

全固体電子化 UHF 3W TV サテライト装置

All Solid State UHF 3W Television Translator

坂本昇造*
Shôzô Sakamoto

石川莞爾**
Kanji Ishikawa

尾田鴻一郎**
Kôichirô Oda

要 旨

TVサテライト局の置局数の増加と高周波高出力半導体技術の発達につれ装置の固体化が可能となった。本文ではアップコンバータに対する解析を行ない、入出力インピーダンス、変換能率および変換利得を求め、実測値と対比しながら得られた結果について述べ、あわせてポンピング電力の能率および放熱について論じ、装置がきわめて良質の性能を持つことを述べている。

1. 緒 言

昭和38年5月、従来のVHF帯に加えて新しくUHF帯のチャンネルが割り当てられ、さらに昭和39年には、従来のチャンネルプランではカバーされない小さな難視聴地区を改善するために“小電力テレビジョン中継放送局の免許方針”が決定され、UHF帯では10W以下のサテライト局が多数設置され、視聴できる範囲が95%に及んでいる。さらに視聴率を上げていくためには、小都市を対象とした小電力のサテライト局の建設を進めていく必要がある。またこれらの局が山間の交通不便な場所に設置されるため、装置は信頼度の高い、保守運用に便利なものでなければならない。これらの点から全固体化が強く要望されるようになった。これに呼応して高周波、高出力の固体化素子の開発が急速に進み、高能率の増幅逡倍および周波数変換が可能となった。われわれはこれらの固体化素子を用い、UHF帯出力3Wのサテライト装置の研究開発を行ない、これを製品化した。本装置は十分にディレーティングされた半導体の採用により、従来の装置と比較しはるかに高い信頼度が期待される。

2. サテライト装置の構成と固体化の問題点

本装置では、保守の合理化および量産化などの観点からプラグインユニット化し、従来の標準化サテライト装置⁽¹⁾との互換性を考慮した。図1は本装置の構成を示したものである。

今回の製品化においては進行波管方式のUHF 10Wサテライト装置を基体として出発したが、そのポイントとして次の諸点があげられる。

- (a) 受信部のプリント化
- (b) 周波数変換部の高能率化
- (c) 効果的な放熱の設計

などである。以下に上記の各問題点について述べることにする。

3. 受信部のプリント化

VHF回路のプリント化における問題点はプリント板の残留インダクタンスおよび漂遊容量がVHFに対し無視できなくなる点である。特にアースポイント間の電位差が大きくなり、発振そのほかの不安定現象を起こしやすい点にある。しかし最近高周波損失の少ない、誘電率の低い良質なプリント基板ができ、プリント板の表裏を貫通して銅ハクを付着させるスルーホール加工技術が普

及されてきたため、両面プリントを用い、できるだけ銅ハク部分を多くして残留インダクタンス、漂遊容量を減少させ、また図2に示すようなパターン改良を行なうことにより解決している。このような加工技術の進歩と、パターンの改良によってVHFのプリント化が可能となり品質の均一性がよりいっそう高まるとともに、量産化をさらに容易にした。

4. 周波数変換部の高能率化(以下アップコンバータと呼ぶ)

UHF帯で定格出力を3Wとする場合には、映像、音声の電力比が4:1であるので合成電圧のピーク値は定格出力電力の2.25倍に達し、したがって単信号における飽和出力は7W程度必要である。このためには現段階ではバラクタを用いたアップコンバータによるのが最も適当であると考え、この方式を採用した。いまアップコンバータの変換損失を3dBと仮定し、出力フィルタの通過損失を考慮すると局発増幅器の出力は16~18W必要となり、変換損失が増加

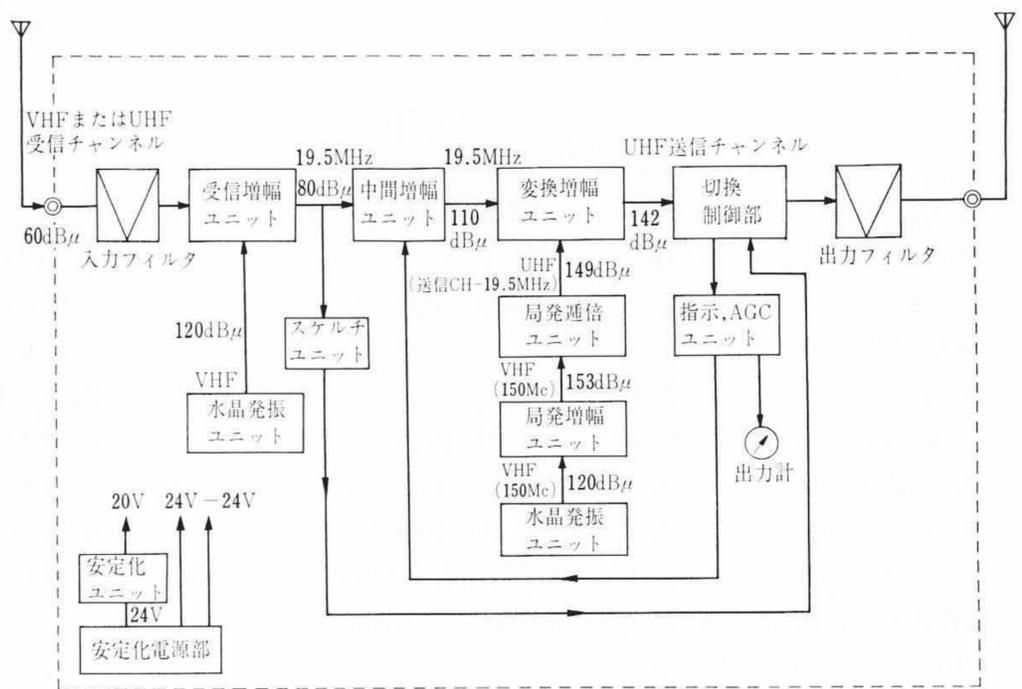
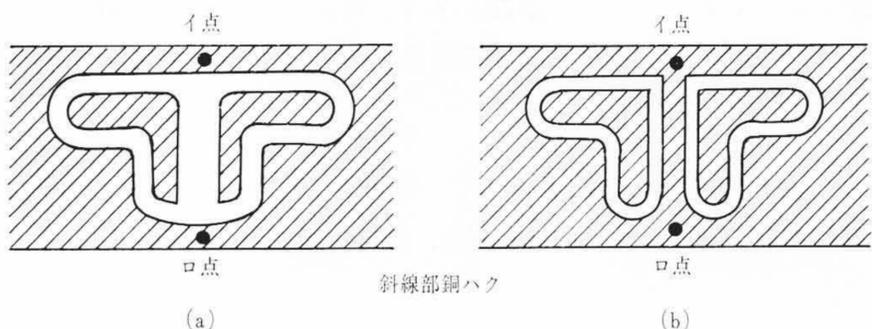


図1 全固体化3W UHF サテライト装置の構成



(b)のほうが(a)よりもイ、ロ点間の電位差が小さい

図2 パターン図

* 日立製作所通信機事業部
** 日立電子株式会社

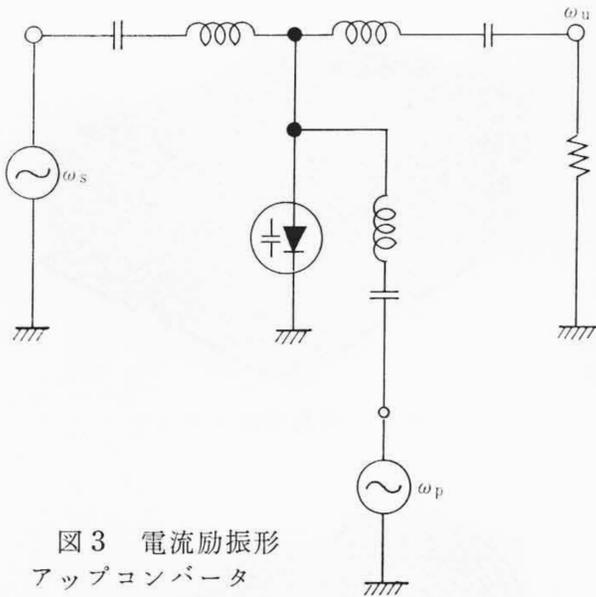


図3 電流励振形アップコンバータ

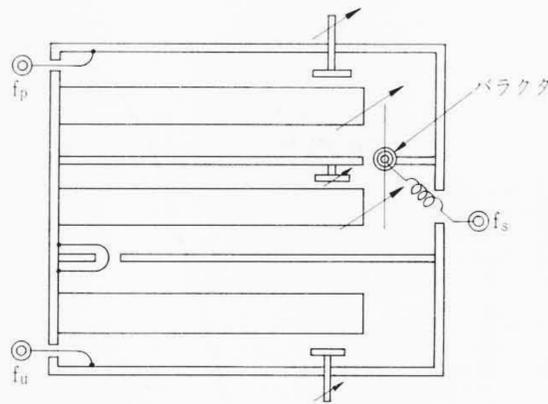


図4 アップコンバータの構造

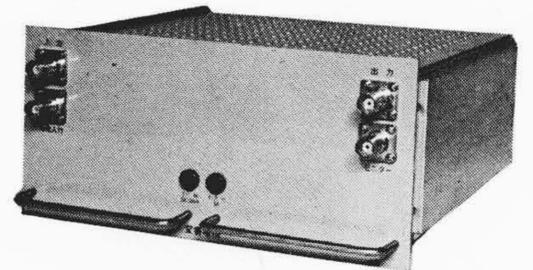


図5 変換増幅ユニット

すれば、さらに大きな電力が必要となる。これに伴って回路自身の温度上昇もまた大きな問題となる。以上のような点から、アップコンバータの高効率化は全固体化 UHF サテライト装置に課せられた重要な問題である。

図3に示す電流励振形アップコンバータ⁽²⁾の入出力抵抗は、入出力回路の同調が完全にとれている状態では(1), (2), (3)式で示される⁽³⁾。

$$R_{in_s} = R_s \left(\frac{\omega_c}{\omega_s} \frac{m_p m_u}{m_s} + 1 \right) \dots\dots\dots (1)$$

$$R_{in_p} = R_s \left(\frac{\omega_c}{\omega_p} \frac{m_s m_u}{m_p} + 1 \right) \dots\dots\dots (2)$$

$$R_u = R_s \left(\frac{\omega_c}{\omega_u} \frac{m_s m_p}{m_u} + 1 \right) \dots\dots\dots (3)$$

- ここに、 R_{in_s} , R_{in_p} : 信号, ポンプの各周波数における入力抵抗
- R_u : 各周波数における出力抵抗
- R_s , ω_c : バラクタのベースひろがり抵抗および遮断角周波数
- ω_s , ω_p , ω_u : 信号, ポンプ, 出力の各角周波数

m_s, m_p, m_u は信号, ポンプ, 出力の各周波数成分に対応する規準化されたエラストランスの絶対値である。 m_s, m_p, m_u は動作条件によって変わる。またバラクタの破壊しない範囲は次のように表わされる。

$$m_s + m_p + m_u \leq 0.25 \dots\dots\dots (4)$$

等号の場合がフルポンピングである。フルポンピングしたときの能率最大を与える条件は(5)式なる近似式で与えられる⁽⁴⁾。

$$\omega_s m_s^2 = \omega_p m_p^2 = \omega_u m_u^2 \dots\dots\dots (5)$$

(4), (5)式よりそれぞれの m を求めることができる。

いま信号周波数 $f_s = 19.5 \text{ MHz}$, ポンプ周波数 $f_p = 645.5 \text{ MHz}$, 出力周波数 $f_u = 665 \text{ MHz}$ とすれば m は

$$\left. \begin{matrix} m_s = 0.186 \\ m_p = 0.0325 \\ m_u = 0.0315 \end{matrix} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

最大能率は(7)式で示される⁽⁴⁾。

$$\epsilon_{spu} = \frac{p_{out}}{p_{in_s} + p_{in_p}} = \frac{1 - \frac{\omega_u}{\omega_s} \cdot \frac{m_u}{m_s m_p}}{1 + \frac{\omega_u}{\omega_c} \left[\left(\frac{\omega_s}{\omega_u} \right)^2 \frac{m_s}{m_u m_p} + \left(\frac{\omega_p}{\omega_u} \right)^2 \frac{m_p}{m_s m_u} \right]} \dots\dots\dots (7)$$

本装置に使用したバラクタは $C_{min} = 8 \text{ pF}$, $R_s = 1.5 \Omega$ (typical) であるから(1), (2), (3)式に(6)式とバラクタの各定数を代入すれば

$$\begin{aligned} R_{in_s} &= 66 \Omega \\ R_{in_p} &= 7.8 \Omega \\ R_u &= 8.0 \Omega \end{aligned}$$

また(7)式から $\epsilon_{spu} = 62\%$ を得る。バラクタは図4のような半同軸空洞に收容され、各空洞がそれぞれ f_p または f_u に同調している。入出力回路とバラクタとの間の整合はバラクタと半同軸空洞の中心導体との間の結合を適当にとることによって行なわれる。空洞のポンプ入力端子は VSWR 1.1 以下に整合されており、出力側を複空洞による二重同調として所要帯域幅をとっている。

空洞内部の損失を少なくするため空洞は黄銅の上に銅メッキおよび銀メッキをし、 Q が高くなるような特性インピーダンスを選んだ。設計目標は、 $Q = 2,200$ で、実測値とほぼ一致した。これらの諸注意を払った結果最大能率 53% を得た。なおこのアップコンバータの入力信号に対する変換利得は次式で示される⁽³⁾。

$$G = \frac{p_{out}}{p_{in_s}} = \frac{\omega_u}{\omega_s} \frac{m_s m_p m_u + \frac{\omega_u}{\omega_c} m_u^2}{m_s m_p m_u + \frac{\omega_s}{\omega_c} m_s^2} \approx \frac{\omega_u}{\omega_s} \dots\dots\dots (8)$$

したがってこの場合には 15 dB 以上の利得となるのでバラクタにはいる信号電力はポンプ電力にくらべて十分小さく無視できる。アップコンバータの最大能率を(7)式より求めた値 62% と実測値 53% との差は、理論値では入出力回路が完全に整合されていて回路損失を無視し、しかもフルポンピングの条件で論ぜられているためである。図5はアップコンバータの外観構造を示したものである。

5. ポンプ電源の諸問題

アップコンバータをポンプする電源として 16~18 W の電力が必要であることは前項で述べたとおりである。本装置の場合中間周波数が 19.5 MHz であるのでポンプ電力の周波数は本装置の出力周波数より 19.5 MHz だけ低い周波数となる。現在 UHF 帯で 16 W 以上の電力を出し得るトランジスタはまだ発表されていない。しかしながら VHF 帯ならば、かなりの大電力を扱い得るものがあり、何本かの並列運転を行なえば高い電力レベルも容易に得ることができ。そこで、VHF 帯で十分な電力を出しておき、しかるのちにバラクタを使って高能率逡倍を行なってポンプ電源とした。本装置では逡倍回路は二段とし初段の 2 逡倍は、文献⁽³⁾のチャートより逡倍能率目標を 75% 以上、二段目は 45~49 チャンネルを 2 逡倍、50~62 チャンネルを 3 逡倍し逡倍能率 55% 以上、総合能率 41% 以上を目標とした。これらの目標値に対して、本装置の試作結果は、図6, 7に示すように総合能率 41.5% で目標値と同等の値を得た。

ここで特に問題となるのは VHF 電力増幅器で発生するトランジスタのコレクタ損失による熱の冷却である。本装置では送風機を用いずに、効果的に冷却するため図8のように、大形の冷却フィンを採用した。また熱を有効に装置外に排出するため、フィンはこのユニットケースを收容する P 形な板の後へつき出す構造とし、さらにフィンの上に煙突を設け対流効果を利用したので、放熱について満足する値を得た。

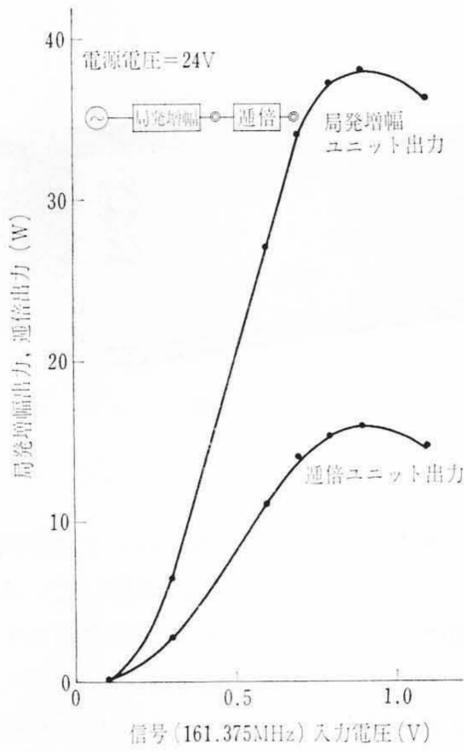


図6 局発増幅, 通倍ユニット入出力特性

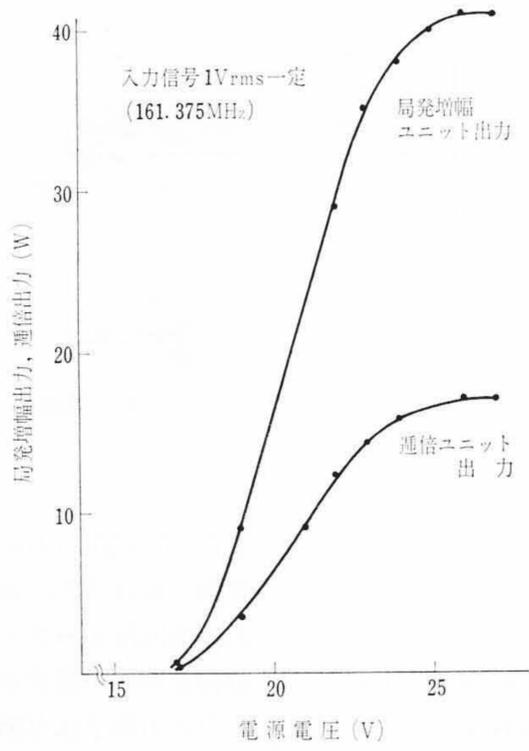


図7 局発増幅, 通倍ユニット電源電圧特性

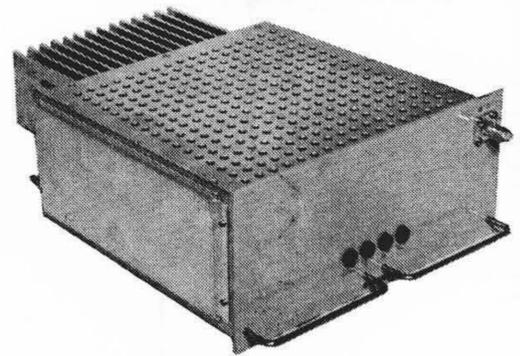


図8 局発増幅ユニット

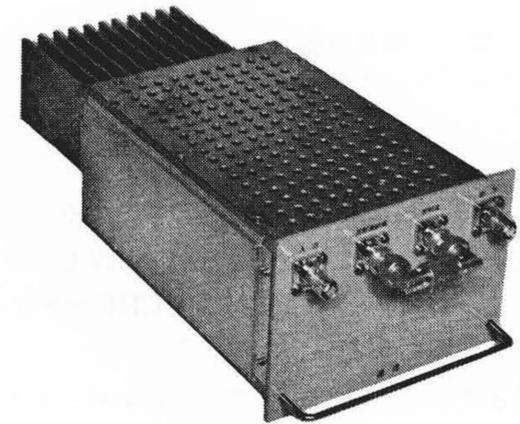


図9 通倍ユニット

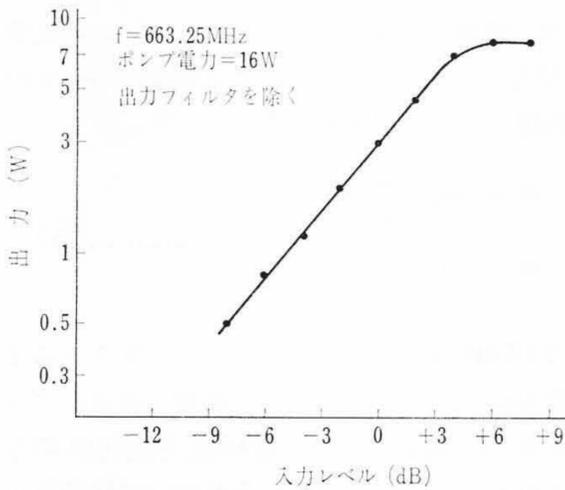


図10 単信号による振幅直線性

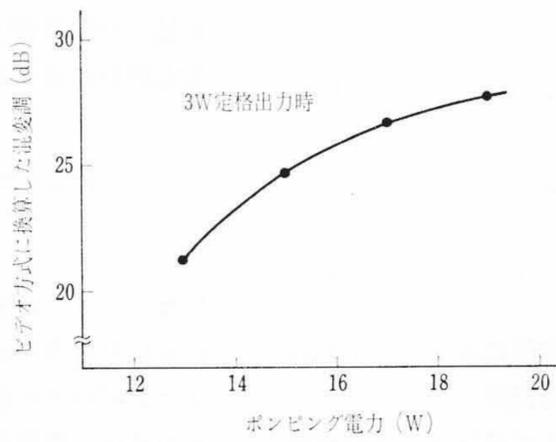


図11 ポンプ電力と混変調の関係

VHF 電力増幅器出力電力	38 W
VHF 電力増幅器全消費電力	90 W
VHF 電力増幅器熱損失	52 W
VHF 電力増幅器最高温度点	53°C (終段トランジスタ (周囲温度 20°C) ケース)

したがって、熱損失52Wに対する温度上昇は33°Cであるので、冷却フィンを含むシャシの熱抵抗は33°C/52W=0.63°C/Wとなる。なおこの冷却フィンの熱抵抗を近似式⁽⁵⁾より計算で求めると0.674°C/Wであった。計算値は冷却フィンだけについて行ない、シャシの冷却フィン取付面以外の面は含まれていないので、この面の放熱およびP形な板などのシャシの支持物を通して伝導される熱量なども含めて考えれば、計算値と実測値はかなり良く一致しているとみることができる。

なお本装置では図8, 9に示すようにユニットをプラグイン化し、ユニットケースの標準化、および保守の合理化のため局発増幅器と通倍器を分離した。

6. 装置の特性

本装置のおもな仕様および性能は次のとおりである。

- (a) 受信チャンネル VHFまたはUHFテレビチャンネルの1チャンネル
- (b) 送信チャンネル UHF テレビチャンネルの1チャンネル (662~770 MHz)

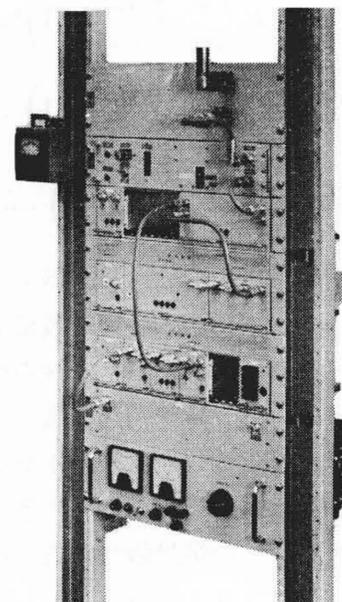


図12 3W UHF サテライト装置

- (c) 中間周波数 19.5 MHz±3 MHz
- (d) 送信出力 映像 3W (映像同期せん頭値)
音声 0.75 W
- (e) 標準入力レベル 60 dB/μV (映像同期せん頭値)
- (f) 雑音指数 VHF帯で5 dB以下
- (g) 混変調 映像同期せん頭値にくらべ-25 dB以下 (BSS法による)
- (h) 不正放射 -40 dB以下
- (i) 電源 AC 100 V 1φ 50~60 c/s

このほかの性能についても設計仕様を十分満足する値が得られた。図10と図11に単信号による直線性、ポンプ電力と混変調の関係を、図12に本装置の外観を示す。

7. 結 言

全固体電子化UHF 3W TVサテライト装置を製品化し、高信頼度、保守の簡易化、装置の小形化を著しく進めることができた。国内外を問わずUHF用大電力トランジスタの開発が進められており、アメリカではすでに1GHzで数ワット以上のものが製品化されて

いる。また各ユニットの IC 化も現在の課題であり、われわれはこの方面に向かって精進を重ねる心算である。

終わりに本装置の製作にご協力いただいた関係各位に厚くお礼申しあげる。

参 考 文 献

- (1) 竹中哲夫, 中山重夫: 放送技術 p.67, (1966, 6)
- (2) Barry S. Perlman: Current-Pumped Abrupt-Junction

Varactor Power-frequency Converter. IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, p.150~160 (Mar. 1965)

- (3) Paul Penfield, Jr., Robert P. Rafuse: Varactor Applications. The M. I. T. Press
- (4) A. I. Grayzel: A Note on the Abrupt Junction Large Signal Upconverter. Proceeding of the IEEE p. 78~79 (Jan. 1966)
- (5) 風間茂穂: 電子科学 p.52~58 (1964, 3)



新 案 の 紹 介



登録実用新案 第823606号

滝 田 武 夫・田 中 富 士 彦

多 数 表 示 灯 の 点 検 装 置

照光配電盤とか集合表示盤とか多数の表示灯を盤面に取り付けて電気系統に含まれる機器の状態を表示せしめる場合には、表示灯の滅灯が表示灯のフィラメントの断線によるものかどうかを確認しておかないと、誤った認識によって判断処理の適正を欠くおそれがある。これを防止するためには時々点検によって健否を確認できる仕組みになっていることが必要である。

この新案はこの点検のための新規な装置を提案するもので、点検のための補助リレー、ダイオードなどが不要であるばかりでなく、点検中に生じた機器の状態変化をも知ることができる利点がある。図はこの新案の一例を示す接続図である。P₁, P₂, P₃,は保護継電器の接点, 11, 12, 13,はその閉成に応じて動作する補助継電器, B_eは警報ベルで前記補助継電器 11, 12, 13,の正動接点 1 a', 2 a', 3 a',を介して付勢される。L₁, L₂, L₃,は表示ランプで前記補助継電器 11, 12, 13,の正動接点 1 a, 2 a, 3 a,を介してフリッカする FL に、逆動接点 1 b, 2 b, 3 b,を介して、また点検用スイッチ S_x を介して電源に接続される。したがって電気系統に障害が発生し保護継電器が動作すると P₁, P₂,が閉成されるからそれに対応した補助リレー 11, 12,が動作しベル B_e で警報されるとともにランプ L₁, L₂,がフリッカ母線 FL に接続されて点滅表示をし、障害個所を表示するわけである。これが通常の表示灯としての動作である。

さてランプ点検を行なうにはスイッチ S_x を閉成する。それによってランプは逆動接点を介して電源に接続されるから、もし S_x を

とじても点灯しないランプがあればそれはフィラメントの断線として直ちに検出できる。一方点検中に電気系統に障害が発生したときはそれに対応するものは正動接点が閉となり、逆動接点が開となるから、ほかのランプが安定点灯しているのみ、その障害に対応するランプはフリッカするから、点検中といえども故障表示ができ、実用上きわめて有益である。(福島)

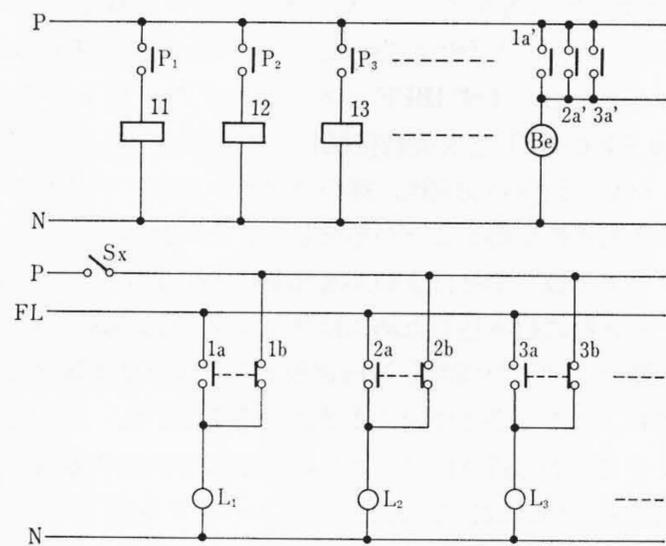


図 1

登録実用新案 第816368号

抜 山 誠・本 名 孝 男

弛 張 発 振 回 路

方形波を得る非安定形弛張発振回路は広く知られているとおり1対のトランジスタのうち、どちらが先に導通するかはそのトランジスタ自身の要素または外部的条件により決定できない状態であり、かつ周囲温度の低下により発振条件が悪くなるなどの欠点があった。

この考案は以上の欠点を改良するもので、図面に示す回路はコレクタ、ベース結合形非安定弛張発振回路で、T₁, T₂はトランジスタ、R_{b1}, R_{b2}はベース抵抗、R_{c1}, R_{c2}はコレクタ抵抗、C₁, C₂はコンデンサであり、Lはトランジスタ T₂ のコレクタにそう入された動作選別素子で、非常に小さいインダクタンスを有する。

したがって電圧印加時その瞬間動作選別素子 L によりトランジスタ T₂ のコレクタ回路は開放状態となるため、トランジスタ T₂ は微小ベース電流にて導通状態となる。この素子 L によるトランジスタ T₂ のコレクタ回路の開放は瞬間的であり、直ちに閉路状態となるが、トランジスタ T₂ はすでに導通状態になっているため、そのままの状態を維持し、トランジスタ T₁ は遮断状態となり、正規の発振を開始する。したがって電源印加時には常にトランジスタ T₂ が優先動作する。

本案は以上のように非安定弛張発振回路において、いずれか一方のトランジスタを先に動作させることが可能となり、かつ従来この種回路においては周囲温度が低温になるに従いトランジスタの電流増幅率 β が小さくなり、循環ループ利得が小さくなるため、発振開

始条件が悪くなり、電圧を印加しても、しばらくの間発振を起こさないものであったが、本案によれば、素子 L の初期開放作用によりトランジスタ T₁ は十分遮断状態となり、トランジスタ T₂ は微小ベース電流が流れることにより十分導通状態になるため、非常に低温に至るまで正規発振を直ちに起こすことが可能となるなどの効果を奏するものである。(西宮)

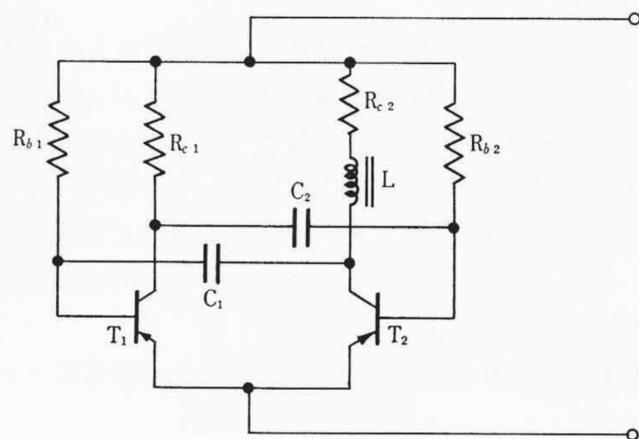


図 1