



Title	高周波加熱における新給電方式
Author(s)	田川, 遼三郎; Tagawa, Ryozauro
Citation	北海道大學工學部研究報告, 29, 1-16
Issue Date	1962-03-31
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/40698
Type	departmental bulletin paper
File Information	29_1-16.pdf



高周波加熱における新給電方式

田川 遼三郎

A New Power-Feeding Method for High-Frequency Heating

Ryozaburo TAGAWA

Abstract

If it were possible to eliminate the mutual coupling between the loads, a new power-feeding method from one oscillator to many loads, which can be switched on or off independently, could be possible.

In this paper, the principle and concrete means to realize the new method are presented.

1. 緒 言

高周波加熱を業務とする工場等においては、任意に断続する互に独立した多数の負荷に対して各々任意の高周波電力を供給したい場合が比較的多いが、この様な場合、1台の電力発振器に1個の負荷のみを接続する従来の給電方式では、負荷と同数の電力発振器が必要となるため、保守その他の点で困難があった。

従来、1台の電力発振器に多数の負荷を同時に接続できなかった主な理由は、負荷間の相互干渉であって、この問題の解決が困難と考えられていたためである。

筆者は負荷間の相互干渉が、結局、1)発振器の周波数変動による回路のリアクタンス変動、2)発振器の出力変動による出力電圧の変動、3)負荷電流の変動によるリアクタンス降下の変動に基因することを知り、これ等に対して各々適当な対策を講ずることによって、相互干渉の除去が可能であることを見出した。このため、1台の発振器から独立した多数の負荷に対して、同時にしかも任意の高周波電力を供給する新しい高周波電力の給電方式が可能になった。

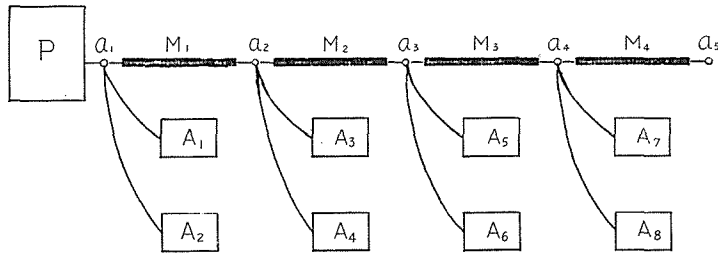
本論文は、本方式の原理を説明し、これを実現するための具体的方法について述べたものである。

2. 方式の概要

本方式は、第1図に示す様に、一定周波数一定出力電圧の高周波電源 P から、定電圧変換回路(付録1参照)の条件、 $B=0$ 、を満足する主給電路 $M_1 M_2 \dots$ を経て各負荷に高周波電力を供給する方式であって、各接続点 $a_1 a_2 \dots$ における端子電圧を負荷変動と無関係に、常に一定に保持することによって、負荷間の相互干渉を除去しようとするものである。

即ち、電力発振器の発振周波数及び出力電圧を、負荷変動と無関係に、常に一定に保持することによって、緒言で述べた 1) 及び 2) の理由による負荷間の相互干渉を除き、更に主給電路を定電圧変換回路とすることによって、3) の理由による負荷間の相互干渉を除去する訳である。

なを第 1 図において、主給電路は単に 1 例だけ描いてあるが、 a_1, a_2, \dots 等の各定電圧点において、これを任意に分岐することができる。 S_1, S_2, \dots は副給電路、 A_1, A_2, \dots はアプリケーションであるが、各アプリケーションは本方式の特殊事情として、自由に負荷を断続するためのスイッチ又はスイッチ回路を持つ必要がある。



第 1 図 給電方式の原理

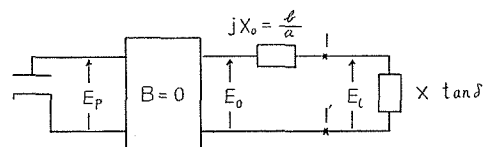
実際問題として、完全に一定周波数一定出力電圧の電力発振器を得ることは困難であるが High-KVA 共振器を用いた電力発振器^{1)~3)}、同軸型電力発振器⁴⁾、自動周波数制御装置を持つ電力発振器⁵⁾等がこの目的のために使用できる。但しこの場合、発振管の陽極交流電圧 E_p が、負荷変動の影響を受けて、約 15% 程度変動する⁶⁾ので、このために生ずる発振器の出力電圧の変動を償済する必要がある。

又、 P は一定周波数一定出力電圧の高周波電源であれば良いのであるから、必ずしも電力発振器でなくても良く、周波数及び出力電圧を補償した電力増幅器でも差支えない。

3. 電力発振器における出力電圧変動の補償法

前述の様に、本方式における高周波電源 P として電力発振器を使用する場合には、その発振周波数及び出力電圧を負荷変動と無関係に一定に保持しなければならない。そこで、周波数の安定化については前述の文献を参照して頂くこととし、ここでは出力電圧の変動を補償する方法について述べる。

任意の 4 端子網 (4 端子定数 a, b, c, d) は $B=0$ を満足する 4 端子網と、これに直列に接続された b/a のインピーダンスで等価置換できるから (付録 3 参照)、回路損失を無視すると、電力発振器の陽極負荷回路は第 2 図の



第 2 図 発振器の陽極負荷回路

様に一般化して描くことができよう。

ここで、1-1' 端子は出力端子、 X 及び $\tan \delta$ はこれに接続される負荷のリアクタンス及び損失力率、 E_i は出力電圧、 E_0 は等価電源電圧、 X_0 は等価電源リアクタンスである。

今、発振器出力 W の変動による、出力電圧 E_i の変動を補償する問題を取扱うのであるから、先づ E_i を W の関数として表示する必要がある。簡単のため、 E_p 、 E_0 及び E_i 等が各々実効値を表わすものとする、これは次の様にして求められる。

発振器出力 W は、

$$W = \frac{E_i^2}{|X|} \tan \delta \quad (1)$$

又、出力電圧 E_i と等価電源電圧 E_0 との比は、

$$\frac{E_i}{E_0} = \frac{|X|}{|X+X_0|} \quad (2)$$

ここで、次の仮定を設ける。即ち

仮定 (1)、 X_0 及び X は互に異符号である。

仮定 (2)、常に $|X_0| < |X|$ である。

従って、(2) 式は次の様になる。

$$\frac{E_i}{E_0} = \frac{1}{1 - \frac{|X_0|}{|X|}} \quad (3)$$

(1)、(3) 式から X を消去して

$$E_i^2 \tan \delta - E_i E_0 \tan \delta - W |X_0| = 0 \quad (4)$$

これを E_i について解くと、

$$E_i = \frac{E_0}{2} + \sqrt{\left(\frac{E_0}{2}\right)^2 + \frac{W |X_0|}{\tan \delta}} \doteq E_0 + \frac{W |X_0|}{E_0 \tan \delta} \quad (5)$$

次に、出力変動による陽極交流電圧の変動特性を次の様に直線で近似する。

$$E_p = E_{p0} - a W \quad (6)$$

然して、 $E_0 = E_p / |a|$ であるから、

$$E_0 = \frac{E_{p0} - a W}{|a|} \quad (7)$$

従って、(5) 式に (7) 式を代入し、高次の項を省略して、出力電圧 E_i が次の様に求められる。

$$E_i \doteq \frac{E_{p0}}{|a|} - \frac{a W}{|a|} + \frac{|a| |X_0| W}{E_{p0} \tan \delta} \quad (8)$$

(8) 式に於いて、右辺の第 1 項は出力 W に無関係であり、第 2 項は W の増加による出力電圧 E_i の減少を表わし、第 3 項は X_0 の存在によるこの増加を表わす。

従って、等価電源リアクタンス X_0 を適当に選定して、第2項及び第3項が相殺する様にすれば、出力電圧 E_L は出力 W と無関係に一定値 $E_{p0}/|a|$ となり、変動が補償されるわけである。

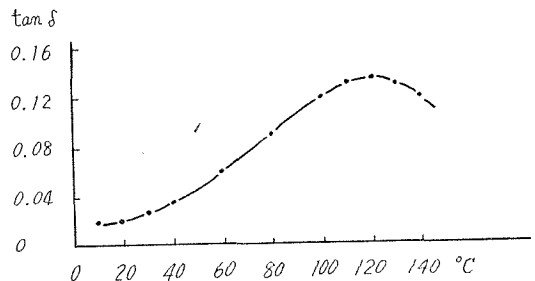
(8)式から、このために必要な等価電源リアクタンス X_0 は次の様に求められる。

$$|X_0| = \frac{aE_{p0} \tan \delta}{|a|^2} \quad (9)$$

但し、 X_0 の符号は仮定(1)から定まる。

(9)式から分る様に、負荷の $\tan \delta$ の変化が激しい場合には、この方法による補償精度は悪くなるが、ビニール熔着の場合における実験では、無負荷から全負荷に到る間の出力電圧の変動は、約3%程度であった。

第3図は27Mcにおけるビニールの温度と $\tan \delta$ の関係を測定したものであるがこの様な $\tan \delta$ の変化にも拘わらず、出力電圧の変動が3%程度であるのは、 E_p の変動が元来15%程度であって比較的小なることと、 W の大なる範囲では $\tan \delta$ の変化が極めて小なることによるのである。



第3図 ビニール $\tan \delta$ の温度特性

同種類の多数の負荷に対して給電する場合には、個々の負荷における $\tan \delta$ の変化が平均され、負荷全体の $\tan \delta$ の変化が減少するため、補償の精度は更に向上するものと考えられる。

(8)式から分る様に、より完全な補償精度が要求される場合には、 $|X_0|$ を $\tan \delta$ に比例して変化する必要があり、そのための自動制御装置が必要である。

4. 給 電 路

給電路は各定電圧点間を結ぶ主給電路と、定電圧点及びアプリケーション間を接続する副給電路とに区分されるが、何れも高周波電力のある区間伝送するのが目的であって、構造としては一般に分布定数線路と集中定数回路を組合せたものとなる。

然して、この際用いられる線路は、負荷変動のために、一般通信の場合と異なり、無反射終端が困難であるから、線路上には定在波を生じ、部分的に電圧及び電流の大なる点ができるばかりでなく、電力伝送効率が低下するから設計には特に注意を要する。

又、本方式の給電路は特殊条件を満足せねばならないから、線路と回路の組合せ方には若干の工夫を要する。

4-1 任意の負荷で終端された線路の電力伝送効率及び電圧電流分布、線路の入出力端における電圧及び電流を各々 $V_1 V_2$ 及び $I_1 I_2$ とし、線路長を l 、減衰定数を α 、位相定数を β とすると、任意のインピーダンスを負荷した線路の電力伝送効率は次の様にして求められる。

$$V_1 = V_1 \quad (10)$$

$$V_2 = \frac{1 + a e^{-j\sigma}}{e^{(\alpha+j\beta)l} + a e^{-j\sigma} e^{-(\alpha+j\beta)l}} \quad (11)$$

$$\bar{I}_1 = \frac{V_1}{Z_0} \frac{e^{(\alpha-j\beta)l} - a e^{j\sigma} e^{-(\alpha-j\beta)l}}{e^{(\alpha-j\beta)l} + a e^{j\sigma} e^{-(\alpha-j\beta)l}} \quad (12)$$

$$\bar{I}_2 = \frac{V_1}{Z_0} \frac{1 - a e^{j\sigma}}{e^{(\alpha-j\beta)l} + a e^{j\sigma} e^{-(\alpha-j\beta)l}} \quad (13)$$

但し

$$\Gamma = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} = a e^{-j\sigma} \quad (14)$$

であって、 Γ は負荷端における反射係数、 Z_0 は線路の特性インピーダンス、 Z_l は負荷インピーダンスである。

従って、入力端から流入する実効電力 $\text{Re}(V_1 \bar{I}_1)$ は次の様に求められる。

$$\text{Re}(V_1 \bar{I}_1) = \frac{V_1^2}{Z_0} \frac{e^{2\alpha l} - a^2 e^{-2\alpha l}}{e^{2\alpha l} + a^2 e^{-2\alpha l} + 2a \cos(2\beta l + \sigma)} \quad (15)$$

又、出力端から流出する実効電力 $\text{Re}(V_2 \bar{I}_2)$ は次の通りである。

$$\text{Re}(V_2 \bar{I}_2) = \frac{V_1^2}{Z_0} \frac{1 - a^2}{e^{2\alpha l} + a^2 e^{-2\alpha l} + 2a \cos(2\beta l + \sigma)} \quad (16)$$

従って、(15)、(16)式から、電力伝送効率 η は次の様に求められる。

$$\eta = \frac{\text{Re}(V_2 \bar{I}_2)}{\text{Re}(V_1 \bar{I}_1)} = \frac{1 - a^2}{e^{2\alpha l} - a^2 e^{-2\alpha l}} \quad (17)$$

即ち、線路の電力伝送効率は、線路長、線路の減衰定数及び負荷端における反射係数の絶対値のみによって定まり、反射係数の位相角には無関係である。

又、(14)、(17)式において、 $Z_l l$ 及び a を一定と考え、 η を Z_0 について微分すると次の様になる。

$$\frac{d\eta}{dZ_0} = \frac{e^{-2\alpha l} - e^{2\alpha l}}{(e^{2\alpha l} - a^2 e^{-2\alpha l})^2} \frac{4R_l \{Z_0^2 - (R_l^2 + X_l^2)\}}{\{R_l^2 + Z_0^2 + 2R_l Z_0 + X_l^2\}} \quad (18)$$

但し

$$Z_l = R_l + jX_l$$

これから、負荷インピーダンス、線路長及び線路の減衰定数が与えられた場合、最大の伝送効率を与える特性インピーダンスは負荷インピーダンスの絶対値に等しいことが分る。又、減衰定数を規定する代わりに、例えば、同軸線路の外部導体の内径が与えられたような場合には特性インピーダンスによって減衰定数が増加するため、最大効率を与える特性インピーダンスは次の関係を満足しなければならない。

$$\frac{d\eta}{dZ_0} = \frac{\partial\eta}{\partial a} \frac{da}{dZ_0} + \frac{\partial\eta}{\partial \alpha} \frac{d\alpha}{dZ_0} = 0 \quad (19)$$

即ち、最大の効率を与える特性インピーダンスは、最小の減衰定数を与える値と、反射係数の絶対値を最小にする値つまり負荷インピーダンスの絶対値との丁度中間の値になるわけである。

次に、線路上の各点における電圧及び電流の振幅であるが、これ等は、簡単な計算から各々次の様に求められる。

$$|V| = V_1 \sqrt{\frac{1+a^2+2a \cos(2\beta y+\sigma)}{1+a^2+2a \cos(2\beta l+\sigma)}} \quad (20)$$

$$|I| = \frac{V_1}{Z_0} \sqrt{\frac{1+a^2-2a \cos(2\beta y+\sigma)}{1+a^2+2a \cos(2\beta l+\sigma)}} \quad (21)$$

但し、 y は負荷端からの距離である。

従って、各々の最大値は次の様になる。

$$|V|_{\max} = V_1 \sqrt{\frac{1+a^2+2a}{1+a^2+2a \cos(2\beta l+\sigma)}} \quad (22)$$

$$|I|_{\max} = |V|_{\max}/Z_0 \quad (23)$$

特に $l=\lambda/2$ の時には

$$|V|_{\max} = V_1 \sqrt{\frac{1+a^2+2a}{1+a^2+2a \cos \sigma}} \quad (24)$$

第1表は、ビニール熔着用1KW及び2KWのプレスに、種々の同軸線路（内外導体：銅、

第1表 $\lambda/2$ 同軸線路の数値例

r_1 (cm)	r_2 (cm)	r_2/r_1	z_0 (Ω)	α (1/m)	a^2	η (%)	$ V _{\max}$ (V)	$ I _{\max}$ (A)	負 荷 (KW)	備 考
0.223	1.0	4.48	60.0	0.989×10^{-3}	0.816	93.1	1510	25.2	2	$\frac{\partial\eta}{\partial a} \frac{d\alpha}{dZ_0} = 0$
0.278	"	3.6	51.1	0.972	0.801	93.7	1341	26.2	"	
0.309	"	3.24	47.0	0.976	0.795	93.8	1271	27.0	"	
0.350	"	2.86	42.0	0.993	0.788	94.0	1165	27.7	"	
0.417	"	2.4	35.0	1.05	0.780	93.8	1052	30.1	"	
0.457	"	2.19	31.4	1.10	0.779	93.5	995	31.7	"	$\frac{\partial\eta}{\partial a} \frac{d\alpha}{dZ_0} = 0$
0.607	"	1.65	20.2	1.433	0.797	91.0	833	41.7	"	
0.139	0.5	3.6	51.1	1.924	0.801	88.1	1341	26.2	2	$\frac{\partial\eta}{\partial a} \frac{d\alpha}{dZ_0} = 0$
0.139	0.5	3.6	51.1	1.924	0.783	89.1	946	18.5	1	$\frac{\partial\eta}{\partial a} \frac{d\alpha}{dZ_0} = 0$
0.278	1.0	3.6	51.1	0.972	0.783	94.0	946	18.5	1	$\frac{\partial\eta}{\partial a} \frac{d\alpha}{dZ_0} = 0$

絶縁：ポリエチレン，外部導体内半径： r_2 ，内部導体外半径： r_1) を経て給電した場合の数値例である。

但し，同波数は 27.12 Mc，線路長は管内波長の 1/2，3.84 m とし，1 KW プレスの負荷は $R_t=7.8 \Omega$ ， $X_t=62.3 \Omega$ ， $|Z_t|=62.8 \Omega$ ，2 KW プレスの負荷は， $R_t=3.9 \Omega$ ， $X_t=31.2 \Omega$ ， $|Z_t|=31.4 \Omega$ とした。なをこの負荷の値は各々熔着面積 20 cm² 及び 40 cm²，厚さ 0.5 mm のビニールシート 2 枚の熔着において，熔着温度を 140°C，圧縮率を 20% とした時の値である。又， V_1 は 706 V， I_1 は 1 KW の時 11.3 A，2 KW の時 16.0 A である。

第 1 表から分る様に，外部導体の内径を一定に保ち，内部導体の外径を種々変化した場合最大の伝送効率を与える特性インピーダンスの値は，確かに，負荷インピーダンスの絶対値と最小の減衰定数を与える値との中間にあり，しかもこの間に於ける効率の変化は比較的少なく 0.5% 程度である。

又，同一の線路に 1 KW 及び 2 KW の負荷を接続した場合の効率の変化も比較的小であって 1% 程度であり，電圧及び電流の最大値も，實際上問題となる程大ではない。

又，線路の寸法と効率の関係も，一応がまんでくる程度の値であると考ええる。

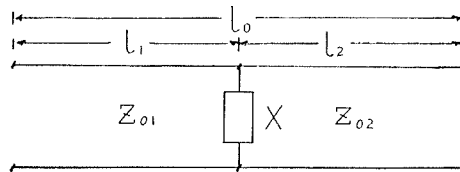
4-2 給電路の構成，主給電路は，基本となる定電圧点に接続して，順次，他の定電圧点を得ることを目的とするものであるから，先づ $B=0$ の条件を満足し，且つ与えられた電圧変換比を持つものでなければならない。

前述の $\lambda/2$ 線路はこの代表的なものであるが，電圧変換比が -1 以外にできないこと，及び線路長が使用波長によって定まり，変更の自由が殆んど無いこと，等のため使用上に制限がある。

これに反し，線路に適当な集中定数素子を組合わせた給電路は，与えられた任意の線路長任意の特性インピーダンス及び任意の電圧変換比を持ち，且つ $B=0$ の条件を満足することができる。

第 4 図，第 5 図，第 6 図，第 7 図，第 8 図及び第 9 図は，このための代表的回路構成及びその 4 端子定数を示すものである。

これから，線路（同軸の場合には材料，外部導体の寸法，線路長，等），電圧変換比 $1/A$ ， $B=0$ ，及び伝送効率最大，等の条件を与えて，各定数を決定することができる。



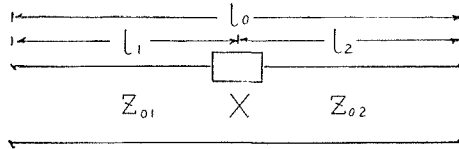
第 4 図 給 電 路 (2)

$$A = \cos 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \cos 2\pi \frac{l_2}{\lambda} - \frac{Z_{o1}}{Z_{o2}} \sin 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin 2\pi \frac{l_2}{\lambda}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{Z_{01}}{X} \sin 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \cos 2\pi \frac{l_2}{\lambda} \\
B & = j \left(Z_{01} \sin 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \cos 2\pi \frac{l_2}{\lambda} + Z_{02} \cos 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin 2\pi \frac{l_2}{\lambda} \right. \\
& \quad \left. + \frac{Z_{01}Z_{02}}{X} \sin 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin 2\pi \frac{l_2}{\lambda} \right) \\
C & = j \left(\frac{1}{Z_{01}} \sin 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \cos 2\pi \frac{l_2}{\lambda} + \frac{1}{Z_{02}} \cos 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin 2\pi \frac{l_2}{\lambda} \right. \\
& \quad \left. - \frac{1}{X} \cos 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \cos 2\pi \frac{l_2}{\lambda} \right) \\
D & = \cos 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \cos 2\pi \frac{l_2}{\lambda} - \frac{Z_{02}}{Z_{01}} \sin 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin 2\pi \frac{l_2}{\lambda} \\
& \quad + \frac{1}{X} Z_{02} \cos 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin 2\pi \frac{l_2}{\lambda}
\end{aligned}$$

$l_1=l_2=l$, $Z_{01}=Z_{02}=Z_0$ の場合

$$\begin{aligned}
A & = 1 - \left(2 \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} - \frac{Z_0}{X} \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} \right) \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} \\
B & = jZ_0 \left(2 \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} + \frac{Z_0}{X} \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} \right) \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} \\
C & = j \frac{1}{Z_0} \left(2 \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} - \frac{Z_0}{X} \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} \right) \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} \\
D & = 1 - \left(2 \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} - \frac{Z_0}{X} \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} \right) \sin 2\pi \frac{l}{\lambda}
\end{aligned}$$



第5図 給 電 路 (2)

$$\begin{aligned}
A & = \cos 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \cos 2\pi \frac{l_2}{\lambda} - \frac{Z_{01}}{Z_{02}} \sin 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin 2\pi \frac{l_2}{\lambda} \\
& \quad - \frac{X}{Z_{02}} \cos 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin 2\pi \frac{l_2}{\lambda} \\
B & = j \left(Z_{01} \sin 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \cos 2\pi \frac{l_2}{\lambda} + Z_{02} \cos 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin 2\pi \frac{l_2}{\lambda} \right. \\
& \quad \left. + X \cos 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \cos 2\pi \frac{l_2}{\lambda} \right) \\
C & = j \left(\frac{1}{Z_{01}} \sin 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \cos 2\pi \frac{l_2}{\lambda} + \frac{1}{Z_{02}} \cos 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin 2\pi \frac{l_2}{\lambda} \right. \\
& \quad \left. - \frac{X}{Z_{01}Z_{02}} \sin 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin 2\pi \frac{l_2}{\lambda} \right)
\end{aligned}$$

$$D = \cos 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \cos 2\pi \frac{l_2}{\lambda} - \frac{Z_{02}}{Z_{01}} \sin 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \sin 2\pi \frac{l_2}{\lambda} \\ - \frac{X}{Z_{01}} \sin 2\pi \frac{l_1}{\lambda} \cos 2\pi \frac{l_2}{\lambda}$$

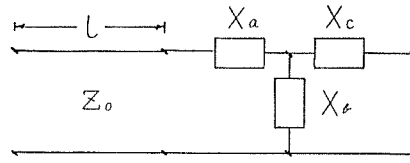
$l_1=l_2=l$, $Z_{01}=Z_{02}=Z_0$ の場合

$$A = 1 - \left(2 \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} + \frac{X}{Z_0} \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} \right) \sin 2\pi \frac{l}{\lambda}$$

$$B = jZ_0 \left(2 \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} + \frac{X}{Z_0} \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} \right) \cos 2\pi \frac{l}{\lambda}$$

$$C = j \frac{1}{Z_0} \left(2 \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} - \frac{X}{Z_0} \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} \right) \sin 2\pi \frac{l}{\lambda}$$

$$D = 1 - \left(2 \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} + \frac{X}{Z_0} \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} \right) \sin 2\pi \frac{l}{\lambda}$$



第6図 給電路 (3)

$$A = \left(1 + \frac{X_a}{X_b} \right) \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} + \frac{Z_0}{X_b} \sin 2\pi \frac{l}{\lambda}$$

$$B = j \left\{ \left(X_a + X_c + \frac{X_a X_c}{X_b} \right) \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} + \left(1 + \frac{X_c}{X_b} \right) Z_0 \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} \right\}$$

$$C = j \left\{ \left(1 + \frac{X_a}{X_b} \right) \frac{1}{Z_0} \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} - \frac{1}{X_b} \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} \right\}$$

$$D = \left(1 + \frac{X_c}{X_b} \right) \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} - \frac{1}{Z_0} \left(X_a X_c + \frac{X_a X_c}{X_b} \right) \sin 2\pi \frac{l}{\lambda}$$

$X_a=0$ の場合

$$A = \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} + \frac{Z_0}{X_b} \sin 2\pi \frac{l}{\lambda}$$

$$B = j \left\{ X_c \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} + \left(1 + \frac{X_c}{X_b} \right) Z_0 \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} \right\}$$

$$C = j \left\{ \frac{1}{Z_0} \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} - \frac{1}{X_b} \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} \right\}$$

$$D = \left(1 + \frac{X_c}{X_b} \right) \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} - \frac{X_c}{Z_0} \sin 2\pi \frac{l}{\lambda}$$

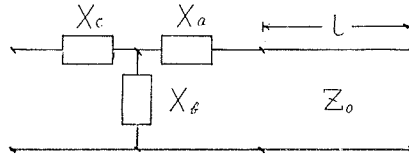
$X_c=0$, $X_b=\infty$ の場合

$$A = \cos 2\pi \frac{l}{\lambda}$$

$$B = j \left\{ X_a \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} + Z_0 \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} \right\}$$

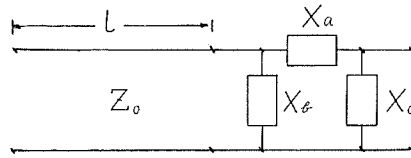
$$C = j \frac{1}{Z_0} \sin 2\pi \frac{l}{\lambda}$$

$$D = \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} - \frac{X_a}{Z_0} \sin 2\pi \frac{l}{\lambda}$$



第7図 給 電 路 (4)

この場合の4端子定数は、第6図の場合において、 A と D を交換したものに等しい。



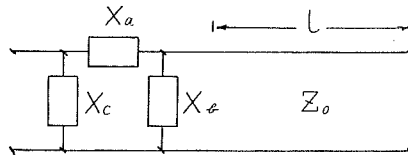
第8図 給 電 路 (5)

$$A = \left(1 + \frac{X_a}{X_c} \right) \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} + \left(\frac{X_a + X_b + X_c}{X_b X_c} \right) Z_0 \sin 2\pi \frac{l}{\lambda}$$

$$B = j \left\{ X_a \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} + \left(1 + \frac{X_a}{X_b} \right) Z_0 \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} \right\}$$

$$C = -j \left\{ \left(\frac{X_a + X_b + X_c}{X_b X_c} \right) \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} - \left(1 + \frac{X_a}{X_c} \right) \frac{1}{Z_0} \sin 2\pi \frac{l}{\lambda} \right\}$$

$$D = \left(1 + \frac{X_c}{X_b} \right) \cos 2\pi \frac{l}{\lambda} - \frac{X_a}{Z_0} \sin 2\pi \frac{l}{\lambda}$$



第9図 給 電 路 (6)

この場合の4端子定数は、第8図の場合において、 A と D を交換したものに等しい。

この様にしてできた給電路の入力端又は出力端に、適当なりアクタンス素子を並列接続することによって、電圧変換比 $1/A$ 及び $B=0$ の条件に全く影響を及ぼすことなく、 $C=0$ の条件を同時に満足させることができる (付録2参照)。これは一種の理想変成器であって、無負荷時 (終端開放時) において定電圧点から流入する無効電力が零となるため、増設又は撤去に際

して、周波数その他に影響を及ぼさない利点がある。

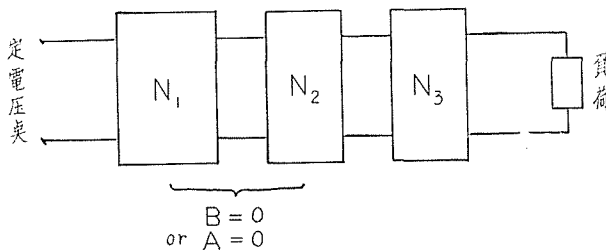
次に副給電路であるが、これは常にアプリケーション部分の回路と共に考慮すべき性質のものであるが、基本的に次の2種の取扱い方が考えられる。即ち、その1つは主給電路と全く同様にして構成する方法であり、他の1つは、主給電路の場合の電圧変換比 $1/A$ の代わりに電圧電流変換比 $1/B$ を与え、 $B=0$ の代わりに $A=0$ 、 $C=0$ の代わりに $D=0$ の条件を各々与えるものである(付録2参照)。 $A=0$ 及び $D=0$ の条件を同時に満足する回路は、矢張り、無負荷時(終端短絡時)において、入力インピーダンスが無限大となり、定電圧点から流入する無効電力が零となるため、好都合である。

従って、第4図から第9図までに示した回路は、副給電路としても、矢張り、代表的なものである。

5. アプリケータ

アプリケーションは、各定電圧点から、副給電路を経て高周波電力を受け、負荷即ち被加熱物に対してこの電力を供給する部分である。従って、この部分の回路構成は、副給電路を含めて発振器における出力4端子網(発振管の陽極及び陰極を入力端とし、負荷端を出力端とする4端子網)のそれと大差ないのであるが、ただ、負荷を自由に断続するためのスイッチ又はスイッチ回路を持たねばならない点が異なっている。

第10図はこの一般的回路構成を示すものであるが、 N_1 は副給電路、 N_2 はスイッチ又はスイッチ回路、 N_3 は任意の等価電源インピーダンス又はアドミッタンスを与える直列素子又は並列素子である。それ故 N_1 及び N_2 は両者合せて $A=0$ 又は $B=0$ の条件を満し、更に、無負荷時においては、スイッチ又はスイッチ回路の断続に無関係に、定電圧点から見た入力インピーダンスが無限大であることが望ましいのである。



第10図 アプリケータの構成

第11図及び第12図は、ビニール熔着用アプリケーションの構成例であるが、素子の定数を適当に選定するならば、任意の線路に対して、上記の要求を充分満足させることができる。

第11図のアプリケーションの様に、 N_2 として普通のスイッチを用いる場合には、商用周波数の電力応用に比べ、負荷の力率が一般に甚だ悪いので、かなり大容量のものがことになる。第12図に示すアプリケーションは、この欠点を除去するため、相互誘導結合回路を用いてその結合係

数を変化する様にしたものである。

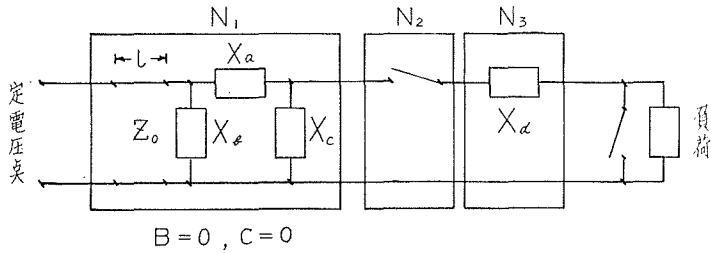
リアクタンス素子によるスイッチ機構は、この他種々のものが考えられるが、特に上述のものは、1) 無負荷状態で操作した場合、定電圧点から流入する無効電力を常に零にすることができる、2) 操作中、等価電源電圧のみが変化して、等価電源インピーダンスが変化しない。3) 負荷の遮断が完全に行なえる、等の点で極めて秀れている。

今、 L_1 及び L_2 に生ずる無効電力を $I_m\{P_1\}$ 及び $I_m\{P_2\}$ とし、等価電源電圧を E_0 、負荷電流を I_t 、結合係数を k とすると、次の関係が容易に導かれる。

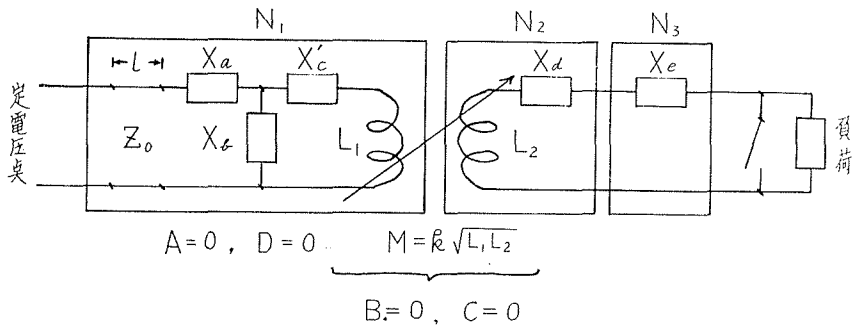
$$E_0 I_t = k \sqrt{I_m\{P_1\} \cdot I_m\{P_2\}} \tag{25}$$

即ち、 k が大なる程、又 $I_m\{P_1\}$ 及び $I_m\{P_2\}$ の値が近い程、回路損失を減少できるわけである。 k が大なることは又遮断特性を良くする意味からも好都合である。

第11図及び第12図において、負荷端に設けた短絡スイッチは、近接するアプリーケータによって負荷端に誘起する電圧を除去するためのものであって、2~3の経験から必要性を痛感している。



第11図 ビニール熔着用アプリーケータ (1)



第12図 ビニール熔着用アプリーケータ (2)

6. 結 言

以上、筆者の提案する高周波電力の新しい給電方式に関し、基本となる考え方、及びこれを実現するための方法等について述べた。

従来方式に比べ、本方式の利点をあげると次の通りである。即ち

1) 多数の小型発振器の代わりに、極く少数の大型発振器を準備すれば良く、保守が容易になる。

2) 発振器の設備容量は、所要尖頭電力によって決まる故、負荷の所要電力の変化が比較的激しい高周波加熱の応用においては、同時に給電する負荷の数が増す程、全所要電力の平均値と尖頭値の比が大となり、発振器の利用率が向上する。

3) 作業工程により、任意台数のアプリケーションに高周波電力を分配できるため、工程の変更が容易である。

4) 単位出力当りの設備費、消耗費、管理費、及び床面積等が減少する。

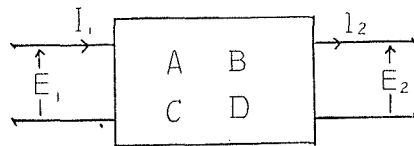
5) 発振器の台数が少なくすむので、発振器相互の干渉による電波妨害が減少する。等である。

本方式は考案してから未だ日浅く、現在尚試験的实施の段階であるが、本質的に上述の様な種々の利点があるため、将来大いに進展すべきものとする。

最後に、本研究に関し御指導頂いた、工学部長浅見義弘教授、電子工学科黒部貞一教授、精密工学科三浦良一教授に対し、又種々議論して頂いた精電舎電子工業株式会社社長数永清氏に対し、又御世話頂いた教室の方々に対し厚く御礼申上げる次第である。

付 録 1.

付-1 図に示す様に、線型の任意の4端子網において、4端子定数を $ABCD$ 、入出力端子に於ける電圧を E_1, E_2 、電流を I_1, I_2 とすると、周知の通り (付-1) 式の関係が成立する。



付-1 図

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= AE_2 + BI_2 \\ I_1 &= CE_2 + DI_2 \end{aligned} \right\} \quad (\text{付-1})$$

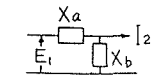
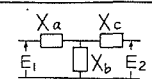
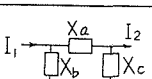
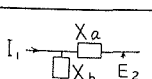
従って4定数 $ABCD$ の内何れか1つ又はそれ以上の定数が零である様な特別の場合には、この4端子網の出力電圧又は電流は、負荷の変化に関係なく、単に入力電圧又は電流によってのみ規定されることになる。即ちこの回路の入力端に定電圧又は定電流の電源を接続したとすれば、出力電圧又は出力電流は負荷の変化と無関係に一定となり、零でない他の定数によって定まる或る値を取るのである。付-1 表はこれ等の関係を示している。ここで回路の特徴の覧は回路条件の覧から直ちに導かれるものであって、互に全く等価である。 Z_{1f} , Z_{1s} は出力端を開放又は短絡して入力端から見たインピーダンスであり、 Z_{2f} , Z_{2s} は入力端を開放又は短絡して出力端から見たインピーダンスである。

付-1表 特殊回路

回路条件	回路の特徴	変換特性	回路の名称
$A = 0$	$Z_{1f} = 0, Z_{2s} = \infty$	$I_2 = \frac{E_1}{B}$	定電圧電流変換回路
$B = 0$	$Z_{1s} = 0, Z_{2s} = 0$	$E_2 = \frac{E_1}{A}$	定電圧変換回路
$C = 0$	$Z_{1f} = \infty, Z_{2f} = \infty$	$I_2 = \frac{I_1}{D}$	定電流変換回路
$D = 0$	$Z_{1s} = \infty, Z_{2f} = 0$	$E_2 = \frac{I_1}{C}$	定電流電圧変換回路

4端子定数 $ABCD$ は回路の型、素子定数及び周波数が与えられると定まる定数であるから、回路がリアクタンス素子のみによって構成される場合には、これ等の条件は容易に実現されるのであって、最も簡単な回路の例を付-2表に示す。

付-2表 特殊回路の代表例

回路条件	回路の型	素子定数の関係	変換特性	線路	変換特性
$A = 0$		$X_a + X_b = 0$	$I_2 = -jE_1/X_a$	$l = \lambda/4$	$I_2 = -jE_1/Z_0$
$B = 0$		$X_a X_b + X_b X_c + X_c X_a = 0$	$E_2 = E_1 X_b / (X_a + X_b)$	$l = \lambda/2$	$E_2 = -E_1$
$C = 0$		$X_a + X_b + X_c = 0$	$I_2 = I_1 X_b / (X_a + X_b)$	$l = \lambda/2$	$I_2 = -I_1$
$D = 0$		$X_a + X_b = 0$	$E_2 = jI_1 X_b$	$l = \lambda/4$	$E_2 = -jI_1 Z_0$

但し l は線路長、 Z_0 は特性インピーダンスである。

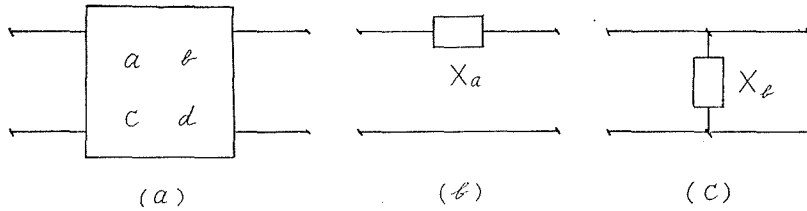
定電圧変換回路を縦続接続してできた回路は、矢張り、定電圧変換回路であり、定電流変換回路を縦続接続してできた回路は又定電流変換回路である。一般にこれ等の回路条件を満足する簡単な回路を適当に組合せることにより、種々の回路条件を満足するより複雑な回路を合成することができる。

付 録 2.

任意のリアクタンス4端子網(4端子定数 $abcd$) の入力端又は出力端に、適当な値のリアクタンス素子 X_a 又は X_b を直列又は並列に接続することによって、付録1で述べた特殊条

件を満足する回路が容易に得られる。

今、付-2図を参照して、合成されてできた回路の4端子定数を $ABCD$ とすると、各々の関係がある。



付-2図 特殊回路の合成

(a)の回路の出力端に、(b)の回路を縦続接続した場合

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & jX_a \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & ajX_a + b \\ c & cjX_a + d \end{bmatrix} \quad (\text{付-2})$$

(a)の回路の出力端に、(c)の回路を縦続接続した場合

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{jX_b} & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a + \frac{b}{jX_b} & b \\ c + \frac{d}{jX_b} & d \end{bmatrix} \quad (\text{付-3})$$

(a)の回路の入力端に、(b)の回路を縦続接続した場合

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & jX_a \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a + cjX_a & b + dX_a \\ c & d \end{bmatrix} \quad (\text{付-4})$$

(a)の回路の入力端に、(c)の回路を縦続接続した場合

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{jX_b} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ c + \frac{a}{jX_b} & d + \frac{b}{jX_b} \end{bmatrix} \quad (\text{付-5})$$

然して、リアクタンス4端子網であるから、 ad は実数であり、 bc は純虚数である。それ故、任意のリアクタンス4端子網の出力端に、適当なりアクタンス素子 X_a を直列に接続して、 $B=0$ 又は $D=0$ の回路が得られ、又適当なりアクタンス素子 X_b を並列に接続して、 $A=0$ 又は $C=0$ の回路が得られるわけである。

付 録 3.

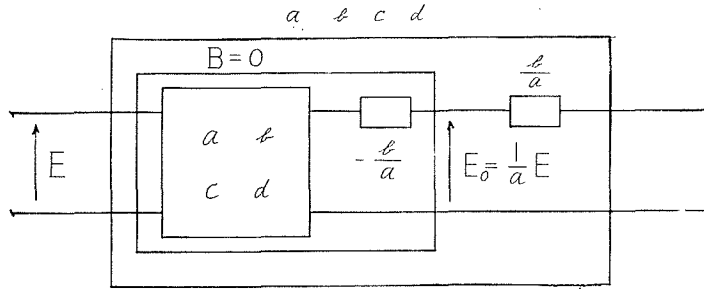
付-2図(b)に於いて、 $jX_a = -\frac{b}{a}$ とすると、(付-2)式から次の関係を得る。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{b}{a} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & 0 \\ c & -\frac{bc}{a} + d \end{bmatrix} \quad (\text{付-6})$$

又、 $jX_a = \frac{b}{a}$ とすると、同様に次の関係を得る。

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{b}{a} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \quad (\text{付-7})$$

従って、任意の4端子網(4端子定数 $a b c d$)は、付-3図の様に表示できるわけである。



付-3図 任意4端子網の等価回路

文 献

- 1) 浅見・黒部・田川： High-KVA 共振器を用いた電力発振器の解析と設計. 電波技術審議会資料, 3-1-2, 昭和34年8月.
- 2) W. Burkhartsmaier: Frequenzkonstanthaltung und Oberwellenunterdrückung bei Hochfrequenzwärme-Generatoren. Telefunken-Zeitung Jg. 29 Heft 111, 1956-3.
- 3) J. Verstraten: Frequency Stability of R.F. Heating Generators. Electronic Application 18, No. 3, 1958-8.
- 4) 田川・数永: 高周波加熱用電源に適する新しい発振回路. 電気4学会連合大会予稿, 昭和35年7月.
- 5) 黒部・田川: AFC装置を付した高周波電源の設計. 電気4学会連合大会予稿, 昭和33年4月.
- 6) 黒部: 高周波応用電源における負荷問題. 最新の高周波応用(第3集), 昭和29年4月.