分布定数線路を用いた高周波誘導加熱システムの 負荷変動時の電力伝送特性と特性改善

正 員 清 水 敏 久 (富士電機総研)

正 員 木 村 軍 司 (東京都立大)

正 員 塩 谷 巳律雄 (東京都立大)

Power Transmission Characteristics on Load Fluctuation and their Improvements of a High Frequency Induction Heating System Using the Distributed Constant Line

Toshihisa Shimizu, Member (Fuji Electric Corporate R & D Ltd.), Gunji Kimura, Member,
Mitsuo Shioya, Member (Tokyo Metropolitan University)

In order to improve the characteristics of high-frequency power supply from an inverter to a resonance load circuit, the authors have been studying a system, consisting of a voltage-fed type inverter, a $1/4$ wave-length distributed constant line, and a parallel resonance load circuit, as a new induction heating system. This paper describes a theoretical study performed on the power transmission characteristics of the whole system including the power transmission line, against load fluctuations occurring as conditions of the heated object change.

Our study has clarified, first, differences as well as problems in characteristics between the case where the inverter operating frequency is kept constant, and the case where inverter operating frequency follows the load resonance frequency. Second, it has been confirmed that power transmission characteristics can be always kept optimum under optimum load conditions, given by improved impedance characteristics of the load circuit against load fluctuations. Finally, we have introduced a new even-number parallel resonance circuit method as a method of approximately realizing a circuit having such characteristics, analyzed the operating characteristics of this circuit method, and confirmed the usefulness of this method.

キーワード：分布定数線路，高周波インバータ，高周波誘導加熱，電伝送特性

1. ま え が き

パワー MOSFET や SIT などの高速スイッチング素子の普及により，数十 kHz～数 MHz の各種高周波インバータやその応用例が多数報告されている。特に，負荷回路自体が共振回路を構成する高周波誘導加熱システムは代表的な共振形高周波インバータで，従来から（電圧形インバータと直列共振回路）方式，（電流形インバータと並列共振回路）方式およびその

他多くの回路方式が提案されている^{(1)～(4)}。

著者らは，これまでインバータから共振負荷回路に高周波電力を供給する際の電力伝送特性の改善に着目した新しい誘導加熱システムとして，電圧形インバータと $1/4$ 波長分布定数線路および並列共振負荷回路からなる方式について検討を行ってきた^{(5)～(8)}。本方式の特長は，

- (i) インバータ回路と共振負荷回路との間の配線に伴うインダクタンス成分の影響を低減して，

高周波電力を供給できる。

- (ii) インバータと共振回路とのインピーダンス整合が可能である。
- (iii) 分布定数線路として、可とう性のある同軸線路などを用いれば、インバータ部と加熱部との距離が長い場合や、加熱部が移動する場合などにも容易に対応が可能である。

などがあげられる。ところで、被加熱物の温度上昇に伴って生じる負荷回路の共振周波数などの変化に対しては、インバータの動作周波数をこれに追従させる手法が従来から一般的に用いられてきた^{(9)~(11)}。しかしながら、このような動作周波数の変化に対して、インバータ回路と負荷回路の接続配線などを含めたシステム全体を通しての電力伝送特性の検討結果はほとんど見られない。

著者らは、さきに提案した1/4波長分布定数線路を接続線路とする高周波インバータシステムの負荷変動に対する電力伝送特性についての解明を行った。本論文では、まず1/4波長線路を用いたインバータ誘導加熱システムの負荷変動時に、インバータの動作周波数を常に一定に保った場合、および共振周波数に追従させた場合との動作特性上の相違ならびに問題点を明らかにした。次に、負荷変動に対して負荷回路自体のインピーダンス特性を改良して最適負荷条件を与え、伝送効率などの特性を常に最良の状態に保持できることを示し、更にこのような特性をもつ実回路を近似的に実現する方法として、新たに偶数次並列共振回路法を導出してその動作特性の解析を行い、かつその有効性を明らかにした。

2. 主回路構成と動作原理

〈2・1〉 主回路構成 図1は本システムの主回路構成で、インバータ部はスイッチング素子にパワーMOSFETを用いた方形波出力の電圧形インバータ(1.5 MHz, 1 kW)で、負荷回路は誘導加熱用ワークコイル(L_T, R_T)と共振コンデンサ(C_T)とからなる並列 L - C 共振負荷回路およびその偶数次高調波成分

で共振する並列 L - C 共振回路($L_{G(n)}, C_{G(n)}, R_{G(n)}$)で構成される。更に、インバータ部と負荷回路との間は、伝搬波長の1/4の長さをもった分布定数線路 L (特性インピーダンス $Z_0=50\Omega$, 波長短縮率 $=0.6667$)を接続して高周波電力の伝送を行わせる。なお、インバータは並列 L - C 共振負荷回路の共振周波数、またはその近傍の出力周波数で変換動作を行う。

〈2・2〉 1/4波長分布定数線路の導入 並列 L - C 共振負荷回路の共振周波数(f_r)におけるインピーダンス $\dot{Z}_{L(1)}$ 、およびその奇数次高調波周波数(nf_r)におけるインピーダンス $\dot{Z}_{L(n)}$ は、(1)~(2)式で表される⁽⁶⁾。

$$\dot{Z}_{L(1)} = R_{L(1)} + jX_{L(1)} \quad \dots\dots\dots (1)$$

ただし、

$$R_{L(1)} = Q_T \sqrt{L_T/C_T}, \quad X_{L(1)} = -\sqrt{L_T/C_T}$$

$$\dot{Z}_{L(n)} = R_{L(n)} + jX_{L(n)} \quad \dots\dots\dots (2)$$

ただし、

$$R_{L(n)} = Z_T / (n^4 Q_T^2) \approx 0$$

$$Z_T = L_T / (C_T R_T)$$

$$X_{L(n)} = -1 / (n \omega_T C_T) = X_{L(1)} / n$$

$$n = 3, 5, 7, 9 \dots$$

このような負荷に電圧形インバータを直接接続すると、出力電流はほとんど高調波成分で占められ、電力伝送効率の低下をもたらすなどの問題を生じていた。そこで著者らは図1に示すように、インバータと並列 L - C 共振負荷回路との間を伝搬波長の1/4の長さで特性インピーダンス Z_0 をもつ分布定数線路(これを $\lambda/4$ 長線路と呼ぶ)で接続する方法を提案した(ただし、 $L_{G(n)}, R_{G(n)}, C_{G(n)}$ を含まない)。この方法によれば、線路とインバータとの接続点、すなわち送電端における基本波インピーダンス $\dot{Z}_{S(1)}$ および高調波インピーダンス $\dot{Z}_{S(n)}$ は、(3)~(4)式で表される値に変換されるので⁽⁶⁾、出力電流に含まれる基本波電流成分をほぼそのままに維持しつつ、高調波電流成分のみを著しく減少させることができる。

$$\dot{Z}_{S(1)} \approx Z_0^2 / R_{L(1)} \quad \dots\dots\dots (3)$$

図1 主回路構成
Fig. 1. Main circuit construction.

$$\dot{Z}_{S(n)} \doteq nQ_T Z \omega^2 / R_{L(1)} \cdots \cdots (4)$$

ところで、インバータと負荷回路のみで構成された従来の誘導加熱システムに関しては、負荷変動などに対する動作特性の検討結果が報告されている⁽⁹⁾。しかし、本方式のように、その特性が伝搬波長や負荷インピーダンスに依存する分布定数線路を電力伝送手段として用いた本方式については、まだ検討が行われていない。以下では、負荷変動時における本システムの動作特性についての解析、および特性改善のための理論的検討を行っている。

3. 負荷変動時の動作特性

〈3・1〉 負荷変動パラメータと特性の評価 誘導加熱では、被加熱物の温度上昇などにより、ワークコイルのインダクタンス成分 (L_T) および抵抗成分 (R_T) の値が変化する。このような負荷変動を下記の三種類のパラメータを用いて表現する。すなわち、

(i) ワークコイルの Quality Factor (Q_T)

$$Q_T = \omega_T L_T / R_T \cdots \cdots (5)$$

(ii) 負荷変動前の共振周波数 (f_T) と変動後の共振周波数 (f_T^*) との比 (ξ_1 および ξ_2): インバータの動作周波数 f_i を負荷変動前の共振周波数 f_T に固定した場合 (すなわち $f_i = f_T$),

$$\xi_1 = f_T^* / f_T = f_T^* / f_i \cdots \cdots (6)$$

f_i を負荷変動後の共振周波数 f_T^* に追従させた場合 (すなわち $f_i = f_T^*$),

$$\xi_2 = f_T^* / f_T = f_i / f_T \cdots \cdots (7)$$

更に、上記各パラメータの変動に対する本システムの特性を評価するため、次の各定義式で表されるインバータ出力電流波形のひずみ率 (K) と電力の伝送効率 (η)⁽¹²⁾ とを検討する。

$$K = \frac{\sqrt{\sum_{n=3}^{\infty} |\dot{I}_{S(n)}|^2}}{|\dot{I}_{S(1)}|} \doteq \frac{\sqrt{\sum_{n=3}^{n_{\max}} |\dot{I}_{S(n)}|^2}}{|\dot{I}_{S(1)}|} \cdots \cdots (8)$$

$$\eta = P_r / P_s \times 100 \% \cdots \cdots (9)$$

ただし、

$$\begin{aligned} P_s &= \sum_{n=1}^{\infty} |\dot{V}_{S(n)}| |\dot{I}_{S(n)}| \cos \phi_{S(n)} \\ &\doteq \sum_{n=1}^{n_{\max}} |\dot{V}_{S(n)}| |\dot{I}_{S(n)}| \cos \phi_{S(n)} \\ &\quad (\text{送電端電力}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_r &= \sum_{n=1}^{\infty} |\dot{V}_{r(n)}| |\dot{I}_{r(n)}| \cos \phi_{S(n)} \\ &\doteq \sum_{n=1}^{n_{\max}} |\dot{V}_{r(n)}| |\dot{I}_{r(n)}| \cos \phi_{r(n)} \\ &\quad (\text{受電端電力}) \end{aligned}$$

$$(n=1, 3, 5, 7, 9 \cdots n_{\max})$$

$n_{\max}$: 計算上で考慮した高調波次数の最大値

〈3・2〉 分布定数線路の送・受電端における電圧・電流 本システムの電力伝送に用いられる分布定数線路の特性方程式および受電端での境界条件は、それぞれ次の(10), (11)式および(12)式で表される。

$$\begin{aligned} \dot{V}_{S(n)} &= \dot{V}_{r(n)} \cosh \gamma_n X_T + Z_W \dot{I}_{r(n)} \sinh \gamma_n X_T \\ &\cdots \cdots (10) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_{S(n)} &= Z_W^{-1} \dot{V}_{r(n)} \sinh \gamma_n X_T + \dot{I}_{r(n)} \cosh \gamma_n X_T \\ &\cdots \cdots (11) \end{aligned}$$

ただし、 $\gamma_n = \alpha_n + j\beta_n$, α_n : n 次高調波成分の減衰定数, β_n : n 次高調波成分の位相定数, Z_W : 線路の特性インピーダンス, X_T : $\lambda/4$ 長線路の長さ

$$\dot{V}_{r(n)} = \dot{Z}_{L(n)} \dot{I}_{r(n)} \cdots \cdots (12)$$

また、送電端の電圧・電流は、図2の等価回路を用いて計算され、基本波および n 次高調波成分に対する送電端インピーダンス $\dot{Z}_{S(n)}$ は(13)式となる。

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{S(n)} &= \frac{Z_W \dot{Z}_{L(n)} \cosh \gamma_n X_T + Z_W^2 \sinh \gamma_n X_T}{Z_W \cosh \gamma_n X_T + \dot{Z}_{L(n)} \sinh \gamma_n X_T} \\ &\cdots \cdots (13) \end{aligned}$$

更に、インバータ出力電圧 (方形波) E_d の n 次高調波電圧実効値 $E_{d(n)}$, ならびにインバータの内部インピーダンス $\dot{Z}_{G(n)}$ は、それぞれ

$$E_{d(n)} = 2\sqrt{2} E_d / n\pi \cdots \cdots (14)$$

および

$$\dot{Z}_{G(n)} = R_{G(n)} + jX_{G(n)} \cdots \cdots (15)$$

で表される。

これから、送電端電圧 $\dot{V}_s$ および電流 $\dot{I}_s$ は、

$$\dot{V}_s = \sum_{n=1}^{\infty} \dot{V}_{S(n)} \doteq \sum_{n=1}^{n_{\max}} \dot{V}_{S(n)} \cdots \cdots (16)$$

$$\dot{I}_s = \sum_{n=1}^{\infty} \dot{I}_{S(n)} \doteq \sum_{n=1}^{n_{\max}} \dot{I}_{S(n)} \cdots \cdots (17)$$

で与えられる (詳細は付録参照)。

一方、受電端電圧 $\dot{V}_r$ および電流 $\dot{I}_r$ も前述と同様に求められ、(18), (19)式を得る。

図2 等価回路

Fig. 2. Equivalent circuit.

$$\dot{V}_r = \sum_{n=1}^{\infty} \dot{V}_{r(n)} \doteq \sum_{n=1}^{n_{\max}} \dot{V}_{r(n)} \dots\dots\dots (18)$$

$$\dot{I}_r = \sum_{n=1}^{\infty} \dot{I}_{r(n)} \doteq \sum_{n=1}^{n_{\max}} \dot{I}_{r(n)} \dots\dots\dots (19)$$

〈3・3〉 負荷変動とひずみ率の関係 図3は周波数比 ξ_1 に対するひずみ率 K の特性を示しているが、負荷回路の共振周波数 (f_r) がインバータの動作周波数 (f_i) と一致しているとき、すなわち $\xi_1=1$ で、しかも $\lambda/4$ 長線路の長さ (X_r) が、 f_r の $1/4$ 波長と一致した条件で K が最小となる。また、 $\xi_1=1$ から遠ざかるにつれて、図3に示すパラメータ Q_r に関して K は0.01近傍の値から0.1ないし0.3程度まで増加する傾向を表している。この現象は次のように説明される。すなわち、インバータの動作周波数 f_i は一定で、その基本波成分がもつ伝搬波長の $1/4$ の長さは実際の伝送線路長と常に等しい値を保って動作している。この場合、図4に示すように送電端での高調波インピーダンス $\dot{Z}_{s(3)}$, $\dot{Z}_{s(5)}$, $\dot{Z}_{s(7)}$ はほとんど低下せず、従って特定の高調波電流が突出して増加することはない。一方、基本波インピーダンス $\dot{Z}_{s(1)}$ については、 $\xi_1=1$ から遠ざかるにつれて、負荷回路が変動前の並列共振

図3 ひずみ率特性

Fig. 3. Characteristics of distortion factor K vs. ξ_1 .

図4 送電端インピーダンス特性

Fig. 4. Characteristics of sending impedance vs. ξ_1 .

状態から外れて、負荷インピーダンス $\dot{Z}_{L(1)}$ が低下するのに対して、(3)式から明らかなように、送電端インピーダンス $\dot{Z}_{s(1)}$ は増加していく。以上の結果、高調波電流値が増加しないにもかかわらず、基本波電流値が相対的に減少するためひずみ率 K が増大することになる。

次に、パラメータ Q_r の影響については共振点 ($\xi_1=1$) の近傍で、 Q_r が大きいほどひずみ率 K は小さいが、共振点から遠ざかるにつれて Q_r の影響は小さくなり、それぞれの特性がもつ K の値の差は、ほとんどなくなる傾向を示す。共振点近傍では、(1)式で表される共振負荷回路の基本波インピーダンス $\dot{Z}_{L(1)}$ が支配的な大きさをもっているから、送電端基本波インピーダンス $\dot{Z}_{s(1)}$ は(20)式として近似される。従って、

$$\dot{Z}_{s(1)} \doteq \frac{Z_w^2}{Q_r \sqrt{L_r/C_r} (1-j)} \dots\dots\dots (20)$$

その大きさはほぼ Q_r に反比例して低下するので、これに伴ってひずみ率 K も小さくなる。しかし、基本波インピーダンス $\dot{Z}_{L(1)}$ は、共振点から遠ざかるにつれて、 Q_r の影響が比較的少ないリアクタンス成分が増大するので、ひずみ率 K もまた Q_r の影響を受け

(a : $\xi_1=0.8$ の場合)

(b : $\xi_1=1.17$ の場合) $f_r = 1.45 \text{ MHz}$
 $C_r = 0.0245 \mu\text{F}$
 $X_r = 34.48 \text{ m}$

インバータ周波数一定: ξ_1

図5 インバータ出力電流のシミュレーション波形

Fig. 5. Simulation waveforms of inverter output current.

図 6 ひずみ率特性

Fig. 6. Characteristics of distortion factor K .

にくくなる。図5にインバータ出力電流のシミュレーション波形を示す。これらの波形から ξ_1 が1を中心に増減するにつれて、送電端での基本波インピーダンスが誘導性あるいは容量性へと変化することがわかる。この特性は、電圧形インバータに直接直列 L - C 共振回路を接続した場合の特性と非常によく似ている。

次に、図6は周波数比 ξ_2 に対するひずみ率 K の特性を示したもので、これから次のような結果が推定される。いま、周波数比 $\xi_2=1$ の状態では、先に述べた $\xi_1=1$ と同一の状態を表すから、ひずみ率 K の値もまた同じ値となる。一方、 $\xi_2=1$ から離れて $\xi_2<0.9$ あるいは $\xi_2>1.08$ の範囲になると、ひずみ率 K は、0.3以上へと急激に増加する。これは、インバータの動作周波数が負荷回路の共振周波数の変動に追従して変化し、動作周波数の基本波成分の $1/4$ 波長の長さが、 $\lambda/4$ 長線路の長さ(X_T)と差を生じることによって起きている。すなわち、負荷端が短絡された状態で、 $\lambda/4$ 長線路に生じる固有の多重並列共振周波数と、インバータ自身の出力電圧に含まれている高調波周波数とが不一致になるので、 $\lambda/4$ 長線路はインバータの動作周波数の高調波周波数において、並列共振の状態から外れることになる。そのため、図7に示すように $\xi_2=1$ から遠ざかるほど、インバータ出力周波数の奇数次高調波における送電端インピーダンス $\dot{Z}_{s(3)}$, $\dot{Z}_{s(5)}$, $\dot{Z}_{s(7)}$, ...は次第に低下し、しかも特定の ξ_2 において、その低下が著しい。このような傾向に依存して高調波電流が増大し、従ってひずみ率 K の増加となって現れる。更に図7から、高調波次数が高いほど $\xi_2=1$ の近傍で K の局所的な増加を生ずることが理解できる。

次に Q_T の変化に対しては、 ξ_2 のすべての範囲においてひずみ率 K が Q_T の影響を受ける。これは、次

図 7 送電端インピーダンス特性

Fig. 7. Characteristics of sending impedance.

図 8 インバータ出力電流のシミュレーション波形

Fig. 8. Simulation waveform of inverter output current.

図 9 インバータ出力実測波形

Fig. 9. Experimental waveforms of inverter output waveforms.

のように考えられる。すなわち、並列 L - C 共振回路は常に共振状態に保たれるので、送電端インピーダンス $\dot{Z}_{s(1)}$ は(20)式となり、かつ $\dot{Z}_{G(1)} < \dot{Z}_{s(1)}$ である。そのため、(付1)式で与えられる $|\dot{I}_{s(1)}|$ の大きさは Q_T に依存して変化し、これから与えられる(8)式もその影響を受ける。図8および図9は、 ξ_2 が1.0から1.2へと変化した場合の、インバータ出力電流シミュレーション波形および実測波形を示している。実測波形において、基本波電流の振幅は約3Aに保たれているのに対し、第五調波電流の振幅がほぼ0Aから約3Aに増加している。

〈3・4〉 負荷変動に対する電力伝送効率の特性

図10は負荷変動に対してインバータ動作周波数が固定されている場合、すなわちパラメータ ξ_1 に対する電力伝送効率 η の計算値を示す。図10では、 $\xi_1=1$ において効率 η は最大となり、また1から遠ざかるにつれて次第に低下している。効率が低下する最も大きな原因は力率の低下である。すなわち、図5に関して述べたように、送電端電流は $\xi_1=1$ からずれると進みあるいは遅れ電流になるため、図11に示すように

図10 電力伝送効率特性
Fig. 10. Characteristics of transmission efficiency η .

図11 送受端の有効電力特性
Fig. 11. Characteristics of effective power at sending and receiving ends.

受電端の基本波有効電力の減少が著しくなり、伝送効率の低下をもたらす。しかも、 ξ_1 の値にかかわらず常に一定値を保つ奇数次高調波の送電端有効電力は、受電端には伝送されずに、そのすべてが伝送線路内での損失となるため、特に基本波有効電力が低下する領域では、伝送効率の低下に対する影響度が大きくなる。

また、並列 L - C 共振回路において Q_T が大きいほど、 ξ_1 の変化に対してその力率およびインピーダンスの変化もまた大きいことと対応して、効率低下の割合が大きくなる。更に、 $\xi_1=1$ において、 Q_T に関する η の差は、(21)式で与えられる定在波比 γ 、すなわち

$$\gamma = \left[1 + \left| \frac{\dot{Z}_{L(1)} - Z_W}{\dot{Z}_{L(1)} + Z_W} \right| \right] / \left[1 - \left| \frac{\dot{Z}_{L(1)} - Z_W}{\dot{Z}_{L(1)} + Z_W} \right| \right] \quad (21)$$

の影響を受け、 γ が大きいほど線路内の定在波電圧および電流に伴う損失が増加して、効率 η が低下する⁽¹²⁾。また、最大効率を与える Q_{Tmax} の条件は、(1)、(21)式から近似的に

$$Q_{Tmax} \approx Z_W \sqrt{C_T/L_T} \quad (22)$$

で得られる。

次に、図12は負荷変動に対してインバータ動作周波数を追従変化させたとき、すなわち ξ_2 に対する電力伝送効率 η の特性を示す。 $\xi_2=1$ の場合は、前節で述べた $\xi_1=1$ と同一の状態を表すから、効率 η もまた同じ値である。しかし、動作条件が $\xi_2=1$ から遠ざかると、インバータ動作周波数を常に一定に保った場合と異なり、 $\xi_2=0.9 \sim 1.1$ 程度の变化範囲ではほとんど効率低下は見られない。これは、送電端電流に含まれている基本波成分の力率がほぼ1の状態を維持しているためと考えられる。しかし、その反面 $\xi_2 \approx 0.78, 0.85, 1.18$ など特定値の近くで、局部的に若干大きな効率低下を起こしている。その原因は図7で示したよ

図 12 電力伝送効率特性

Fig. 12. Characteristics of transmission efficiency η .

うに、特定次数の送電端インピーダンスの低下に伴って高調波電流が極端に増大し、これが線路内の損失となって消費されるためである。また、 Q_T の値が異なる場合前節と同様、基本波の定在波比 γ の影響によって基本波電力の伝送損失が変化するが、その一方で ξ_2 が変化してもその基本波電力はほぼ一定に維持されるから、効率特性の様相はその大きさが若干異なるだけで、そのパターンに大きな差異は生じない。

4. ひずみ率 K の改善方法

前章で明らかなように、パラメータ ξ_1 および ξ_2 の方法では、ひずみ率 K の増大あるいは電力伝送効率 η の低下のいずれかが生じる。しかし、種々の条件に基づく電力損失が生じやすい高周波誘導加熱システムにおいては、負荷変動に対して電力伝送効率 η を比較的高く維持できるパラメータ ξ_2 で表される方法は、他の方法に比べて利用価値が高いものと思われる。そこで、パラメータ ξ_2 の方法におけるひずみ率 K の特性改善について検討する。

〈4・1〉 最適負荷特性の算出 その受電端が近似的に短絡状態となる $\lambda/4$ 長線路にあつては、固有の高調波周波数に対してのみ送電端の高調波電流を抑制することが可能であり、従ってインバータの動作周波数が変化すると、これに含まれている高調波電流を一樣に抑制することが困難になることは、既に前章で明らかにされた。そこで、もしも受電端条件として、近似的な短絡条件となるもの以外のインピーダンスが存在するような特性をもたせれば、すべての高調波電流を抑制することが可能であろう。このような条件を満足する受電端インピーダンス特性を最適負荷特性と呼ぶこととし、以下にその特性を算出してみよう。

いま $\lambda/4$ 長線路を、簡単のため無損失（すなわち

$a_n=0$ ）とすれば、

$$\gamma_n X_T = \beta_n \lambda / 4 = n \xi_2 \pi / 2 \quad \dots\dots\dots (23)$$

と表すことができるので、周波数比 ξ_2 における第 n 次高調波成分の送電端インピーダンス $\dot{Z}_{S(n)}$ は、(13) 式を変形してそれぞれ (24)～(27) 式で表すことができる。

$$\dot{Z}_{S(n)} = R_{S(n)} + jX_{S(n)} \quad \dots\dots\dots (24)$$

$$R_{S(n)} = R_{L(n)} / f(\xi_2) \quad \dots\dots\dots (25)$$

$$X_{S(n)} = \frac{X_{L(n)} \{ \cos^2(n \xi_2 \pi / 2) - \sin^2(n \xi_2 \pi / 2) \}}{f(\xi_2)} * \\ * \frac{Z_W \{ 1 - R_{L(n)}^2 + X_{L(n)}^2 Z_W^{-2} \}}{f(\xi_2)} * \\ * \frac{\sin(n \xi_2 \pi / 2) \cos(n \xi_2 \pi / 2)}{f(\xi_2)} \quad \dots\dots\dots (26)$$

$$f(\xi_2) = \{ \cos(n \xi_2 \pi / 2) - X_{L(n)} Z_W^{-1} \sin(n \xi_2 \pi / 2) \}^2 \\ + \{ R_{L(n)} Z_W^{-1} \sin(n \xi_2 \pi / 2) \}^2 \quad \dots\dots\dots (27)$$

これから、 $\dot{Z}_{S(n)}$ の極大値は、その分母式 $f(\xi_2)$ の極小値条件、

$$df(\xi_2)/d\xi_2 = 0 \quad \dots\dots\dots (28)$$

から近似的に求められ、(29) 式で表される条件が得られる。

$$\tan(n \xi_2 \pi) = \frac{2 Z_W X_{L(n)}}{\dot{Z}_{L(n)}^2 - Z_W^2} \quad \dots\dots\dots (29)$$

ただし、 $|\dot{Z}_{L(n)}| = X_{L(n)}$

(29) 式は正接関数であるから、最適負荷インピーダンス $\dot{Z}_{L(n)\text{opt}}$ は (30) および (31) 式で与えられる。すなわち、

(i) $2m - 0.5 < n \xi_2 < 2m + 0.5$ の範囲においては、

$$\dot{Z}_{L(n)\text{opt}} = j \left[\frac{Z_W^2}{g} + \sqrt{\frac{g^2 + 1}{g}} Z_W^2 - R_{L(n)}^2 \right] \quad \dots\dots (30)$$

(ii) $(2m + 1) - 0.5 < n \xi_2 < (2m + 1) + 0.5$ の範囲においては、

$$\dot{Z}_{L(n)\text{opt}} = j \left[\frac{Z_W^2}{g} - \sqrt{\frac{g^2 + 1}{g}} Z_W^2 - R_{L(n)}^2 \right] \quad \dots\dots (31)$$

ただし、 $g = \tan(n \xi_2 \pi)$, $m = 1, 2, 3, \dots$

図 13 は最適負荷インピーダンス $\dot{Z}_{L(n)\text{opt}}$ および送電端インピーダンス $\dot{Z}_{S(n)}$ の計算値を示す。この図において、横軸は λ に等しい伝搬波長をもつ周波数を 1 とした周波数の規格値である。すなわち、横軸の数字は $\xi_2 = 1$ の場合の高調波次数に相当する。例えば $\xi_2 = 1.2$ の場合の第三高調波周波数における最適負荷インピーダンス、および送電端インピーダンスは、 $n \xi_2 = 1.2 \times 3 = 3.6$ の点における $\dot{Z}_{L(n)\text{opt}}$ および $\dot{Z}_{S(n)}$ で与えられる。ところで、 $\dot{Z}_{L(n)\text{opt}}$ はすべての高調波帯域において、送電端インピーダンスを高める働きをする

図 13 最適負荷インピーダンスと送電端インピーダンス特性

Fig. 13. Characteristics of optimum impedance sending impedance.

図 14 ひずみ率特性 (最適負荷時)

Fig. 14. Characteristics of distortion factor K at optimum load impedance.

図 15 電力伝送効率特性 (最適負荷時)

Fig. 15. Characteristics of transmission efficiency η at optimum load impedance.

ことがわかる。一方、図 14 および図 15 に示すように、共振周波数の変動に基づく広範囲な負荷変動に対しても、ひずみ率 K の値は極めて低く、また電力伝送効率 η も高い値を維持できることがわかる。

〈4・2〉 偶数次並列共振回路法の提案 以上述べた最適負荷特性から、次の諸点が指摘される。

(i) $n\xi_2$ が奇数になる周波数の近傍においては、

$\lambda/4$ 長線路が終端短絡に近い状態となるときに、その送電端インピーダンスが最大となる。すなわち、 $\dot{Z}_{L(n)\text{opt}}$ は (29) 式において、 $\dot{Z}_{L(n)} \ll Z_W$ とおくことにより、(32) 式で表される。

$$\dot{Z}_{L(n)\text{opt}} \approx -Z_W \tan(n\xi_2\pi)/2 \ll Z_W \quad \cdots (32)$$

ただし、 $n\xi_2 = 1, 3, 5, 7, \dots$

(ii) $n\xi_2$ は偶数になる周波数の近傍では、(29) 式において、 $\dot{Z}_{L(n)} \gg Z_W$ の条件から (33) 式が求まる。すなわち、(33) 式で与えられる大きさの負荷インピーダンスを接続することにより、 $\lambda/4$ 長線路における送電端インピーダンスの低下を抑制することができる。

$$\dot{Z}_{L(n)\text{opt}} \approx -2Z_W \{\tan(n\xi_2\pi)\} \gg Z_W \quad \cdots (33)$$

ただし、 $n\xi_2 = 2, 4, 6, \dots$

ところで、 $n\xi_2$ が偶数となる周波数においては、

$$\cos(n\pi\xi_2/2) \approx 1, \sin(n\pi\xi_2/2) \approx 0$$

に近似できるので、(24)～(27) 式に示す送電端インピーダンス $\dot{Z}_{S(n)}$ は、(34) 式に示すように受電端インピーダンス $\dot{Z}_{L(n)}$ と等しくなる。

$$\dot{Z}_{S(n)} \approx R_{L(n)} + jX_{L(n)} = \dot{Z}_{L(n)} \quad \cdots (34)$$

すなわち、 $n\xi_2$ が偶数になる周波数では、受電端インピーダンス自体を高インピーダンス化すればよいことを示している。

以上のような諸特性で表される最適負荷特性は、ちょうど偶数次高調波で共振する並列共振回路 $\dot{Z}_{G(n)}(L_{G(n)}, R_{G(n)}, C_{G(n)})$ を、負荷回路と直列に付加した場合 (これを偶数次並列共振回路法と呼ぶ) のインピーダンス特性と、類似の特性をもつことがわかる。ただし、上記の二つの特性ではリアクタンス成分の極性が互いに逆極性であることから (1)、(2) から外れた条件、すなわち $n\xi_2$ が偶数および奇数の整数値の中間の値をとる周波数帯域では、偶数次並列共振回路法による高調波電流の抑制は不可能となる。以上の方法によれば、付加する並列共振回路の共振周波数およびその近傍の周波数に該当する高調波電流についての抑制効果をもつ。

図 16 および図 17 には、偶数次共振周波数として第 6 次、第 8 次、第 10 次を選んだ場合のひずみ率 K および電力伝送効率 η を示す。図によれば、 ξ_2 の変化に伴うひずみ率 K の急激な変化が鈍り、例えば $K < 0.3$ となる範囲は従来の $0.9 < \xi_2 < 1.08$ から $0.81 < \xi_2 < 1.09$ へと拡大される。また、電力伝送効率については従来の $\xi_2 = 0.85 \sim 1.2$ の範囲で現れていた効率低下が除かれて、一様に高い効率が得られる。図 18 にはインバータ出力電流のシミュレーション波形が示されているが、図 8、図 9 に現れている高調波電流成分は

図 16 ひずみ率特性（偶数次並列共振回路法）

Fig. 16. Characteristics of distortion factor K by even-number harmonics parallel resonance method.

図 17 電力伝送効率特性（偶数次並列共振回路法）

Fig. 17. Characteristics of transmission efficiency η by even-number harmonics parallel resonance method.

図 18 インバータ出力電流のシミュレーション波形 (6, 8, 10 次偶数次並列共振回路法, $\xi_1 = 1.2$)

Fig. 18. Simulation waveform of inverter output current by even-number harmonics parallel resonance method ($\xi_1 = 1.2$).

抑制されており、本方式の有効性が確認できる。

5. まとめ

高周波誘導加熱用の並列 L - C 共振負荷回路に効率良く高周波電力を供給できるシステムとして、著者らが先に提案した「 $\lambda/4$ 長線路を負荷側にもつ高周波イ

ンバータシステム」について、負荷変動が生じた場合の電力伝送特性に関する解析を行い、次の結果が得られた。

(1) 負荷変動に伴う共振周波数の変動に対して、インバータの動作周波数を一定に保った場合、インバータ出力電流のひずみ率の値そのものは小さいが、反対に基本波有効電力に関する伝送効率の変化が大きくなる。一方、負荷変動に対してインバータの動作周波数を負荷の共振周波数に追従制御させた場合、インバータ出力電流のひずみ率は、動作周波数を固定させた場合に比べて増大するが、基本波有効電力の伝送効率を高い値に維持できる範囲が拡大されることを明らかにした。

(2) 広範囲な負荷変動に対して、常にインバータ出力電流のひずみ率を小さい値に抑制し、かつ高い電力伝送効率を維持できる、最適負荷条件とその特性について明らかにした。

(3) 最適負荷条件を実現するための偶数次並列共振回路法を理論的に導出し、その電力伝送特性について従来方式との比較を行った。その結果、従来方式より広範囲な負荷変動において、ひずみ率の抑制および電力伝送効率の向上などの効果が得られることを明らかにした。

以上述べた特性改善の方法を実現することによって、種々の用途への適用が可能になるものと思われる。今後は、この点についての検討を行う。

終りに臨み、本研究を進めるに際し、御協力をいただいた富山康明君（現、ソニー）、原田和義君（現、オリンパス工業）ならびに富士電機総合研究所関係各位に対し深く謝意を表します。

（平成元年 7 月 20 日受付、同元年 10 月 25 日再受付）

文 献

- (1) 大森・中岡、他：「誘導加熱調理器用電圧共振 1 石インバータの制御システム」、電学論 D, 107, 487 (昭 62-4)
- (2) 赤木・沢栄、他：「SIT を用いた電流形インバータ・並列共振回路方式の高周波誘導加熱装置」、同上 D, 107, 906 (昭 62-7)
- (3) A. Egawa, et al.: "MOS-FET DC-RF Power Inverter of New Current Fed Type", IECON '88, p. 628 (1988-10)
- (4) 荻原・出崎：「誘導加熱用電源に SIT を用いた適用例と検討について」、第 71 回パワーエレクトロニクス研究会例会資料, p. 392
- (5) 清水・塩谷：「高周波インバータの分布定数線路による電力伝送特性」、電気学会半導体電力交換研資, SPC-85-58 (昭 60)
- (6) 清水・塩谷：「分布定数線路を負荷側を持つ高周波インバータの電力伝送特性」、電学論 D, 107, 231 (昭 62-2)
- (7) T. Shimizu, et al.: "Characteristics of Electric Power Transmission on High Frequency Inverter Having the Distributed Constant Line at Load Side", IECON '88, p. 556 (1989-10)
- (8) 清水・塩谷：「分布定数線路を負荷側を持つ高周波インバータ

- の負荷変動時の電力伝送特性」, 電子情報通信学会技術研報, PE 88-12, p. 83 (昭 63)
- (9) 金・中野, 他:「パワー MOSFET を用いた高速インバータによる高効率誘導加熱適応制御案」, 電学論 D, 107, 1347 (昭 62-11)
- (10) W. E. Frank: "Solid State RF Generators For Induction Heating Applications", *IEEE Trans. Industr. Applic.*, IAS-82, 35 A (1982)
- (11) 清水:「SIT 適用高周波電源装置」, 第 2 回 SI デバイスシンポジウム講演論文集, SID-88-(1)-11, p. 63 (昭 63)
- (12) 武藤・三浦:送配電工学(朝倉電気工学講座 15), p. 98 朝倉書店
- (13) 宇田:新版 無線工学 I 伝送編, p. 85 (昭 39) 丸善

付 録

1. (16), (17) 式の詳細

図 2 の等価回路から, $\dot{V}_{S(n)}$, $\dot{I}_{S(n)}$ は(付 1), (付 2) 式で表される。

$$\dot{I}_{S(n)} = -\frac{E_{d(n)}}{\dot{Z}_{G(n)} + \dot{Z}_{S(n)}} \dots\dots\dots(\text{付 1})$$

$$\dot{V}_{S(n)} = \frac{\dot{Z}_{G(n)} E_{d(n)}}{\dot{Z}_{G(n)} + \dot{Z}_{S(n)}} \dots\dots\dots(\text{付 2})$$

更に, $Z_{S(n)}$ の詳細は, (付 3)~(付 5) 式で表される。

$$\dot{Z}_{S(n)} = R_{S(n)} + jX_{S(n)} \dots\dots\dots(\text{付 3})$$

$$R_{S(n)} = \frac{Z_W^2 R_{L(n)} (\cosh^2 \alpha_n X_T + \sinh^2 \alpha_n X_T)}{(Z_W \cosh \alpha_n X_T + R_{L(n)} \sinh \alpha_n X_T)^2 + X_{L(n)}^2 \cosh^2 \alpha_n X_T} * \\ * \frac{Z_W (Z_W^2 + R_{L(n)}^2 + X_{L(n)}^2) \cosh \alpha_n X_T \sinh \alpha_n X_T}{+ R_{L(n)}^2 \sinh^2 \beta_n X_T - (Z_W \sinh \beta_n X_T + X_{L(n)} \cosh \beta_n X_L)^2} \dots\dots\dots(\text{付 4})$$

$$X_{S(n)} = \frac{Z_W^2 X_{L(n)} (\cos^2 \beta_n X_T - \sin^2 \beta_n X_T)}{(Z_W \cosh \alpha_n X_T + R_{L(n)} \sinh \alpha_n X_T)^2 + X_{L(n)}^2 \cosh^2 \alpha_n X_T} * \\ * \frac{Z_W (Z_W^2 - R_{L(n)}^2 - X_{L(n)}^2) \cos \beta_n X_T \sin \beta_n X_T}{+ R_{L(n)}^2 \sinh^2 \beta_n X_T - (Z_W \sinh \beta_n X_T + X_{L(n)} \cosh \beta_n X_L)^2} \dots\dots\dots(\text{付 5})$$

清 水 敏 久 (正員)

昭和 30 年 11 月 29 日生。55 年 3 月東京都立大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。55 年 4 月富士電機(株)入社。現在, (株)富士電機総合研究所勤務。主として, 無停電電源装置, 高周波応用電源装置の開発に従事。

年 4 月助教授, 現在に至る。電気機械工学講座所属。工学博士。主にパワーエレクトロニクスの研究に従事。

木 村 軍 司 (正員)

昭和 17 年 12 月 8 日生。41 年 3 月東京都立大学工学部電気工学科卒業。同年 4 月同大学工学部勤務, 電気工学科助手。52 年 7 月講師。58

塩 谷 巳 律 雄 (正員)

昭和 4 年 8 月 25 日生。昭和 30 年 3 月東京都立大学工学部電気工学科卒業。37 年 4 月同大学工学部電気工学科講師, 44 年 4 月同助教授, 52 年 4 月同教授, 電気機械工学講座担当。工学博士。主にパワーエレクトロニクスの教育, 研究に従事。IEEE, 電気設備学会会員。