部に挿入されたことになるため、クレーンの共振は低下し、吊荷部の電圧が減衰することを示した。

この等価回路理論はユニークなものであり、本論文が初めて提示するものである。この等価回路の導入によって減衰装置の設計がきわめて容易となった。

## 第5章

アクティブ減衰装置である負性抵抗型、逆位相型減衰装置付きクレーンの等価回路を示した。

負性抵抗型減衰装置付きクレーンの等価回路はパッシブ減衰装置付きクレーンのものとほぼ同じである。そして負性抵抗型減衰装置の場合は減衰装置の共振回路の尖鋭度を能動的に大きくするため、減衰効果が非常に大きくなることを示した。

逆位相型減衰装置付きクレーンの等価回路は負帰還回路となる。これらアクティブ減衰装置である負性抵抗型、逆位相型減衰装置はクレーンが受信したラジオ電波の電力を減衰装置の一部である増幅器の出力電力で相殺することになり、吊荷部の電圧の減衰効果は増幅器の出力電力に依存することを示した。

負性抵抗型減衰装置は本論文が初めて提示するユニークなものである。また、逆位相型減衰装置もクレーンに取り付けるものとしては初めてのものである。

## 第6章

減衰装置の構成要素の一つである結合器の結合度の求め方を示した。

クレーン部材と結合器間は波長に比べて非常に近いため、クレーンと結合器の電磁氣的結合は主にクーロン電場と電流磁場によって生じる。従って、結合器を電界型と磁界型に分けて、それぞれについて電磁氣的に解析し、その結果得られた理論的結合度の計算式を示した。

電界型結合器の結合度は結合器の線の太さ、長さ、容量部の自己容量、及び結合器の取り付け位置のクレーン上の電圧に依存し、また、磁界型結合器の結合度は結合器の長さ、クレーンへの取り付け間隔、及び結合器の取り付け位置のクレーン上の電流に依存する。

実際の減衰装置の設計ではできるだけ小型の結合器で大きな結合度を得て、大きな減衰効果を得るようにする。従って、この理論的結合度の解析結果は最適な減衰装置を設計する上で非常に重要である。この解析はクレーンを分布定数回路と置いたことにより可能となり、特に電界型結合器の結合理論は電界型結合器を頂部負荷付きアンテナのように考えたことにより可能となったが、これはこれまでになかった考え方で本論文が最

初に提示するユニークなものである。

## 第7章

減衰装置の構成要素の一つである共振回路部の定数の求め方を示した。

共振回路部の定数としては抵抗、インダクタンス、キャパシタンスがある。抵抗分のうちで導線の渦電流・表皮効果による損失抵抗は実験的にしか求められない。その他の抵抗分とインダクタンス、キャパシタンスは減衰装置の形状、寸法が決まれば電磁気学的に計算で求めることができることを示した。

## 第8章

第3章～第7章までではラジオ電波によってクレーン吊荷部に発生する異常電圧とその減衰装置についての理論的解析を行い、その結果得られた等価回路とその回路中の定数の算出方法を示した。

本章では、パッシブ型、アクティブ型の各種減衰装置の減衰特性を1/4模型実験で求め、それと同じ条件での理論的減衰特性を等価回路とその定数を用いて求めて比較し、減衰装置付きクレーンの理論的解析結果の妥当性を示した。

アクティブ減衰装置である負性抵抗型、逆位相型減衰装置の考案、及びそれらの減衰特性の実験は本論文が最初に示すユニークなものである。

## 第9章

パッシブ減衰装置としてのコイル型、磁界型減衰装置、及びアクティブ減衰装置としての逆位相型減衰装置の実験結果について示した。

コイル型、磁界型減衰装置は減衰効果が十分あり、将来クレーン吊荷部に発生する異常電圧の感電防止対策として広く実用化できるものであることを示した。

逆位相型減衰装置は減衰効果はあるが、この減衰装置は高耐圧の増幅器が必要となることなどから現段階では特別なクレーンでしか用いられない。しかし、他の分野での応用、例えばアクティブ消音・制振装置などに応用が可能であることを示した。

## 謝 辞

本論文は著者が鹿島建設株式会社技術研究所で行った研究成果をまとめたものであり、研究遂行及び論文執筆の過程で社内外の諸先輩の御指導、御協力に負う所がきわめて大きい。

本研究に着手以来10年余にわたり、詳細にいたる御指導、御助言をいただいた前東北大学電気通信研究所西田茂穂教授に謹んで感謝の意を表する。

本論文の構成、内容の御指導、御助言をいただいた京都大学工学部電気工学第二学科木村警根教授に謹んで感謝の意を表する。

本論文の第9章に示してある実大実験は全て社内の研究開発の一環として行われたものであり、その計画・実施に当たっては社内の上司、同僚並びに社外関係部所の方々の御協力を戴いた。これらの方々に深謝する。

## 参 考 文 献

- (1) BS 4992: '1974 Protection against Ignition and Detonation Initiated by Radio Frequency Radiation', British Standards Institution, 1-29 (1974-2-28)
- (2) M. Seidel: 'Beseitigung von Hochfrequenzspannungen an einer Krananlage', MWDR (Techn Hausmitt), 11-12, 238-240 (1955-7)
- (3) HENRY T. PEREZ: 'Crane Boom Can Be Electrified If Rig Works Near Radio Antenna', CONSTRUCTION METHODS, 87-92 (1970-6)
- (4) E. W. Plischke & W. F. Wolff: 'Tuned in or Turned on-RF Radiation Study', ASSE Journal, 14, 6, 12-15 (1969-6)
- (5) 田付、高坂、笠島: 「ラジオ波によって大型クレーンに発生する異常電圧とその減衰装置について」、鹿島建設技術研究所年報、24号 (1976)
- (6) J. D. Kraus: Antennas, McGraw-Hill, P. 238 (1950)
- (7) S. A. Schelkunoff, H. T. Friis: Antenna Theory and Practice, P. 595, John Wiley & Sons (1952)
- (8) 前田憲一: 電波工学、P. 109, 共立出版 (昭45)
- (9) S. A. Schelkunoff, H. T. Friis: Antenna Theory and Practice, P. 253-254, John Wiley & Sons (1952)
- (10) 内田英成、虫明康人: 超短波空中線、P. 185-186, コロナ社 (昭45)
- (11) 川上正光: 改版基礎電気回路Ⅱ、P. 144, コロナ社 (昭46)
- (12) 内田英成、虫明康人: 超短波空中線、P. 187-188, コロナ社 (昭45)
- (13) 内田英成、虫明康人: 超短波空中線、P. 158-159, コロナ社 (昭45)
- (14) S. A. Schelkunoff, H. T. Friis: Antenna Theory and Practice, P. 109-110, John Wiley & Sons (1952)
- (15) 高坂、石川、笠島: 「ラジオ波によりタワークレーンに発生する異常電圧減衰装置に関する模型実験」、昭和49年電気学会全大No. 713
- (16) 笠島: 「ラジオ電波によりクレーンに発生する異常電圧の減衰装置について」、昭和49年日本建築学会大会 (北陸)、1088

- (17) 高坂、石川、笠島：「ラジオ電波による大型クレーンに発生する異常電圧とその対策装置」、鹿島建設技術研究所年報、23号（1975）
- (18) 田付、高坂、笠島：「ラジオ波によってタワークレーンに発生する異常電圧とその減衰装置について（Ⅱ）」、昭和51年電気学会全大No. 490
- (19) 笠島：「ラジオ電波によって大型クレーンに発生する異常電圧とその減衰装置について（Ⅱ）」、昭和51年日本建築学会大会（東海）」、1166
- (20) 田付、高坂、笠島、木村：「ラジオ波によってクレーンに発生する異常電圧の試作減衰装置」、昭和53年信学総全第 555
- (21) 田付、高坂、笠島：「ラジオ波によってクレーンに発生する異常電圧の減衰装置 試作現場実験」、鹿島建設技術研究所年報、26号（1978）
- (22) 笠島、高坂：「ラジオ放送アンテナ近傍の大形クレーンにおける感電防止」電学論 B. 102. 110（昭57-2）
- (23) Y. Kasashima; 'Prevention of Electric Shock in a Large Crane Near a Radio Broadcasting Antenna' IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (1982)
- (24) 笠島：「ラジオ電波によってクレーンに発生する異常電圧の負性抵抗型減衰装置」信学技報、EMCJ85-90. 19（1985-12）
- (25) 笠島：「ラジオ電波によってクレーンに発生する異常電圧の逆位相型減衰装置」信学技報 EMCJ85-91. 25（1985. 12）
- (26) 笠島：「ラジオ電波によってクレーンに発生する異常電圧の逆位相型減衰装置（その2）」信学技報 EMCJ85-109. 43（1986-1）
- (27) 笠島：「ラジオ電波によってクレーンに発生する異常電圧の逆位相型減衰装置（その3）」信学技報 A・P86-50. 41（1986-7）
- (28) 笠島：「ラジオ電波によってクレーンに発生する異常電圧の逆位相型減衰装置の開発」鹿島建設技術研究所年報、34号（1986）
- (29) Y. Kasashima; 'Attenuator Using Antiphase Voltage to Reduce High Voltage Induced in Cranes by Radio Waves' IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (1987)

- (30) 笠島：「ラジオ放送アンテナ近傍の大形クレーンでの感電防止用パッシブ減衰装置の設計法」、電学論D.111. 679（平3-8）
- (31) 笠島：「ラジオ放送アンテナ近傍の大形クレーンでの感電防止用アクティブ減衰装置の設計法」、電学論D.111. 725（平3-9）

付録-A (4-13)式の誘導過程

“パッシブ減衰装置の等価回路”

での(4-13)式を以下に誘導する。

パッシブ減衰装置付きクレーンの等価回路をFig. A-1 に示す。この回路では次の定数を用いる。

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

$\gamma$  : 伝搬定数

$\alpha$  : 減衰定数

$\beta$  : 位相定数

$Z_0$  : 特性インピーダンス

..... (A-1)

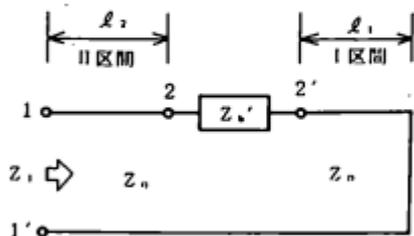


Fig. A-1

そして、Fig. A-1 の回路を解析するのに次の仮定をする。

$$l_1 \neq 0, l_1 \neq \frac{\lambda_0}{4}, l_2 \neq 0, l_2 \neq \frac{\lambda_0}{4} \quad \text{..... (A-2)}$$

また、実際のクレーン、減衰装置としての  $Z_0, Z_0', \alpha l_1, (\alpha l_2)$  の値のオーダーは次式の範囲とする。

$$Z_0 = 200 \sim 450 (\Omega), Z_0' = 10 \sim 200 (\Omega), \alpha l_1, (\alpha l_2) = 0 \sim 0.1 \quad \text{(A-3)}$$

Fig. A-1 を二つの四端子網の連続接続回路

と考えればFig. A-2 のように表わされる。

Fig. A-2 中のそれぞれの四端子定数は次

式となる。

$$A' = \cosh \gamma l_1$$

$$B' = Z_0 \sinh \gamma l_1$$

$$C' = \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma l_1$$

$$D' = A'$$

..... (A-4)

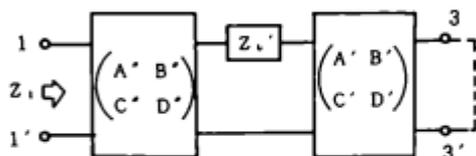


Fig. A-2

$$\left. \begin{aligned} A' &= \cosh \gamma l_2 \\ B' &= Z_0 \sinh \gamma l_2 \\ C' &= \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma l_2 \\ D' &= A' \end{aligned} \right\} \dots (A-5)$$

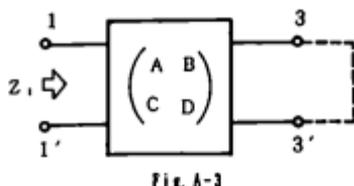


Fig. A-2 の回路の 1-1' 3-3' を一つの四端子回路網と考えると Fig. A-3 のようになる。  
Fig. A-3 の四端子定数を A、B、C、D とすれば、次式が成り立つ。

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & Z_0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} A' A + A' Z_0 C' + B' C', & A' B' + A' Z_0 A' + B' A' \\ C' A' + C' Z_0 C' + A' C', & C' B' + C' Z_0 A' + A' A' \end{pmatrix} \dots (A-6) \end{aligned}$$

Fig. A-3 の回路の出力端子 3-3' を短絡した場合の端子 1-1' のインピーダンス  $Z_1$  は次式となる。

$$Z_1 = \frac{B}{D} = \frac{A' B' + A' Z_0 A' + B' A'}{C' B' + C' Z_0 A' + A' A'} \dots (A-7)$$

(A-7) 式に (A-4)、(A-5) 式を代入すると次式となる。

$$Z_1 = \frac{Z_0 \cdot \sinh \gamma l_1 \cdot \cosh \gamma l_2 + Z_0' \cosh \gamma l_1 \cdot \cosh \gamma l_2 + Z_0 \cdot \cosh \gamma l_1 \cdot \sinh \gamma l_2}{\sinh \gamma l_1 \cdot \sinh \gamma l_2 + \frac{Z_0'}{Z_0} \cosh \gamma l_1 \cdot \sinh \gamma l_2 + \cosh \gamma l_1 \cdot \cosh \gamma l_2} \dots (A-8)$$

(A-8) 式の分母、分子に  $Z_0$  を乗じ、 $\cosh \gamma l_1 \cdot \cosh \gamma l_2$  ( $\neq 0$ , (A-2) 式より) で除すと次式となる。

$$Z_1 = \frac{Z_0^2 \tanh \gamma l_1 + Z_0 Z_0' + Z_0^2 \tanh \gamma l_2}{Z_0 \tanh \gamma l_1 + \tanh \gamma l_2 + Z_0' \tanh \gamma l_2 + Z_0} \dots (A-9)$$

ここで、与条件として、次式がある。

$$\ell_1 + \ell_2 = \frac{\lambda_0}{4} \dots\dots\dots (A-10)$$

もし、(A-9) 式において  $Z_0' = 0$  とすると次式となる。

$$Z_{10} = \frac{Z_0^2 (\tanh \gamma \ell_1 + \tanh \gamma \ell_2)}{Z_0 (1 + \tanh \gamma \ell_1 \cdot \tanh \gamma \ell_2)} = Z_0 \tanh (\gamma (\ell_1 + \ell_2)) = Z_0 \tanh \left( \frac{\gamma \lambda_0}{4} \right) \dots\dots\dots (A-11)$$

すなわち、(A-11) 式は特性インピーダンス  $Z_0$  の  $1/4$  波長長さの終端短絡の分布定数回路の入カインピーダンスである。

(A-9) 式を整理すると次式となる。

$$Z_1 = \frac{Z_0^2 (\tanh \gamma \ell_1 + \tanh \gamma \ell_2) + Z_0 Z_0'}{Z_0 (1 + \tanh \gamma \ell_1 \cdot \tanh \gamma \ell_2) + Z_0' \tanh \gamma \ell_2} \dots\dots\dots (A-12)$$

(A-12) 式の分母、分子を  $(\tanh \gamma \ell_1 + \tanh \gamma \ell_2)$  で除ると次式となる。

$$Z_1 = \frac{Z_0^2 + \frac{Z_0 Z_0'}{\tanh \gamma \ell_1 + \tanh \gamma \ell_2}}{Z_0 \cdot \frac{1 + \tanh \gamma \ell_1 \cdot \tanh \gamma \ell_2}{\tanh \gamma \ell_1 + \tanh \gamma \ell_2} + \frac{Z_0' \tanh \gamma \ell_2}{\tanh \gamma \ell_1 + \tanh \gamma \ell_2}} \dots\dots\dots (A-13)$$

ここで (A-10) 式の与条件から次式の関係がある。

$$\frac{\tanh \gamma \ell_1 + \tanh \gamma \ell_2}{1 + \tanh \gamma \ell_1 \cdot \tanh \gamma \ell_2} = \tanh (\gamma (\ell_1 + \ell_2)) = \tanh \left( \gamma \frac{\lambda_0}{4} \right) \dots\dots\dots (A-14)$$

(A-13) 式に (A-14) 式を代入すると次式となる。

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{Z_0^2 + \frac{Z_0 Z_0'}{\tanh \left( \gamma \cdot \frac{\lambda_0}{4} \right) (1 + \tanh \gamma \ell_1 \cdot \tanh \gamma \ell_2)}}{Z_0 \cdot \frac{1}{\tanh \left( \gamma \cdot \frac{\lambda_0}{4} \right)} + \frac{Z_0' \tanh \gamma \ell_2}{\tanh \left( \gamma \cdot \frac{\lambda_0}{4} \right) (1 + \tanh \gamma \ell_1 \cdot \tanh \gamma \ell_2)}} \\ &= \frac{Z_0^2 + \frac{Z_0 Z_0' \coth \gamma \ell_2}{\tanh \left( \gamma \cdot \frac{\lambda_0}{4} \right) (\tanh \gamma \ell_1 + \frac{1}{\tanh \gamma \ell_2})}}{Z_0 \cdot \frac{1}{\tanh \left( \gamma \cdot \frac{\lambda_0}{4} \right)} + \frac{Z_0'}{\tanh \left( \gamma \cdot \frac{\lambda_0}{4} \right) (\tanh \gamma \ell_1 + \frac{1}{\tanh \gamma \ell_2})}} \dots\dots\dots (A-15) \end{aligned}$$

ここで  $\alpha \ell_1, (\alpha \ell_2) < 0.1$  より近似式を用いる。

$$\tanh \alpha \ell_1 \approx \alpha \ell_1, \quad \tanh \alpha \ell_2 \approx \alpha \ell_2 \quad \dots\dots\dots (A-16)$$

(A-15) 式中の一部の式の近似式を示す。

$$\begin{aligned} \left( \tanh \gamma \ell_1 + \frac{1}{\tanh \gamma \ell_2} \right) &\approx \frac{\frac{\alpha \ell_1}{\tan \beta \ell_1} + j}{\frac{1}{\tan \beta \ell_1} + j \alpha \ell_1} + \frac{\frac{1}{\tan \beta \ell_2} + j \alpha \ell_2}{\frac{\alpha \ell_2}{\tan \beta \ell_2} + j} \\ &= \frac{(\alpha^2 \ell_1 \ell_2 + 1) (1 - \tan \beta \ell_1 \cdot \tan \beta \ell_2)}{\tan \beta \ell_1 \cdot \tan \beta \ell_2} + j \frac{(\alpha \ell_1 + \alpha \ell_2) (\tan \beta \ell_1 + \tan \beta \ell_2)}{\tan \beta \ell_1 \cdot \tan \beta \ell_2} \\ &= \frac{\alpha \ell_2 - \alpha \ell_1 \tan \beta \ell_1 \cdot \tan \beta \ell_2}{\tan \beta \ell_1 \cdot \tan \beta \ell_2} + j \frac{\alpha^2 \ell_1 \ell_2 (\tan \beta \ell_1 + \tan \beta \ell_2)}{\tan \beta \ell_1 \cdot \tan \beta \ell_2} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (A-17)$$

(A-17) 式の分母、分子を  $\tan(\beta \ell_1) \cdot \tan(\beta \ell_2)$  ( $\neq 0$ , (A-2) 式より) で除す。

また、(A-10) 式の与条件から次式が成り立つ。

$$\tan \beta \ell_2 = \tan \left( \frac{\pi}{2} - \beta \ell_1 \right) = \cot \beta \ell_1 \quad \dots\dots\dots (A-18)$$

よって、(A-17) 式は次式となる。

$$\begin{aligned} \left( \tanh \gamma \ell_1 + \frac{1}{\tanh \gamma \ell_2} \right) &\approx \frac{(\alpha^2 \ell_1 \ell_2 + 1) (1 - \tan \beta \ell_1 \cdot \cot \beta \ell_1) + j \left( \alpha \cdot \frac{\lambda_0}{4} \right) (\tan \beta \ell_1 + \cot \beta \ell_1)}{\alpha \ell_2 - \alpha \ell_1 \tan \beta \ell_1 \cdot \cot \beta \ell_1 + j (\alpha^2 \ell_1 \ell_2 (\tan \beta \ell_1 + \cot \beta \ell_1))} \\ &= \frac{j \left( \alpha \cdot \frac{\lambda_0}{4} \right) \cdot \frac{1}{\cos \beta \ell_1 \cdot \sin \beta \ell_1}}{\alpha (\ell_2 - \ell_1) + j \left( \alpha^2 \ell_1 \ell_2 \cdot \frac{\sin \beta \ell_1}{\cos \beta \ell_1} + \frac{\cos \beta \ell_1}{\sin \beta \ell_1} \right)} \quad \dots\dots\dots (A-19) \end{aligned}$$

(A-19) 式で  $\alpha^2 \ell_1 \ell_2 \ll 1$ , (A-3) 式より) の項は小さいので省くと次式を得る。

$$\left( \tanh \gamma \ell_1 + \frac{1}{\tanh \gamma \ell_2} \right) \approx \frac{j \left( \alpha \cdot \frac{\lambda_0}{4} \right) \cdot \frac{1}{\cos \beta \ell_1 \cdot \sin \beta \ell_1}}{\alpha (\ell_2 - \ell_1) + j \left( \frac{\cos \beta \ell_1}{\sin \beta \ell_1} \right)} \quad \dots\dots\dots (A-20)$$

ここで、 $\alpha$  が小さい (A-3) 式より) 場合は次式が成り立つ。

$$\tanh \left( \gamma \cdot \frac{\lambda_0}{4} \right) \approx \coth \left( \alpha \cdot \frac{\lambda_0}{4} \right) \approx \frac{4}{\alpha \lambda_0} \dots \dots \dots (A-21)$$

(A-15) 式に (A-20), (A-21) の近似式を代入すると次式となる。

$$Z_1 \approx \frac{Z_0^2 + Z_0 Z_0' \coth \gamma l_2 \cdot \cos^2 \beta l_1 - j Z_0 Z_0' \coth \gamma l_2 \cdot \alpha (\theta_2 - \theta_1) \cos \beta l_1 \cdot \sin \beta l_1}{Z_0 \left( \frac{\alpha \cdot \lambda_0}{4} \right) + Z_0' \cos^2 \beta l_1 - j Z_0' \alpha (\theta_2 - \theta_1) \cos \beta l_1 \cdot \sin \beta l_1} \dots \dots \dots (A-22)$$

(A-22) 式中のうち、 $\alpha (\theta_2 - \theta_1) \cos \beta l_1 \cdot \sin \beta l_1$  の式を含む項は (A-3) 式、

(A-10) 式 ( $l_1 + l_2 = \frac{\lambda_0}{4}$ ) の条件から他の項に比べて非常に小さくなり、この式を

含む項を省くと次式を得る。

$$Z_1 \approx \frac{Z_0^2 + Z_0 Z_0' \coth \gamma l_2 \cdot \cos^2 \beta l_1}{Z_0 \left( \frac{\alpha \cdot \lambda_0}{4} \right) + Z_0' \cos^2 \beta l_1} \dots \dots \dots (A-23)$$

ここで、(A-23) 式中の  $\coth \gamma l_2$  は (A-16) 式の近似式を用いると次式のようになる。

$$\begin{aligned} \coth \gamma l_2 &= \frac{1}{\tanh (\gamma l_2)} = \frac{\frac{1}{\tan \beta l_2} + j \tanh \alpha l_2}{\frac{\tanh \alpha l_2}{\tan \beta l_2} + j} \\ &\approx \frac{1 + j (\alpha l_2) \cdot \tan \beta l_2}{(\alpha l_2) + j \tan \beta l_2} = \frac{\sin \beta l_1 + j (\alpha l_2) \cdot \cos \beta l_1}{(\alpha l_2) \sin \beta l_1 + j \cos \beta l_1} \\ &= \frac{(\alpha l_2) \sin^2 \beta l_1 + (\alpha l_2) \cos^2 \beta l_1 + j \{ (\alpha l_2)^2 \cos \beta l_1 \cdot \sin \beta l_1 - \cos \beta l_1 \cdot \sin \beta l_1 \}}{(\alpha l_2)^2 \sin^2 \beta l_1 + \cos^2 \beta l_1} \dots \dots \dots (A-24) \end{aligned}$$

(A-24)式において、 $\alpha \beta_2 < 0.1$  であり  $(\alpha \beta_2)^2$  の項を省くと次式を得る。

$$\coth \gamma \beta_2 \approx \frac{(\alpha \beta_2) - j (\cos \beta \beta_1 \cdot \sin \beta \beta_1)}{\cos^2 \beta \beta_1} \dots\dots\dots (A-25)$$

(A-23)式に(A-25)式を代入すると次式を得る。

$$Z_1 \approx \frac{Z_0^2 + Z_0 Z_0' (\alpha \beta_2) - j Z_0 Z_0' \cos \beta \beta_1 \cdot \sin \beta \beta_1}{Z_0 \left( \frac{\alpha \cdot \lambda_0}{4} \right) + Z_0' \cos^2 \beta \beta_1} \dots\dots\dots (A-26)$$

ここで、(A-3)式の条件から  $Z_0^2 \gg Z_0 Z_0' (\alpha \beta_2)$  となり  $Z_0 Z_0' (\alpha \beta_2)$  を省くと(A-26)式は次式となる。

$$Z_1 \approx \frac{Z_0^2 - j Z_0 Z_0' \cos^2 \beta \beta_1 \cdot \tan \beta \beta_1}{Z_0 \left( \frac{\alpha \cdot \lambda_0}{4} \right) + Z_0' \cos^2 \beta \beta_1} \dots\dots\dots (A-27)$$

付録-B (5-16)式の誘導過程

“アクティブ減衰装置の等価回路”での  
 (5-16)式を以下に誘導する。アクティブ減  
 衰装置付きクレーンの等価回路をFig. B-1  
 に示す。この回路では次の定数を用いる。

- $\gamma = \alpha + j\beta$
  - $\gamma$  : 伝搬定数
  - $\alpha$  : 減衰定数
  - $\beta$  : 位相定数
  - $Z_0$  : 特性インピーダンス
- … (B-1)

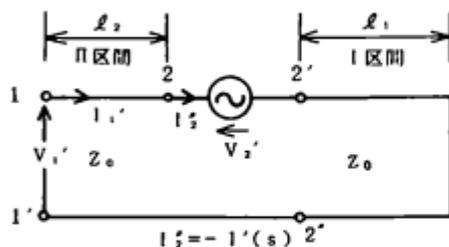


Fig. B-1

そして、Fig. B-1 の回路を解析するのに次の仮定をする。

$$l_1 \neq 0, l_1 \neq \frac{\lambda_0}{4}, l_2 \neq 0, l_2 \neq \frac{\lambda_0}{4} \dots \dots \dots (B-2)$$

また、実際のクレーンの  $Z_0$ 、 $\alpha l_1$  ( $\alpha l_2$ ) の値のオーダーは次式の範囲であると  
 する。

$$Z_0 = 200 \sim 450 (\Omega), \alpha l_1 (\alpha l_2) = 0 \sim 0.1 \dots \dots \dots (B-3)$$

Fig. B-1 において、電源  $V_2'$  の電流  $I_2'$  は  $-I_1'(-)$  とも表わす。

電流配分率を  $\nu$ 、減衰装置の出力電圧を  $\varepsilon$  とすると次式が成り立つ。

$$V_2' = \nu, \varepsilon \dots \dots \dots (B-4)$$

Fig. B-1 の I 区間の端子  $2' - 2'$  のインピーダンスを  $Z_1$  とする。  $Z_1$  は次式となる。

$$Z_1 = Z_0 \tanh \gamma l_1 \dots \dots \dots (B-5)$$

Fig. B-1 の II 区間を一つの四端子網と考え、その四端子定数を  $A'$ 、 $B'$ 、 $C'$ 、 $D'$   
 とする。  $A'$ 、 $B'$ 、 $C'$ 、 $D'$  は次式となる。

$$\left. \begin{aligned} A' &= \cosh \gamma l_2 \\ B' &= Z_0 \sinh \gamma l_2 \\ C' &= \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma l_2 \\ D' &= A' \end{aligned} \right\} \dots (B-6)$$

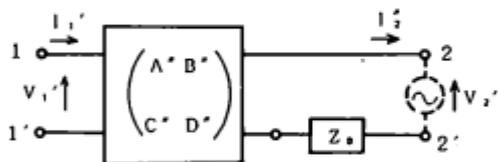


Fig. B-2

このように考えるとFig. 8-1の等価回路はFig. 8-2のようになる。そして、Fig. 8-2の回路の1-1'、2-2'を一つの四端子網と考える。これをFig. 8-3に示す。Fig. 8-3の四端子定数をA、B、C、Dとすれば、次式が成り立つ。

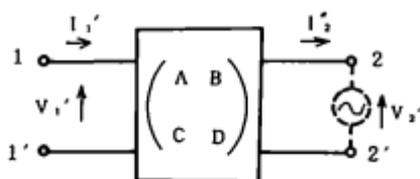


Fig. 8-3

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & Z_0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A' & A' Z_0 + B' \\ C' & C' Z_0 + A' \end{pmatrix} \dots\dots\dots (8-7)$$

Fig. 8-3の回路において端子1-1'の電圧、電流を $V_1'$ 、 $I_1'$ 、端子2-2'の電圧、電流を $V_2'$ 、 $I_2'$ とすれば次の回路方程式が成り立つ。

$$\begin{pmatrix} V_1' \\ I_1' \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A' & A' Z_0 + B' \\ C' & C' Z_0 + A' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2' \\ I_2' \end{pmatrix} \dots\dots\dots (8-8)$$

(8-8)式で $I_2' = 0$ での $V_1'$ を求める。(8-8)式はすなわち

$$V_1' = A' V_2' + (A' Z_0 + B') I_2' \dots\dots\dots (8-9)$$

$$I_1' = C' V_2' + (C' Z_0 + A') I_2' \dots\dots\dots (8-10)$$

(8-10)式において $I_2' = 0$ とすると次式を得る。

$$I_2' = \frac{-C' V_2'}{C' Z_0 + A'} \dots\dots\dots (8-11)$$

(8-11)式を(8-9)式に代入して次式を得る。

$$\begin{aligned} V_1' &= A' V_2' - \frac{C' (A' Z_0 + B')}{C' Z_0 + A'} V_2' \\ &= \frac{A' (C' Z_0 + A') - C' (A' Z_0 + B')}{C' Z_0 + A'} V_2' \\ &= \frac{A'^2 - C' B'}{C' Z_0 + A'} V_2' \dots\dots\dots (8-12) \end{aligned}$$

(8-12)式に(8-5)、(8-6)式を代入して計算すると次式を得る。

$$\begin{aligned}
V_1' &= \frac{\cosh^2 \gamma \ell_2 - \frac{1}{Z_0} \sinh \gamma \ell_2 \cdot Z_0 \cdot \sinh \gamma \ell_2}{\frac{1}{Z_0} \sinh \gamma \ell_2 \cdot Z_0 \cdot \tanh \gamma \ell_1 + \cosh \gamma \ell_2} V_2' \\
&= \frac{\cosh^2 \gamma \ell_2 - \sinh^2 \gamma \ell_2}{\sinh \gamma \ell_2 \cdot \frac{\sinh \gamma \ell_1}{\cosh \gamma \ell_1} + \cosh \gamma \ell_2} V_2' \\
&= \frac{\cosh \gamma \ell_1}{\sinh \gamma \ell_1 + \sinh \gamma \ell_2 + \cosh \gamma \ell_1 \cdot \cosh \gamma \ell_2} V_2' \\
&= \frac{1}{(\tanh \gamma \ell_1 + \tanh \gamma \ell_2 + 1) \cosh \gamma \ell_2} V_2' \dots\dots\dots (8-13)
\end{aligned}$$

ここで、 $\alpha \ell_1$  ( $\alpha \ell_2$ )  $< 0.1$  より次の近似式を用いる。

$$\tanh \alpha \ell_1 \approx \alpha \ell_1, \quad \tanh \alpha \ell_2 \approx \alpha \ell_2 \quad \dots\dots\dots (8-14)$$

(8-13) 式中の項別に計算する。

$$\begin{aligned}
\tanh \gamma \ell_1 + \tanh \gamma \ell_2 &\approx \frac{\alpha \ell_1 + j \tan \beta \ell_1}{1 + j (\alpha \ell_1) \tan \beta \ell_1} + \frac{\alpha \ell_2 + j \tan \beta \ell_2}{1 + j (\alpha \ell_2) \tan \beta \ell_2} \\
&= \frac{\alpha \ell_1 + j \tan \beta \ell_1}{1 + j (\alpha \ell_1) \tan \beta \ell_1} + \frac{\alpha \ell_2 + j \cot \beta \ell_1}{1 + j (\alpha \ell_2) \cot \beta \ell_1} \\
&= \frac{\alpha^2 \ell_1 \ell_2 - 1 + j \alpha (\ell_2 \tan \beta \ell_1 + \ell_1 \cot \beta \ell_1)}{1 - (\alpha^2 \ell_1 \ell_2) + j \alpha (\ell_1 \tan \beta \ell_1 + \ell_2 \cot \beta \ell_1)} \dots (8-15)
\end{aligned}$$

また、 $\alpha \ell_2 < 0.1$  から

$$\begin{aligned}
\cosh \gamma \ell_2 &= \cosh \alpha \ell_2 \cdot \cos \beta \ell_2 + j (\sinh \alpha \ell_2) \cdot (\sin \beta \ell_2) \\
&\approx \cos \beta \ell_2 + j \alpha \ell_2 \cdot \sin \beta \ell_2 \\
&= \sin \beta \ell_1 + j (\alpha \ell_2) \cdot \cos \beta \ell_1, \quad \dots\dots\dots (8-16)
\end{aligned}$$

(8-13) 式に (8-15)、(8-16) 式を代入すると