カラーテレビジョン装置における 新高圧安定系の開発とその動作解析

株式会社日立製作所 家電研究所 広田 亮一・明石 吉三
松本 脩三・宮崎 源太郎

カラーテレビジョン装置においてブラウン管のアノードに加える高電圧を安定化するため、従来は高耐圧の真空管を使用していた。しかし、この方式は信頼性が非常に低かったので、リアクタを利用したまったく新しい安定系を開発し、装置の全半導体化を促進した。この安定系は系の低圧側で動作させているため、従来の方式に比較して非常に信頼性が高く、消費電力が少ない等の利点を有している。ここでは、新しく開発した安定系の動作原理、実用回路について述べるとともに等価回路を誘導して動特性を検討した。

1. ま え が き

カラーテレビ装置において、受像管の陽極に加える高圧は、水平帰線期間に水平偏向出力トランジスタのコレクタに生ずるパルスを、水平出力トランス（以下 FBT と略称する）で昇圧し、整流して得ている。しかし、このようにして得た高圧は、負荷電流に対するレギュレーションが充分でないため、カラーテレビ装置においては何らかの方法で安定化する必要がある。

白黒テレビ装置では、高圧を安定化する必要がなく、特にカラーテレビ装置において安定化が必要である理由は次のとおりである。

カラーテレビ装置においては、カラー受像管のビーム電流が大きいうに（1mA 程度で白黒受像管の約5倍）、映像信号は直流再生を行なっているので、平均ビーム電流が画面によって大幅に変動する。

このため、受像管の陽極に加える高圧を安定化しないと、ビーム電流の変化によって高圧が大幅に変わり、ラスタの振幅変化、コンバーゼンスずれ、ホーカスぼけなど、望ましくない現象を起こしてしまう。

このような高圧変動を防ぐために、従来の真空管式カラーテレビ装置においては、通常、高圧出力に並列に高耐圧の真空管を用いて高圧を安定化するシャントレギュレーター方式を使用していた。

しかし、このシャントレギュレーター方式は、次のような重大な欠点がある。

- (1) 発熱量が多くスペースをとる。
- (2) 寿命が短い。
- (3) X線を放射する。

したがって、カラーテレビ装置を半導体化するにあたって、シャントレギュレーター方式にとってかわる新しい高圧安定方式が必要となった。

筆者らは、そのひとつの方式として、先に示した欠点を改善した新しい高圧安定方式を開発した¹⁾。この方式は、FBT の低圧側に可飽和リアクタを使用し、高圧の変化に応じて、このリアクタのインダクタンスを変化させて、高圧を安定化する方式である（以下、この方式をリアクタ制御方式と称する）。

したがって、この方式は従来のシャントレギュレーター方式のように、安定化にともなう熱損失はほとんどなく、しかも安定で信頼性が高く、X線の放射もないという特長を有している。

ここでは、この方式の原理、実際に適用した回路について述べ、さらに、この方式の線形回路素子のみで構成される等価回路を誘導して、動特性を解析し、制御系の安定性を理論的に検討した。

なお、従来のシャントレギュレーター方式にとってかわるべき他の方式として、FBT の低圧側に並列に接続される容量を等価的に変化させる方式がリアクタ制御方式の文献¹⁾より1年遅れて発表され²⁾、実用化されている。しかし、この容量を変化させる方式は、受像管内の電極

"Development and Analysis of New High Voltage Regulation System for Color Television Device" by Ryoichi Hirota, Kichizō Akashi, Shūzō Matsumoto and Gentarō Miyazaki. (Consumer Electronics Laboratory, Hitachi, Ltd., Yokohama). テレビジョン学会方式回路研究委員会発表（昭45.8）

間放電の際、異常電圧を発生する FBT 端子にトランジスタ、ダイオード等の半導体素子を接続するため、リアクタ方式のような高い信頼性を得ることは困難である。また、使用するトランジスタは、高耐圧の電力トランジスタを必要とするため、コストの面でも不利と考えられる。

2. リアクタ制御方式の概要

2.1 動作原理

図1は本方式による高圧安定制御方式の原理を説明する図で、水平偏向コイルに並列にインダクタンス可変の制御リアクタが接続されており、高圧変動に応じてこのインダクタンスの値を変化させて高圧を安定化することが基本原理である。

図1で TR は水平出力トランジスタ、 D_1 はダンパダイオード、 C は共振コンデンサ、 L_y は水平偏向コイル、 D_2 は高圧整流用ダイオード、 L_x は高圧制御並列リアクタ、 V_{CC} は電源電圧である。一般に FBT の低圧巻線のインダクタンス L_F は、水平偏向コイル（以下単に DY という）のインダクタンス L_y にくらべ 10 倍程度も大きいから、 L_F は省略して考える。制御リアクタのインダクタンスを L_x とすると、1 次側の全並列インダクタンスは、

$$L_t = \frac{L_x \cdot L_y}{L_x + L_y}$$

である。後に示すように、コレクタパルス電圧の最大値が L_t の平方根に逆比例するから、 L_x を変化させることにより、受像管陽極電圧（以下単に高圧という）を変化させることができる。次にこれを説明する。

(1) 可飽和リアクタのない場合³⁾（従来の高圧偏向回路の場合）

基本回路で L_x が無い場合である。以下、説明を簡単にするため回路の損失は無視する。図2は高圧偏向回路の動作波形で、 i_y は DY に流れる電流、 e_c は水平出力トランジスタのコレクタ電圧波形、 $t_1 \rightarrow t_3$ は走査期間、 $t_3 \rightarrow t_1$ は帰線期間である。走査期間の中央を t_2 とすると

図1 リアクタ制御方式の原理を説明する回路図
Fundamental circuit diagram explaining the principle.

図2 出力回路の動作波形
Operating waveforms of the horizontal output stage.

図3 走査期間の等価回路
Equivalent circuit of scanning period.

図4 帰線期間の等価回路
Equivalent circuit of retrace period.

$t_2 \leq t \leq t_3$ では、水平出力トランジスタ TR は導通する。そのときの等価回路は図3である。したがって、

$$i_y = \frac{V_{CC}}{L_y}(t - t_2) \quad (1)$$

次に $t = t_3$ で、 i_y は最大値 I_{yp} に達する。その値は、

$$I_{yp} = \frac{V_{CC}}{L_y}(t_3 - t_2) = \frac{V_{CC} \cdot T_s}{L_y \cdot 2} \quad (2)$$

ここで T_s は走査期間である。

その後、水平出力トランジスタ TR は遮断状態になり、帰線期間に入る。次に帰線期間の動作を説明する。

コレクタが遮断されると、DY に流れていた電流 i_y は L_y と C で並列共振を生ずる。そのときの等価回路は図4に示す。この帰線期間では近似的に L_y に流れる電流は、

$$i_y \doteq I_{yp} \cos \frac{(t - t_3)}{\sqrt{L_y C}} \quad (3)$$

また、コレクタ電圧 e_c は、

$$e_c \doteq -L_y \frac{di_y}{dt} = I_{yp} \sqrt{\frac{L_y}{C}} \sin \frac{(t - t_3)}{\sqrt{L_y C}} \quad (4)$$

である。共振周期のほぼ 1/4 周期の時点 $t = t_4$ で e_c は最大値を得る。その値を E_{cp} とすれば、

$$E_{cp} = I_{yp} \sqrt{\frac{L_y}{C}} \quad (5)$$

である。さらに I_{yp} に (2) 式を代入すると、

$$E_{cp} = \frac{V_{cc}}{\sqrt{L_y C}} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (6)$$

となる。\$t=t_1'\$ 後、\$i_y\$ の振幅減少とともに負の電圧を発生しようとするが、ダンパーダイオードが導通し、走査期間に移り、DY の両端に電源電圧 \$V_{cc}\$ が加わり、\$i_y\$ は負のピーク値 \$-I_{yp}\$ から 0 まで増加し、水平出力トランジスタが導通し、最初の状態にもどる。

(2) 可飽和リアクタのある場合¹⁾⁴⁾

可飽和リアクタのある場合、2.1 節 (1) 項の \$L_y\$ を \$L_t\$ と考えればよいから、\$L_t\$ に流れる電流のピーク値 \$I_{cp}\$、コレクタピーク電圧 \$E_{cp}\$ は (2)、(6) 式で \$L_y\$ に \$L_t\$ を代入してそれぞれ、

$$I_{cp} = \frac{V_{cc}}{L_t} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (7)$$

$$E_{cp} = \frac{V_{cc}}{\sqrt{L_t C}} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (8)$$

となる。(8) 式はコレクタパルス電圧のピーク値 \$E_{cp}\$ が全並列インダクタンス \$L_t\$ の平方根に逆比例することを示している。いまもし、高圧負荷電流が増加して、高圧が低下したときには、その不足分を補うだけ \$E_{cp}\$ を増加させればよく、そのためには全並列インダクタンス \$L_t\$ を減少させればよい。\$L_t\$ は \$L_x\$ と \$L_y\$ の並列合成値であるから、制御リアクタ \$L_x\$ を減少させることにより、高圧を安定化することができる。

なお、\$L_y\$ と \$L_x\$ は直流電源と水平出力トランジスタのコレクタとの間に並列に接続されているので、\$L_x\$ が変化しても \$L_y\$ に流れる電流は変化せず、したがって、\$L_x\$ の変化はラスタの水平サイズに悪影響を与えることはない。

2.2 実用回路の概要

前節で述べた、制御リアクタのインダクタンスを高圧の変動に応じて変化させる方法は種々考えられる。本節では実用した方式の概略を述べる¹⁾⁴⁾。

実用回路は図 5 に示すように、誤差信号として高圧負荷電流（以下単にビーム電流と略称する）に応じて変化する直流電源電流を利用している。

図 5 リアクタ制御の実用回路

Practically applied system using the regulating reactor.

図 6 制御リアクタの巻線構造
Winding structure of the reactor.

制御リアクタは、フェライトのコアに DC 巻線と AC 巻線を巻いたものである。DC 巻線に流れる電流が増加すると、コアが飽和して、AC 巻線のインダクタンス \$L_x\$ が減少するようになっている。\$C_F\$ は FBT 1 次巻線とアース間の容量、\$C_A\$ は AC 巻線とアース間の容量、\$C_y\$ は S 字補正用容量である。

電源電圧 \$V_{cc}\$ は、チョークコイル \$L_{ch}\$ を介して制御リアクタの DC 巻線に加えられる。ビーム電流が流れて高圧電力が消費されると、この電力を供給するために直流電源から DC 巻線に流込む電源電流が増加する。このため偏向コイルに並列に接続された AC 巻線のインダクタンス \$L_x\$ が減少し、(8) 式で示したように帰線期間のパルス電圧 \$E_{cp}\$ が増加し、ビーム電流を流すことによる高圧の低下を補うように動作し、高圧を安定化している。

なお、制御リアクタは図 6 に示すような巻線構造で、コアの中央の脚に AC 巻線、両側の脚に DC 巻線が巻いてある。両側の DC 巻線は互いに逆相に巻いてあり、AC 巻線と DC 巻線の間の交流的な結合がない状態で、DC 巻線電流の変化によって、AC 巻線のインダクタンスを変化させることができるようにしてある。

実用化した制御リアクタの外観を写真 1 に示す。制御リアクタは DC 巻線に直列に接続するチョークコイルと一体化されている。

写真 1 制御リアクタの外観
Outer view of the reactor.

3. リアクタ制御の静特性

3.1 静特性の一般的考察

高圧回路の静特性（レギュレーション特性）は、図7のように表わすことができる。ビーム電流を流さないときの高圧を E_{HT} とする。リアクタ制御を行わないとき、ビーム電流を I_{HT} だけ流すと高圧は高圧回路が内部抵抗をもつため、 E_{HT} から E_{HT}' に低下する。ここでビーム電流を I_{HT} だけ流したときの高圧 E_{HT}' をリアクタ制御を行なうことによって E_{HT}' から E_{HT}'' まで上昇せるとする。

また、ビーム電流を I_{HT} 流した状態で高圧制御を行わない場合の I_{cp} を I_{cp}' 、 L_i を L_i' とし、リアクタ制御を行なった場合の I_{cp} 、 L_i をそれぞれ I_{cp}'' 、 L_i'' とすると、2章で誘導した(7)、(8)式から容易に次式を得る。

図7 ビーム電流-高圧の静特性（高圧レギュレーション特性）
The high voltage regulation characteristics.

図8 リアクタ制御による高圧、ピーク電流、帰線期間の変化（計算値）
High voltage, peak current of the output transistor and retrace period with the regulating reactor. (calculated value)

$$\frac{E_{HT}''}{E_{HT}'} = \sqrt{\frac{L_i'}{L_i''}} \quad (9)$$

$$\frac{I_{cp}''}{I_{cp}'} = \frac{L_i'}{L_i''} \quad (10)$$

帰線期間 T_r は近似的に(3)式で与えられる周波数によって定まる周期の1/2として求まるので、ビーム電流 I_{HT} を流した状態での非制御時、リアクタ制御時の T_r をそれぞれ T_r' 、 T_r'' とすると、次式を得る。

$$\frac{T_r'}{T_r''} = \sqrt{\frac{L_i'}{L_i''}} \quad (11)$$

L_i を変えたときの(9)、(10)、(11)式の関係を図示すると図8のようになる。同図から、たとえば全並列インダクタンスを L_i' から L_i'' まで減少して $L_i''/L_i' = 0.9$ とすると、高圧 E_{HT} は5%上昇し、コレクタ電流 I_{cp} は10%増加、帰線期間 T_r は5%短くなる。

3.2 実用回路の静特性

図5に示した実用回路のビーム電流-高圧の静特性（高圧レギュレーション特性）を図9に示す。同図には非制御時とリアクタ制御時の両方の静特性を示してある。また同時に、リアクタのDC巻線に誤差信号として流す直流電源電流も示してある。

(1) 非制御時の静特性

図9から非制御時は

ビーム電流0の場合の高圧 $E_{HT} = 20.3(\text{kV})$

ビーム電流1mAの場合の高圧 $E_{HT}' = 16.9(\text{kV})$

非制御時の高圧変化 $E_{HT} - E_{HT}' = 3.4(\text{kV})$

非制御時の高圧内部抵抗 $R_{HTO} = 3.4(\text{M}\Omega)$

(2) 制御リアクタの設計

つぎに、リアクタ制御を行なってビーム電流を流した場合の高圧の変化を抑制する。ビーム電流が増加したとき、制御リアクタのDC巻線に流れる直流電源電流が増加してリアクタが飽和に近づき、AC巻線のインダクタンスが減少する。その結果、ビーム電流1mAのとき、全並列インダクタンスは非制御時の L_i' からリアクタ制

図9 ビーム電流-高圧の静特性（高圧レギュレーション特性）
Typical high voltage regulation characteristics.

御を行なうことにより L_t'' に減少する。これによりビーム電流 1mA のとき高圧は非制御時の E_{HT}' からリアクタ制御を行なうことにより $E_{HT}'' = E_{HT}' \sqrt{L_t''/L_t'}$ まで上昇し、高圧は安定化される。

次に、リアクタ制御を行なうことで、高圧レギュレーションをどの程度まで改善する必要があるかを求める。

ビーム電流が変化すると高圧が変わり、このため画面サイズが変化する。ビーム電流が 0 から最大値まで変わった場合のサイズ変化の許容値は、従来の実績から 5% 程度である。サイズ変化は高圧の平方根に逆比例するので、5% のサイズ変化は高圧の 10% 変化に対応する。したがって、ビーム電流による高圧の変化の許容値は 10% 程度と考える。

図 5 に示した実用回路では、非制御時には、ビーム電流が 0 から 1mA まで変化すると高圧は 20.3 kV から 16.9 kV と約 17% 変化する。そこでリアクタ制御を行なうことによりビーム電流によるサイズ変化を 17% から 10% に改善する。これはビーム電流 1mA のときの高圧を、制御を行なうことにより 1 kV 上昇させ、

ビーム電流 1mA の場合の高圧 $E_{HT}'' = 18$ (kV)
(リアクタ制御時)

になるように制御リアクタを設計することである。

$E_{HT}''/E_{HT}' = 1.06$ であるから、これを実現するための L_t の計算値は図 8 から $L_t''/L_t' = 0.89$ となる。また、同図から $I_{cp}''/I_{cp}' = 1.12$ 、 $T_r''/T_r' = 0.94$ となる。

以上の計算値を表 1 にまとめて示す。なお、同表には次に述べる実測値も同時に示してある。

(3) リアクタ制御時の静特性

前項に示した仕様に基づいて製作したリアクタ制御の実用回路の静特性は図 9 に示してある。同図から、リアクタ制御時は、

ビーム電流 0 の場合の高圧 $E_{HT} = 20.3$ (kV)

ビーム電流 1mA の場合の高圧 $E_{HT}'' = 18.9$ (kV)

リアクタ制御時の高圧変化 $E_{HT} - E_{HT}'' = 1.4$ (kV)

リアクタ制御時の高圧内部抵抗 $R_{HT} = 1.4$ (MΩ)

となり、ビーム電流を 0 から 1mA まで変化したときの高圧変化は 7% 程度であり、高圧回路の静特性 (レギュレーション特性) は実用上、問題とならない程度まで改善されていることがわかる。

表 1 リアクタ制御の計算値と実測値
Comparison between theoretical calculation and experimental results (with the regulating reactor).

	$E_{HT}'' - E_{HT}'$ (kV)	$\frac{E_{HT}''}{E_{HT}'}$	$\frac{L_t''}{L_t'}$	$\frac{I_{cp}''}{I_{cp}'}$	$\frac{T_r''}{T_r'}$
計 算 値	1.0	1.06	0.89	1.12	0.94
実 測 値	2.0	1.12	0.89	1.19	0.96

なお、本リアクタ制御方式は、すでにテレビ装置に実用化されており、高耐圧真空管を使ったシャントレギュレーター方式のような電力消費がなく、良好な制御特性が得られ、信頼度も非常に高いことが実証されつつある。

図 9 から求めた E_{HT} 、また実測した L_t 、 I_{cp} 、 T_r をまとめて表 1 に示す。表 1 には先に求めた計算値も同様に示してある。同表から L_t''/L_t' の計算値と実測値は一致しているにもかかわらず、高圧上昇の実測値は計算値よりもかなり大きくなっている。この理由は次のようであると考えられる。

ビーム電流が 0 のところでは、高圧回路の 3 次高調波条件がほぼ満足されていて、FBT の高圧巻線のリングング電圧が少なく、一方、ビーム電流が 1mA では L_t が変化するので高調波条件がくずれて、リングングを多少生ずる。ここで使用している高圧回路では 3 倍圧整流をしているので、高圧巻線に生ずる FBT パルスの正のピーク、および負のピークを整流している。

リングングを生ずると、FBT パルスの負のピーク値が大きくなるので、高圧が上昇することになる。

以上のような理由で、試作結果の高圧上昇値は計算値より大きくなったと推定される。なお、ビーム電流が 0 のところで 3 次高調波条件を満足させると、ビーム電流が 1mA のところで条件がくずれてリングング電圧を生ずるが、これは FBT パルスの 1/10 以下で、実用上問題は無い。

次に、 I_{cp}''/I_{cp}' の実測値が計算値より数%大きくなっているのは、高圧が上昇するため FBT 自身の損失が増大したためと考えられる。

帰線期間 T_r の計算値は、リアクタ制御を行なうことにより、数%変化するが、実際のビーム電流の変化によっては、次のような理由でほとんど変化しない。

すなわち、非制御時には、ビーム電流が増加すると帰線期間に共振回路の Q が実効的に低下するため T_r は長くなる。ところが、リアクタ制御時にはビーム電流が増大し、 L_t が減少するので T_r は短くなる方向である。そのため、先の Q 低下によって T_r が長くなる要因とがお互いに相殺し、リアクタ制御を行なった場合には、ビーム電流が変化しても帰線期間はほとんど変化しない。

4. 非制御時の動特性

非制御時の高圧回路の動特性を理論的に把握するために等価回路を誘導し、それから計算される値と実測値を比較検討する⁵⁾。

4.1 等価回路の誘導

図 5 において、制御リアクタを省略した高圧偏向系は、次の過程で非制御時の等価回路を作ることができる。

まず、出力トランジスタ、ダンパーダイオード、共振コンデンサは水平周期のスイッチング動作のためのものであるから、図10のようにスイッチに置き換えることができる。ここで R_{HTO} は非制御時にチョークコイルの内部抵抗が0のときの高圧レギュレーション特性から、ビーム電流が ΔI_{HT} 変化したときの高圧の変化を ΔE_{HT} とすると、 $\Delta E_{HT}/\Delta I_{HT}$ として定められた高圧内部抵抗が導入されている。

次に、高圧と FBT 1 次側のコレクタパルスの比（これはほぼ FBT の 2 次巻数と 1 次巻数の比である）を n として、 R_{HTO} 、受像管電極容量 C_o を FBT 1 次側に変換すれば図11となる。 L_b 、 C_s は FBT の漏洩インダクタンス、分布容量を 1 次側に変換したものである。さら

C_o : 受像管電極容量
 R_{HTO} : 直流的の高圧内部抵抗 (非制御)

図10 トランジスタ、ダンパーダイオード、共振コンデンサをスイッチで置き替えた等価回路 (非制御時)
Equivalent circuit of replacing the transistor, the damper diode and the resonating capacitor with a switch. (without the regulating reactor)

図11 FBT の 2 次側を 1 次側に置き替えた等価回路 (非制御時)
Equivalent circuit changing the secondary of the FBT into the primary. (without the regulating reactor)

図12 低周波領域での等価回路 (非制御時)
Equivalent circuit of low frequency. (without the regulating reactor)

図13 最終的等価回路 (非制御時)
Final equivalent circuit. (without the regulating reactor)

に動特性として取扱う周波数は、後に示すように、水平共振周波数に比較して充分低い範囲であるから、FBT の L_b 、 C_s を省略することができる。

この段階で図12の等価回路が考えられる。ここで注意すべきことは、スイッチと整流器である。この等価回路はスイッチングにより生じたフライバックパルスを整流して高圧を出す動作を考慮に入れてあるので、このままでは簡単には扱えない。したがって、次のようにスイッチと整流器の動作を置き換える。

整流器の低圧側は電源電圧で動作し、一方、高圧側はコレクタパルス電圧で動作しているので、整流器の高圧側のインピーダンスをコレクタパルス電圧と電源電圧 V_{CC} の比 m でインピーダンス変換を行なう。その結果、通常の等価回路として図13が得られる。また図13では FBT の低圧巻線のインダクタンス L_f は、DY のインダクタンス L_y にくらべ充分大きいので省略している。

4.2 等価回路による動特性の計算

前節で得られた等価回路が、実際にどの程度説明できるかを吟味するために、この等価回路を用いて非制御時の動特性を計算する。図14のようにループ電流をきめると、回路方程式は次のようになる。図14でダッシュのついている諸元は、FBT の 2 次側から 1 次側に換算したものであることを示している。

$$(L_{DC} + L_y) \frac{di_1}{dt} + (R_{DC} + R_y) i_1 + \frac{1}{C_y} \int i_1 dt - L_y \frac{di_2}{dt} - R_y i_2 - \frac{1}{C_y} \int i_2 dt = V_{CC} \quad (12)$$

$$-L_y \frac{di_1}{dt} - R_y i_1 - \frac{1}{C_y} \int i_1 dt + L_y \frac{di_2}{dt} + (R_y + R_{HTO}') i_2 + \left(\frac{1}{C_y} + \frac{1}{C_o'} \right) \int i_2 dt = \frac{1}{C_o'} \int I' dt \quad (13)$$

$$e_{ht}' = \frac{1}{C_o'} \int (i_2 - I') dt \quad (14)$$

ただし R_{HTO}' 、 C_o' の値は各々 $R_{HTO}/(nm)^2$ 、 $(nm)^2 C_o$ である

図14 非制御時の等価回路
Equivalent circuit without the regulating reactor.

初期条件として

$$i_1(0)=i_2(0)=0 \quad (15)$$

$$\frac{1}{C_y} \int (i_1 - i_2) dt = V_{CC} \quad (16)$$

$$\frac{1}{C_o'} \int i_2 dt = V_{CC} \quad (17)$$

この回路方程式をラプラス変換して e_{ht}' について解けば次式を得る. ここで $E_{HT}'(s) = \mathcal{L}[e_{ht}'(t)]$, $I'(s) = \mathcal{L}[I']$ である.

$$E_{HT}'(s) = - \frac{L_{DC} L_y s^3 + (R_{DC} L_y + R_y L_{DC} + R_{HTO}' L_{DC} + R_{HTO}' L_y) s^2 + (R_y R_{DC} + R_{HTO}' R_{DC} + R_{HTO}' R_y + L_{DC}/C_y) s}{L_{DC} L_y s^4 + (R_{DC} L_y + R_y L_y + R_{HTO}' L_{DC} + R_{HTO}' L_y) s^3 + (R_y R_{DC} + R_{HTO}' R_{DC}/C_y + L_{DC}/C_o' + L_y/C_o') s^2} \cdot \frac{I'(s) + V_{CC}}{C_o' + \frac{V_{CC}}{s}} \quad (18)$$

図5の実用回路において具体的な数値は, $R_{DC} = 13.6 \Omega$, $R_y = 1.8 \Omega$, $n = 25$, $m = 65$ として, $R_{HTO}' = 133 \Omega$ (この値は高圧内部抵抗 $3.4 M\Omega$ に対応する), $L_{DC} = 40 mH$, $L_y = 1.7 mH$, $C_y = 0.68 \mu F$, $C_o' = 29.4 \mu F$ (これは受像管電極容量 $1115 pF$ に対応する) である. ここで R_{HTO}' の値は $R_{DC} = 0$ のときの高圧内部抵抗であるが, R_{DC} は 13.6Ω であり, R_{HTO}' の 133Ω くらべ小さいので, $R_{DC} = 13.6 \Omega$ のときの R_{HTO}' の値で近似した. 以後, 等価回路における R_{HTO}' の値は, ある R_{DC} の高圧制御なしのときの高圧内部抵抗の値とする. これらの値から計算すると $E_{HT}'(s)$ は次のようになる.

$$E_{HT}'(s) = - \frac{(s + 0.67 \times 10^5)}{(s + 0.25 \times 10^3)} \cdot \frac{(s^2 + 1.2 \times 10^4 s + 4.5 \times 10^7)}{(s + 0.66 \times 10^5)(s^2 + 1.2 \times 10^4 s + 4.2 \times 10^7)} \cdot \frac{I'(s) + V_{CC}}{C_o' + \frac{V_{CC}}{s}} \approx - \frac{33 \times 10^3}{(s + 0.25 \times 10^3)} \cdot \frac{I'(s) + V_{CC}}{s} \quad (19)$$

図15 高圧内部抵抗の周波数特性の理論値と実測値の比較 (非制御時)
Comparison between theoretical calculation and experimental results of the high voltage internal resistance versus frequency. (without the regulating reactor)

図16 ステップ応答の理論値と実測値の比較 (非制御時)
Comparison between theoretical calculation and experimental results of the step response. (without the regulating reactor)

$I'(s) - E_{HT}'(s)$ の周波数特性をこの計算式から描けば図15のように, 1次遅れ特性を示し, 200 Hz 程度で高圧内部抵抗は $1/10$ に減少する. したがって, レギュレーションの改善は 200 Hz 以下の低い周波数範囲で考えればよいことがわかる. ビーム電流-高圧のステップ応答を計算すれば図16のようになる. これらの図から実測値と等価回路による計算とはよく一致している.

5. リアクタ制御時の動特性

前章と同じように, リアクタ制御時の動特性を等価回路を誘導して計算し, 実測値との比較検討を行なう⁵⁾.

5.1 等価回路の誘導

前章の等価回路誘導と同じ過程を踏むことによって, リアクタ制御時の等価回路を誘導できるが, リアクタ動作の表現をどのようにするかが問題となる. そこで, 次のように考えて, リアクタ動作を考慮した等価回路を得ることができる.

まず, ビーム電流 I_{HT} が変化するとき, それに応じてリアクタ DC 巻線電流 I_{DC} が変化する (I_{HT} と I_{DC} の間には時間遅れがある). 次に I_{DC} が変化すると, リアクタ AC 巻線のインダクタンスが瞬時に変化する. そしてコレクタパルス電圧が瞬時に変化して高圧低下を補っている.

高圧レギュレーション特性を図17のモデルで考える. ある I_{HT} における非制御時および制御時の高圧を, おのおの E_{HT0} , E_{HT} とし, I_{HT} を ΔI_{HT} 変化させたときの高圧をそれぞれ $E_{HT0} - \Delta E_{HT0}$, $E_{HT} - \Delta E_{HT}$ とする. 非制御時および制御時の高圧内部抵抗をそれぞれ R_{HT0} , R_{HT} とすれば, 制御時の高圧低下分 ΔE_{HT} は,

$$\Delta E_{HT} = R_{HT} \cdot \Delta I_{HT} \quad (20)$$

となる. ここで $R_{HT} = \tan^{-1} \beta$ である. この値はまた次のように書き表わすことができる.

$$\begin{aligned} \Delta E_{HT} &= R_{HT0} \cdot \Delta I_{HT} - (R_{HT0} - R_{HT}) \cdot \Delta I_{HT} \\ &= R_{HT0} \cdot \Delta I_{HT} - K \cdot \Delta I_{HT} \end{aligned} \quad (21)$$

ここで $R_{HT0} = \tan^{-1} \alpha$ である. 上式は次のように言い表わすことができる. 制御時の高圧低下は非制御時の高圧低下 $R_{HT0} \cdot \Delta I_{HT}$ から $K \cdot \Delta I_{HT}$ だけひいた値である.

図 17 高圧レギュレーション特性モデル

Model of the high voltage regulation characteristics.

この $K \cdot I_{HT}$ がリアクタ制御により改善された分である。

また、高圧は前述のように FBT 1 次側の全並列インダクタンスの関数として表わされる。したがって、図 14 に示す等価回路における高圧 e_{ht}' は、

$$e_{ht}' = f(L, I_{DC}) \quad (22)$$

ここで I_{DC} は DC 巻線に流れる電流である。リアクタの動作によって高圧の低下は補なわれ、その大きさ Δ は線形近似をすれば、

$$\Delta = \frac{\partial f}{\partial L} \cdot \frac{\partial L}{\partial I_{DC}} \cdot \Delta I_{DC} = -K' \cdot \Delta I_{DC} \quad (23)$$

となる。以上から、リアクタの動作によって電源電流の変化に比例した大きさだけ高圧低下が補なわれると考えられる。その結果、図 18 の制御時の等価回路が得られる。

ここで新しく導入された定数 K' は、

$$K' = \frac{K}{(mn)^2} \quad (24)$$

で K を 1 次側に換算した値である。

$$\begin{aligned} E_{HT}'(s) = & -\frac{L_{DC}L_y s^3 + (R_{DC}L_y + R_y L_{DC} + R_{HTO}'L_{DC} + R_{HTO}'L_y - K'L_y)s^2}{L_{DC}L_y s^4 + (R_{DC}L_y + R_y L_{DC} + R_{HTO}'L_{DC} + R_{HTO}'L_y - K'L_y)s^3} * \\ & * \frac{(R_y R_{DC} + R_{HTO}'R_{DC} + R_{HTO}'R_y + L_{DC}/C_y - K'R_y)s}{(R_y R_{DC} + R_{HTO}'R_{DC} + R_{HTO}'R_y + L_{DC}/C_y + L_{DC}/C_0' + L_y/C_0' - K'R_y)s^2} * \\ & * \frac{(R_{HTO}' + R_{DC} - K')C_y}{(R_{HTO}'/C_y + R_{DC}/C_y + R_{DC}/C_0' + R_y/C_0' - K'/C_y)s + 1/(C_y \cdot C_0')} \cdot \frac{I'(s)}{C_0'} + \frac{V_{CC}}{s} \end{aligned} \quad (28)$$

となる。 K' に $K = (R_{HTO} - R_{HT}) = (3.4 - 1.4) \times 10^6 \Omega$ を $(mn)^2$ で割って 1 次側に換算した値 76Ω を代入して計算すれば、

$$\begin{aligned} E_{HT}'(s) = & -\frac{(s + 0.141 \times 10^4)}{(s^2 + 1.29 \times 10^3 s + 8.97 \times 10^5)} * \\ & * \frac{(s + 0.145 \times 10^5)(s + 0.516 \times 10^5)}{(s + 0.159 \times 10^5)(s + 0.497 \times 10^5)} \cdot \frac{I'(s)}{C_0'} \\ & + \frac{V_{CC}}{s} \approx -\frac{48.3 \times 10^3 (s + 0.141 \times 10^4)}{s^2 + 1.29 \times 10^3 s + 8.97 \times 10^5} \\ & \times I'(s) + \frac{V_{CC}}{s} \end{aligned} \quad (29)$$

図 18 リアクタ制御時の等価回路
Equivalent circuit with the regulating reactor.

5.2 等価回路による動特性の計算

得られた等価回路を用いて動特性を計算し、実測値と比較検討した。この等価回路のループ電流を図 18 のように定めれば、回路方程式は、

$$\begin{aligned} (L_{DC} + L_y) \frac{di_1}{dt} + (R_{DC} + R_y)i_1 + \frac{1}{C_y} \int i_1 dt \\ - L_y \frac{di_2}{dt} - R_y i_2 - \frac{1}{C_y} \int i_2 dt = V_{CC} \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} -L_y \frac{di_1}{dt} - R_y i_1 - \frac{1}{C_y} \int i_1 dt + L_y \frac{di_2}{dt} \\ + (R_y + R_{HTO}')i_2 + \left(\frac{1}{C_y} + \frac{1}{C_0'}\right) \int i_2 dt \\ = \frac{1}{C_0'} \int I' dt + K' i_1 \end{aligned} \quad (26)$$

$$e_{ht}' = \frac{1}{C_0'} \int (i_2 - I') dt \quad (27)$$

となる。初期条件は 4.2 節と同じである。これをラプラス変換して $E_{HT}'(s)$ について解けば、

となる。上式から計算される周波数特性、ステップ応答はそれぞれ図 19、図 20 のようになる。実測値と計算値は多少異なっている。この原因として、等価回路の導入で FBT 3 次高調波を何ら考慮していないこと、リアクタの動作を DC 巻線電流に比例した電圧上昇で代表し、リアクタの非直線性を考慮していないこと等が考えられる。しかし、この等価回路は完全なものではないが、実際の現象を良く説明できると考えられる。

5.3 等価回路による動特性の考察

いままで述べたように、等価回路から計算値は実測値

図 19 高圧内部抵抗の周波数特性の計算値と実測値の比較 (リアクタ制御時)

Comparison between theoretical calculation and experimental results of the high voltage internal resistance versus frequency. (with the regulating reactor)

図 20 ステップ応答の計算値と実測値の比較 (リアクタ制御時)

Comparison between theoretical calculation and experimental results of the step response. (with the regulating reactor)

とはほぼ一致することがわかった。この等価回路はかなり複雑なので、各回路定数が高圧の過渡特性にどう影響を及ぼしているかわかりにくい。そこで、DY 枝路のインピーダンスは他の枝路のインピーダンスに比較して考えている周波数範囲で大きいので省略して考える。その結果、図 18 の等価回路は図 21 のように簡単なものとなる。ここで図 18 の等価電圧源 $K'I_{DC}$ は DY 枝路を省略した結果、 $-K'$ の負性抵抗となる。

この等価回路から $E_{HT}'(s)$ を計算すると、

$$E_{HT}'(s) = \frac{L_{DC}s + (R_{HTO}' - K')}{L_{DC}s^2 + (R_{HTO}' - K')s + (1/C_0')} \cdot \frac{I'(s) + \frac{V_{CC}}{s}}{C_0'} \quad (30)$$

図 21 簡略化した制御時の等価回路
Simplified equivalent circuit with the regulating reactor.

となる。この等価回路から次のことがわかる。

(1) 振動性と安定性について

(30)式から高圧は

$$(R_{HTO}' - K')^2 - \frac{4L_{DC}}{C_0'} < 0 \quad (31)$$

のとき振動解となる。また安定限界は、

$$R_{HTO}' - K' = 0 \quad (32)$$

のときである。以上から、制御時の高圧内部抵抗を必要以上に小さくしすぎると高圧は振動しやすくなり、その値が 0 以下となると不安定になることがわかる。

(2) 高圧の過渡応答に関しては、高圧内部抵抗が大きく関係している。したがって、応答時間については総合性能で最適点を選定する必要がある。

6. む す び

カラーテレビ装置の高圧を、可飽和リアクタを用いて安定化する、まったく新しい方式 (本文ではリアクタ制御と略称している) の動作原理、実用回路、動特性について述べた。リアクタ制御方式は、可飽和リアクタを使用して水平出力トランスの低圧側で高圧を安定化するため、従来の高耐圧真空管を用いて高圧側で制御するシャントレギュレーター方式にくらべ、電力消費が少なく、信頼度が非常に高い。

また、動特性を解析するため、等価回路を誘導した。その結果、レギュレーション特性を必要以上に改善すると、過渡応答が振動的になりやすい。したがって、レギュレーションの改善の程度については、総合性能で最適点を選定する必要がある。

最後に、日頃ご指導いただく日立製作所、家電研究所須藤卓郎所長、宇佐美襄副所長に感謝いたします。

(昭和 46 年 4 月 12 日受付)

【参 考 文 献】

- 1) 広田, 松本, 藤島, 宮崎: 可飽和リアクタを用いた新高圧安定回路, テレビ全大予 (1969)
- 2) 山田ほか: テレビジョン高圧制御回路, テレビ全大予 (1970)
- 3) W.F. Dietz: A Horizontal Sawtooth Current and High Voltage Generator for Magnetically Deflected Kinescope, IEEE Trans., **RTB-9**, 2, Nov. (1968)
- 4) R. Hirota, G. Miyazaki and T. Fujishima: New High Voltage Regulation Systems for All Solid-State Color Television Receivers, IEEE Trans., **BTR-16**, May (1970)
- 5) K. Akashi, R. Hirota and G. Miyazaki: Analysis of New High Voltage Regulation System for All Solid-state Color Television Receivers, 回路とシステム理論に関する京都国際会議予稿集 (1970.9)