

JURNAL Elektronika dan Telekomunikasi

ISSN 1411-8289

VOLUME IV, NOMOR 1-2

JANUARI - JULI 2004

☐ Kata Pengantar

☐ Evaluation Of Detection Schemes For Multicarrier CDMA

Mashury Wahab¹⁾

Yuyu Wahyu²⁾

☐ The Design Of The Miniature Injector For
The Microengineered GC System

Totok M S Soegandi¹⁾

Goib Wiranto²⁾

☐ Down Converter Sub Sistem RF/IF pada Penerima GPS
(Globe Positioning System)

Nasrullah Armi¹⁾

Dadan Muliawandana²⁾

☐ Pemilihan Antena Dipole dengan Sistem Catu di tengah
(Center Feed) untuk Bidang Frekuensi Lebar

Rustini S. Kayatmo¹⁾

Soemaryato Kayatmo²⁾

☐ Arah Pengembangan Teknologi Sistem Penyiaran Digital

Rustini S. Kayatmo¹⁾

☐ Konverter AC/DC DC Non Linier untuk sistem Radar

Syamsu Ismail¹⁾

Deni Permana K.²⁾

☐ Penggunaan Regulator Switching pada
Rangkaian Catu Daya Arus Searah

Asep Yudi Hercuadi¹⁾

Yaya Sulaeman²⁾



PUSAT PENELITIAN ELEKTRONIKA DAN TELEKOMUNIKASI - LIPI

Jl. Cisit No. 21/154 D Tlp. (022) 250 4660, 250 4661 Fax. (022) 250 4659 - Bandung 40135
<http://www.telkoma.lipi.go.id>

JURNAL Elektronika dan Telekomunikasi

SUSUNAN REDAKSI

Penanggung Jawab : Kepala Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi,
Kasi (PPET - LIPI)

Dewan Redaksi : Prof. Dr. M. Barmawi
Prof. Ir. Ahmadi Djajasugita M.Sc
Prof. Dr. Ir. Soegijardjo Soegijoko
Prof. Dr. Ir. Djoko Hartanto
Dr. Anung Kusnowo, M.Tech
Dr. Masbah RT. Siregar
Dr. Totok MS Soegandi, APU
Dr. Goib Wiranto
Ir. Sukarna Djaja, APU
Ir. Rustini S. Kayatmo, DIC
Ir. Yahya Sukri
Ir. Elly Herlia Effendi
Syamsu Ismail, ST

Redaksi Pelaksana :
Ketua : Ir. Yuyu Wahyu, MT

Anggota : Ir. Pamungkas Daud
Deni Permana, ST
Dedi, ST
Bagus Edy Sukoco, ST
Drs. Slamet Widodo

Sirkulasi : Lilis Retnaningsih, SSi
Endang Ridwan

Alamat Redaksi : Seksi JASA DAN INFORMASI
PPET - LIPI
Jl. Cisitu No. 21/154 D Bandung 40135
Tlp. (022) 250 4661 Fax. (022) 250 4659
E-mail : info@ppet-lipi.go.id

DAFTAR ISI

Kata Pengantar	ii
1. Evaluation Of Detection Schemes For Multicarrier CDMA (Mashury Wahab dan Yuyu Wahyu)	1
2. The Design Of The Miniature Injector For The Microengineered GC System (Totok M S Soegandi dan Goib Wiranto)	7
3. Down Converter Sub Sistem RF/IF pada Penerima GPS (Globe Positioning System) (Nasrullah Armi dan Dadan Muliawandana)	15
4. Pemilihan Antena Dipole dengan Sistem Catu di tengah (Center Feed) untuk Bidang Frekuensi Lebar (Rustini S. Kayatmo dan Soemaryato Kayatmo)	20
5. Arah Pengembangan Teknologi Sistem Penyiaran Digital (Rustini S. Kayatmo)	28
6. Konverter AC/DC DC Non Linier untuk sistem Radar (Syamsu Ismail dan Deni Permana K)	35
7. Penggunaan Regulator Switching pada Rangkaian Catu Daya Arus Searah (Asep Yudi Hercuadi dan Yaya Sulaeman)	41

KATA PENGANTAR

Assalamu'alaikum Warahmatullahi Wabarakatuh

Salam sejahtera untuk kita semua

Pembaca Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi yang budiman

Kita panjatkan puji dan syukur kehadiran Alloh SWT yang telah memberikan karunia sehingga Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi bisa terbit dihadapan para pembaca semua.

Pada terbitan Volume-IV, nomor 1-2 ini meliputi bidang komponen mikroelektronika, bidang telekomunikasi maupun bidang elektronika sesuai dengan bidang kompetensi kami seperti : Evaluation Of Detection Schemes For Multicarrier CDMA, The Design Of The Miniature Injector For The Microengineered GC System, Down Converter Sub Sistem RF/IF pada Penerimaan GPS (Global Positioning System), Pemilihan Antena Dipole dengan Sistem Catu di tengah (Center Feed) untuk Bidang Frekuensi Lebar, Arah Pengembangan Teknologi Sistem Penyiaran Digital, Konverter AC/DC - DC Non Linier untuk sistem Radar, dan Penggunaan Regulator Switching pada Rangkaian Catu Daya Arus Searah.

Kami mengharapkan saran dan kritik dari para pembaca untuk kesempurnaan jurnal ini.

Terimakasih atas perhatiannya. Mudah-mudahan apa yang kami sajikan dapat menambah wawasan informasi dan bermanfaat bagi kita semua.

Redaksi

EVALUATION OF DETECTION SCHEMES FOR MULTICARRIER CDMA

Mashury Wahab and Yuyu Wahyu

Research Centre for Electronics and Telecommunications
Indonesian Institute of Sciences (PPET-LIPI)
Jl. Cisit 21/154D, Bandung-40135, Indonesia
e-mail: mashury@ppet.lipi.go.id, yuyu@ppet.lipi.go.id

Abstrak

Tulisan ini memberikan uraian tentang implementasi rangkaian pendeteksi untuk multicarrier code-division multiple access (MC-CDMA). Rangkaian pendeteksi diperlukan di terminal penerima untuk mendeteksi dan mengestimasi data yang dipancarkan dari satu atau banyak pemakai dalam sebuah sistem komunikasi tanpa kawat. MC-CDMA telah diajukan sebagai kandidat untuk pelayanan multimedia generasi ketiga dan seterusnya dalam komunikasi tanpa kawat. MC-CDMA adalah kombinasi dari direct-sequence CDMA (DS-SS) and teknik multicarrier modulation. Keunggulan MC-CDMA adalah tahan terhadap frequency-selective fading, penyebaran delay dan mempunyai kemampuan untuk transmisi data kecepatan tinggi. Evaluasi unjuk kerja untuk rangkaian pendeteksi untuk satu dan banyak pemakai di kanal multipath fading pada MC-CDMA dipresentasikan dalam tulisan ini.

Abstract

This paper describes the implementation of detection schemes for multicarrier code-division multiple access (MCCDMA). The detection schemes are required at the receiver in order to detect and estimate the transmitted data from one user or multiple users in a wireless communication system. MC-CDMA has been proposed as a candidate for third generation and beyond multimedia services in wireless communications. The MC-CDMA scheme is a combination of the direct-sequence CDMA (DS-SS) and multicarrier modulation schemes. The advantages of the MC-CDMA include robustness against frequency-selective fading, resistance against delay spread and a high bit rate data transmission capability. Performance evaluation for single user and multiuser detection schemes over a multipath fading channel on the MC-CDMA are presented in this paper.

1. Introduction

In wireless communications, the transmitted signals experience intersymbol interference (ISI) and frequency selective fading, which distort the received signals.

Multicarrier CDMA is resistant to the ISI and the frequency-selective fading [1, 2]. This MC-CDMA has been proposed for the third generation and beyond of wireless communication system. The MC-CDMA is a combination of the direct-sequence CDMA and the multicarrier modulation [3, 2]. In the MC-CDMA, all users simultaneously share the available bandwidth where the separation of the users signal is carried out in the code domain comparable to the DS-SS.

Multiuser detection has been proposed to increase the capacity of a CDMA communication system [4, 5]. This detection scheme is normally employed at the receiver of a base station in an uplink transmission. Whereas, for the downlink transmission, a single user detection is usually applied at the user's terminal because the single user detection has a lower complexity compared to that of the multiuser detection. In a single-user detector, transmitted signals from undesired users are treated as interference to a signal from a desired user. Therefore, the multiple access interference (MAI) arises that limits the capacity and performance of DS-SS systems. Instead of treating other users' signal as interference, the multiuser detection exploits signals from other users

to derive a transmitted signal from a desired user. A multiuser detection is required to exploit the advantages of the MC-CDMA system and to support the implementation of this system for the next generation wireless communications.

The rest of this paper is organised as follows. In section 2, the MC-CDMA system model is introduced. Section 3 describes available single-user and multiuser detection schemes. Simulation results are presented in Section 4. Section 5 contains conclusions of this paper.

2. System Model

A discrete-time baseband equivalent model of a synchronous MC-CDMA system with K users using N -chip signature codes is considered in this paper. N is also equal to the number of subcarriers in the MC-CDMA system. The n -th chip (or n -th subcarrier) corresponding to the i -th symbol transmitted by the k -th user is given by

$$u_i^k(n) = A_k d_i^k s_k(n) \quad (1)$$

where $n=0, \dots, N-1$, $i=0, 1, \dots$. $s_k(n)$ is the n -th chip of the k -th user code, d_i^k is the transmitted symbol for the i -th time interval of the k -th user, and A_k is the k -th user's signal amplitude. In a MC-CDMA system, the modulator computes the N -IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) of (1) to obtain the following multicarrier signal

$$U_i^k(m) = IFFT[u_i^k(n)] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} u_i^k(n) e^{j \frac{2\pi}{N} nm} \quad (2)$$

This signal is transmitted through a dispersive channel with an impulse response $h_k(m)$; $m=0, \dots, L-1$, where L is the number of paths in the multipath fading channel. At the receiver, the observed signal is a superposition of the signals corresponding to K users plus an additive white Gaussian noise (AWGN). Therefore, the received signal for the i -th symbol is given by

$$X_i(m) = \sum_{k=1}^K U_i^k(m) * h_k(m) + r_i(m) \quad (3)$$

where $*$ denotes discrete convolution and $r_i(m)$ represents a white noise sequence.

To recover the transmitted symbols, the receiver applies a N -FFT (Fast Fourier Transform) to the received signal (3). Assuming perfect synchronisation, the resultant signal is

$$\begin{aligned} x_i(n) &= FFT[X_i(m)] = \sum_{k=1}^K u_i^k(n) H_k(n) + \Gamma_i(n) \\ &= \sum_{k=1}^K A_k d_i^k s_k(n) H_k(n) + \Gamma_i(n) \end{aligned} \quad (4)$$

where $H_k(n)$ and $\Gamma_i(n)$ are the FFT's of $h_k(m)$ and $r_i(m)$, respectively. Rewriting (4) in vector notation, it

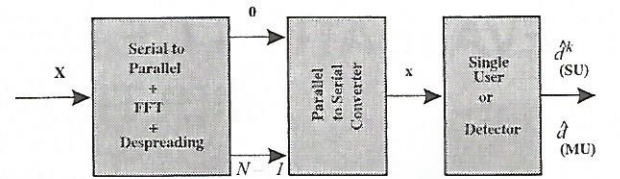


Figure 1: MC-CDMA receiver with data detection of the k th user

can be obtained

$$\begin{aligned} x_i &= [x_i(0), \dots, x_i(N-1)]^T = \sum_{k=1}^K A_k d_i^k (s_k \odot H_k) + \Gamma_i \\ &= \sum_{k=1}^K A_k d_i^k (s_k \odot W_L h_k) + \Gamma_i = \sum_{k=1}^K A_k d_i^k \tilde{s}_k + \Gamma_i \end{aligned} \quad (5)$$

where T denotes transposition, $\odot$ denotes Hadamard product, s_k is a vector whose elements are the N chips of the code corresponding to the k th user, $H_k = [H_k(0), \dots, H_k(N-1)]^T$ and $\Gamma_i = [\Gamma_i(0), \dots, \Gamma_i(N-1)]^T$. To obtain (5), we have used the relationship $H_k = W_L h_k$ where W_L is comprised of the first L columns of the DFT matrix of size $N \times N$ and $h_k = [h_k(0), \dots, h_k(L-1)]^T$. Note that (5) is a CDMA signal where the code associated to the k th user is $\tilde{s}_k = s_k \odot W_L h_k$. This $\tilde{s}_k$ is called an effective signature code for the k -th user.

3 Detection Schemes

The MC-CDMA system structure introduced in the previous section enables the realisation of powerful receivers with low complexity due to the avoidance of intersymbol interference (ISI) and intercarrier interference (ICI) in the detection process. This advantage can be exploited in the uplink and in the downlink of a mobile radio system or a wireless system. For the MC-CDMA, the detection schemes are classified as a single-user and a multiuser detection. The description of these schemes is given in the following subsections. A MC-CDMA receiver with single-user detection (SD) or a multi-user detection (MD) for the data of the k th user is depicted in figure 1.

3.1 Single-user detection

Single-user detection (SD) detects the user signal of interest by not taking into account any information about

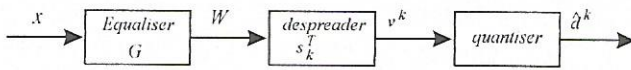


Figure 2: Single-user Detection scheme

MAI. A scheme with SD of the data symbols of the k th user is shown in Figure 2. After FFT, the received sequence x is equalised by employing a bank of one tap equalisers to combat the phase and amplitude distortions caused by the wireless communication channel on subcarriers. The one tap equaliser is simply realised by a one complex-valued multiplication per-subcarrier. The received sequence at the output of the equaliser has the form of

$$w = Gx = (W_1, W_2, \dots, W_N)^T \quad (6)$$

The diagonal equaliser matrix

$$G = \begin{pmatrix} G_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & G_2 & & 0 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & G_N \end{pmatrix}$$

of dimension $N \times N$ represents the N complex-valued equaliser coefficients of the subcarriers where U was transmitted. The complex-valued output w of the equaliser is despread by correlating it with the transpose of user specific spreading code s_k . The complex-valued soft decided value at the output of despreader is

$$v^k = s_k^T w \quad (7)$$

The hard decided value $\hat{d}_k$ of the detected data symbol is given by

$$\hat{d}^k = \text{sgn}(v^k) \quad (8)$$

The signum operation sgn takes sign of the soft decided value v^k . For a BPSK symbol mapping, the operation only takes sign of the real value of v^k . Whereas, for a MPSK symbol mapping with $M=4, \dots$, it takes sign of the real and the imaginary values and calculates the phase of v^k . In the following, different strategies of selecting the equaliser coefficients $G_n, n=0, \dots, N-1$, are presented.

Maximum Ratio Combining (MRC)

In MRC, the diversity branches are weighted by their respective conjugate complex channel coefficients, which is given as [2]

$$G_n = H_n^* \quad (9)$$

In the single user case, MRC provides the best performance, since, due to the absence of MAI, the optimal diversity combining scenario is given. Thus, the BER with MRC for K equal to 1 is identical to the matched filter (MF) bound, which is a lower bound of the BER P_b of any data detector [6].

Equal Gain Combining (EGC)

EGC is a diversity combining technique which, in contrast to MRC, weights all diversity branches, i.e. used subcarriers, with unit amplitude [7, 2]. In EGC, each branch is corrected in its phase by choosing

$$G_n = \frac{H_n^*}{|H_n|} \quad (10)$$

The MAI enhancement caused by (9) can be avoided with EGC.

Orthogonality Restoring Combining (ORC)

ORC is also known as zero-forcing equalisation or channel inversion. The ORC can completely eliminate the MAI by restoring the orthogonality between the user specific spreading codes with an equalisation coefficient chosen as

$$G_n = \frac{1}{H_n} \quad (11)$$

corresponding to the inverse of the assigned channel coefficient [2, 6]. The drawback of ORC is that this scheme introduces noise enhancement.

Minimum Mean Square Error (MMSE) equalisation

The equalisation coefficients based on the MMSE criterion is given as [8]

$$G_n = \frac{H_n^*}{|H_n|^2 + 1/\gamma_n} \quad (12)$$

The computation of the MMSE equalisation coefficients requires an estimation of the actual SNR per sub-carrier γ_n .

Sub-optimal MMSE Equalisation

To avoid additional complexity due to the estimation of γ_n with the MMSE equalisation, a low-complex suboptimal MMSE equalisation is proposed in [8]. For this equalisation, the number of users, K , is set to the upper bound N and $\gamma_n = K\gamma_s/N = \gamma_s$, where γ_s is the SNR per data symbol. The SNR γ_s is set to a threshold λ at which the optimal MMSE equalisation guarantees the maximum acceptable BER. The equalisation coefficient is given by

$$G_n = \frac{H_n^*}{|H_n|^2 + 1/\lambda} \quad (13)$$

and requires only information about H_n .

Matched Filter

The matched filter is a conventional detector for the DSSSS system. Each matched filter detects one user without regard to the existence of the other users. In this detector, the received signal, cf. (5), is multiplied a desired user spreading code. This is given as [4]

$$\begin{aligned} y_k &= \tilde{s}_k^T \left[\sum_{k=1}^K A_k d^k \tilde{s}_k + \Gamma \right] \\ &= A_k d^k + \sum_{i=1, i \neq k}^K \rho_{i,k} A_i d^i + \tilde{s}_k^T \Gamma \\ &= A_k d^k + MAI_k + z_k \end{aligned} \quad (14)$$

where ρ denotes a correlation of the k th user's spreading code with all other users' spreading code. In this equation, the correlation with the k th user itself (i.e., the autocorrelations) gives rise to the recovered data term, correlation with all the other users (i.e., the crosscorrelation) gives rise to the multiple access interference (MAI), and correlation with the thermal noise yields the noise term z_k . The codes are generally designed to have a very low crosscorrelation.

For a K user system, the output of the detector is given by

$$y = RAd + z \quad (15)$$

where the vectors d , z and y are K -vectors that hold the data, noise, and matched filter outputs for all K users, respectively. The matrix R is a $K \times K$ correlation matrix.

3.2 Multiuser Detection

Linear Multiuser Detectors

Linear multiuser detectors apply a linear mapping, P , to the soft output of the conventional detector to reduce the MAI seen by each user.

- **Decorrelating Detector** The decorrelating detector applies the inverse of the correlation matrix

$$P = R^{-1} \quad (16)$$

to the conventional detector output in order to decouple the data. From (15), the soft estimate of this detector is

$$\begin{aligned} \tilde{d} &= R^{-1}y = Ad + R^{-1}z \\ &= Ad + z_{dec} \end{aligned} \quad (17)$$

This detector completely eliminates the MAI. However, it also amplifies the noise.

- **Minimum Mean-Squared Error (MMSE) detector** The minimum mean-squared error (MMSE) detector is a linear detector which takes into account the background noise and utilises knowledge of the received signal powers. This detector implements the linear mapping which minimises $E[|d - Py|^2]$, the mean-squared error between the actual data and the soft output of the conventional detector. This results in [4, 5]

$$P = [R + (N_0/2)A^{-2}]^{-1} \quad (18)$$

Thus, the soft estimate of the MMSE detector is simply

$$\tilde{d} = Py \quad (19)$$

The MMSE detector implements a partial or modified inverse of the correlation matrix. This detector balances the desire to decouple the users (and completely eliminates the MAI) with the desire to not enhance the background noise. It is shown in the above equation that the MMSE detector requires the estimation of the received amplitudes, A , and knowledge of the noise power, $N_0/2$, in order to be able to estimate the transmitted data.

Subtractive Interference Cancellation Detector

The basic principles of these detectors is the creation at the receiver of separate estimates of the MAI contributed by each user in order to subtract out some or all of the MAI seen by each user. These detectors are often implemented with multiple stages, where the expectation is that the decisions will improve at the output of successive stages.

- **Parallel Interference Cancellation** The parallel interference cancellation (PIC) detector estimates and subtracts out all of the MAI for each user in parallel. Inputs for this detector are derived from the matched filter detector, which is referred to as stage 0 of this detector. These bits are then scaled by the amplitude estimates and re-spread the codes, which produces a delayed estimate of the received signal for each user, $\hat{x}_k(t-T_S)$. The partial summer sums up all but one input signal at each of the outputs, which creates the complete MAI estimate for each user.

Assuming perfect amplitude and delay estimation, the result after subtracting the MAI estimate for user k is [4]

$$x(t - T_s) - \sum_{i \neq k} \hat{x}_i(t - T_s) = d^k(t - \tau_k - T_s) A_k(t - \tau_k - T_s) \tilde{s}_k(t - \tau_k - T_s) + \Gamma(t - T_s) + MAI_{\varepsilon} \quad (20)$$

where MAI_{ε} is the error of MAI estimate, which is zero for a perfect MAI estimate.

Zero-Forcing Decision-Feedback (ZF-DF) detector This detector, which is also known as the decorrelating DF detector, performs two operations: linear preprocessing and successive interference cancellation (SIC) detection. The linear operation partially decorrelates the users (without enhancing the noise), and the SIC obtain decisions and subtracts out the interference from one additional user at a time, in descending order of signal strength. This detector is based on a white noise channel model. A noise-whitening filter is obtained by factoring R by the Cholesky decomposition [4], $R = F^T F$, where F is a lower triangular matrix. Applying $(F^T)^{-1}$ to the matched filter outputs (15) yields the white noise model [4, 5]

$$y_w = FAd + z_w \quad (21)$$

where the covariance matrix of the noise term, z_w , is $(N_0/2)I$ (white noise). In this equation, the output for bit one of the first user contains no MAI; the output for bit one of the second user contains MAI only from bit one of the first users, and is completely decorrelated from all other users; similarly, the output for user k at bit interval i is completely decorrelated from users $k+1, k+2, \dots, K$ at time i .

Assuming perfect estimates of F and the received amplitudes, the soft output for the k th user is [4]

$$\tilde{d}^k = y_{w,k} - \sum_{i=0}^{k-1} F_{k,i} A_i \hat{d}^i \quad (22)$$

where $\hat{d}^i = \text{sgn}(\hat{d}_i)$ are the previously detected bits (of the stronger users), A_i is the received amplitude of this bit, and $F_{k,i}$ is the (k, i) th element of F . Under the assumption that all past decisions are correct, the ZF-DF detector eliminates all MAI and maximises the signal-to-noise ratio.

4. Simulation Results

For simulation of detection schemes on the MCCDMA, simulation environment applied is as follows. The number of subcarriers, $N = 16$. The number of users is 4.

The number of path of the channel, $L = 4$. The fading channel is a slowly time-varying. The receiver has a perfect knowledge of the fading channel

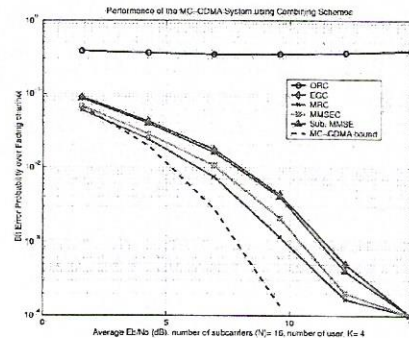


Figure 3: Performance of the combining schemes on MC-CDMA.

coef.cients. BPSK bit mapping is applied to the input data. The type of spreading code is Walsh-Hadamard code. As a reference for the evaluation of the different SD and MD techniques, the MF bound of an MCCDMA system is used as a lower bound. The MF bound of the MC-CDMA system with uncorrelated Rayleigh fading on the subcarriers corresponds to the BER P_b obtained from data transmission over L statistically independent Rayleigh fading channels combined with MRC [6, 9], is given by

$$P_b = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\gamma_b}{N + \gamma_b}} \right)^N \sum_{l=1}^N \binom{N-1+l}{l} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\gamma_b}{N + \gamma_b}} \right)^l \quad (23)$$

where $\gamma_b = E_b/N_0$, which is the SNR per bit, and N is the spreading code length.

The performance of the MC-CDMA system employing the combining schemes is depicted in figure 3. These combining schemes act as a single-user detection. It is shown that the MRC has the best performance whereas the ORC has the worst performance because it enhances the noise level. Figure 4 depicts that all multiuser detectors have a similar performance. While, the matched filter, which is a single-user detection, has the worst performance because of the presence of the MAI in the received signal. This figure demonstrates that the existing multiuser detectors on DS-CDMA can be applied to the MC-CDMA system because of their similarity in using spreading code for multiple access scheme. For the evaluation of the detectors with the near-far effect, the performance get worse as the other

users' power increases in comparison to the power of the desired user, i.e., user 1, see Figure 5. In this figure, the decorrelating and MMSE detectors have the same graph plot. The PIC detector has the best performance. For this detector, the bit error rate starts to increase when the near-far ratio (NFR), A_k^2/A_1^2 (dB) becomes greater than 20 dB. The worst performance is given by the matched filter, which is a single-user detection. On the DS-SS-CDMA, the graph plots for decorrelating and MMSE detectors are flat for all values of the NFR. While, on MC-SS-CDMA, the bit error rate of the same detectors starts to increase when the NFR is greater than 10 dB. This is due to the use of MRC as an equalisation scheme, which increases the level of the MAI especially when the NFR becomes greater.

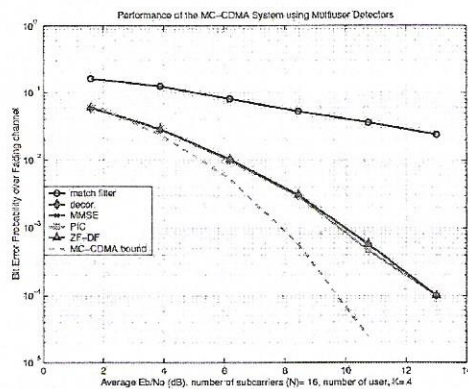


Figure 4: Performance of the multiuser detector on MCCDMA.

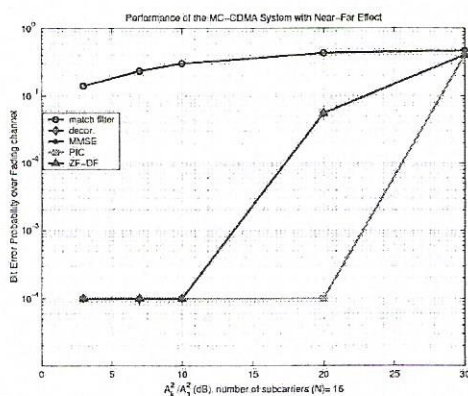


Figure 5: Performance of the detectors with the presence of near-far effect.

lating, the MMSE and the ZF-DF detectors have the same graph plot. The PIC detector has the best performance. For this detector, the bit error rate starts to increase when the near-far ratio (NFR), A_k^2/A_1^2 (dB) becomes greater than 20 dB. The worst performance is given by the matched filter, which is a single-user detection. On the DS-SS-CDMA, the graph plots for decorrelating and MMSE detectors are flat for all values of the NFR. While, on MC-SS-CDMA, the bit error rate of the same detectors starts to increase when the NFR is greater than 10 dB. This is due to the use of MRC as an equalisation scheme, which increases the level of the MAI especially when the NFR becomes greater.

5. Conclusions

This paper presents an evaluation of detection schemes for MC-SS-CDMA over multipath fading channel. This

evaluation shows that the combining schemes can be applied as an equaliser and also as a single-user detection in MC-SS-CDMA. The multiuser detectors have a better performance compared to that of the single-user detector. The MC-SS-CDMA can implement the existing detectors for DS-SS-CDMA because of similarity in using spreading code for multiple access. For the case with the near-far effect, the bit error rate increases when the level of near-far ratio gets higher and this also contributed by the use of the maximal ratio combining scheme, which increases the MAI.

Acknowledgement

The authors would like to thank to the members of the Communications and Signal Processing Group at the Curtin University of Technology, Australia for beneficial discussions.

References

- [1] Theodore S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, IEEE Press, 1996.
- [2] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier cdma," *IEEE Communications Magazine*, pp. 126-133, December 1997.
- [3] N. Yee and J.P. Linnartz, "Multi-carrier code division multiple access (mc-cdma): A new spreading technique for communication over multipath channels," Tech. Rep., MICRO Project 93-101, Department of Elec. eng. and comp. sci., University of California, 1994.
- [4] Shimon Moshavi, "Multi-user detection for dssss communications," *IEEE Communications Magazine*, pp. 124-136, October 1996.
- [5] Sergio S. Verdu, *Multiuser Detection*, Cambridge.
- [6] John G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw Hill, third edition, 1995.
- [7] Gordon L. Stuber, *Principles of Mobile Communication*, Kluwer Academic Publisher, second edition, 2001.
- [8] Stefan Kaiser, "Mc-fdma and mc-tdma versus mcdma and ss-mc-ma: Performance evaluation for fading channels," in *Proceedings of IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, 1998, vol. 1, pp. 200-204.
- [9] Stefan Kaiser, *Multi-Carrier CDMA Mobile Radio Systems-Analysis and Optimization of Detection, Decoding and Channel Estimation*, Ph.D. thesis, VDI-Verlag, Dusseldorf, Germany, 1998.

The Design of the Miniature Injector for the Microengineered GC System

By : Totok M S Soegandi¹, and Goib Wiranto¹

Research Centre for Electronics & Telecommunications,
Indonesian Institute of Sciences (PPPET LIPI)

Abstrak :

Pada tulisan ini diuraikan perancangan dan fabrikasi injektor miniatur untuk sistim gas kromatografi (GC) dalam bentuk "micro engineered". Baik injektor maupun mikro GC, keduanya dibuat diatas kepingan silikon dengan teknologi microengineered. Sistim injektor terdiri atas empat katup miniatur yang saling terhubung oleh "micro channels" sedemikian rupa sehingga sebanyak empat nanoliter sampel gas dapat diinjeksikan kedalam kolom GC. Divais ini dapat juga digunakan pada sistim mikrofluida.

Abstract :

This paper describes the design and fabrication of a miniature injector for microengineered Gas Chromatography (GC) system. Both injector and micro GC are fabricated on silicon using microengineered technology. The injector system incorporates four miniature valves interconnected using short microchannels such that a total of four nanolitre sample can be injected into the microengineered GC column. This device should also find wide applications in the area of microfluidic systems.

1. Introduction

The aim of the design of the miniature injector is to be able to supply a small amount of sample fluid into the microengineered GC column. The injected sample plug must be of nanolitre in volume and introduced in milliseconds. Too large a sample volume can cause column overloading, the effect of which on column performance is poor peak resolution. In addition, the injection system should allow the sample loop to be cleared by an inert carrier gas. Although there are many commercially available injectors that can deliver sample volumes of the order of microlitres (see, for example, the GC catalogue from Valco Instruments Co. Inc.), the silicon-based microinjector reported here offers a number of advantages. These advantages include:

- small size,
- precise sample volume,
- allowing mass fabrication to reduce cost per individual device, and

- possible integration with an existing microengineered GC modules.

2. System design

The microinjector system has been designed to incorporate four one-valve injectors, as shown in Figure 1. The working principle of the microinjector systems can be described as follows. With valves #1 and #2 in off (closed) position, and valves #3 and #4 in on (open) position, a carrier gas entering from valve #3 is continuously flushing the GC column. When valve #1 is on, and valves #2, #3, and #4 are off, the sample gas injected through valve #1 will fill the short micromachined channel. The full capacity of this microchannel is approximately 4 nL. Once the microchannel is filled with the sample, valve #1 can be turned off and valve #3 opened, which results in the sample being pushed into the GC column. Alternatively, if valve #4 is now turned off the sample will be discarded to the system exhaust and the microchannel is cleared.

The design of the microinjector has taken into consideration the volume of the microengineered column developed in this project, which is 2.2 ml. It should be able to trap a gas sample 4 nl in volume, which amounts to less than 0.2% of the total column volume. As can be seen from Figure 1, the dead volumes associated with this design arise in the region between the microchannels after valves #1 and #2 and the main channel connecting valves #3 and #4. These dead

few years (Esashi 1990; Shoji, Nakagawa & Esashi 1990; Shoji & Esashi 1994; Babaei & Kwok 1999). They can be divided into active microvalves (with an actuator) or passive microvalves (without an actuator). Each type has some advantages over the other. For example, an active microvalve allows its on and off positions to be controlled more easily using electronics, whereas a passive microvalve can be made extremely small and integrated with other on-chip components.

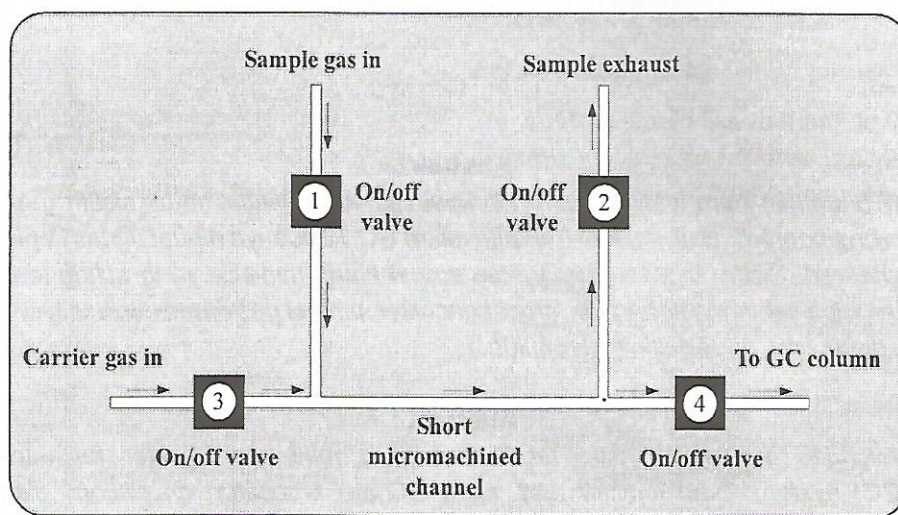


Figure 1. The basic design of the microinjector system

volumes can be minimised by shortening the length of these channels as much as allowed by the dimensions of the valves. Another option is to reduce the width of the channels at these sections only.

3. Structure of the valve

There are many choices for the on / off valve structures, based on those published in the literatures over the past

The on / off valve developed in this project is a simple, manually actuated diaphragm valve. The structure of this valve is a modification of that of Terry, Jerman and Angell (1979). As shown in Figure 2, it consists of an etched silicon ring and an orifice, a metal diaphragm, a (manually operated) metal pusher, and a perspex body.

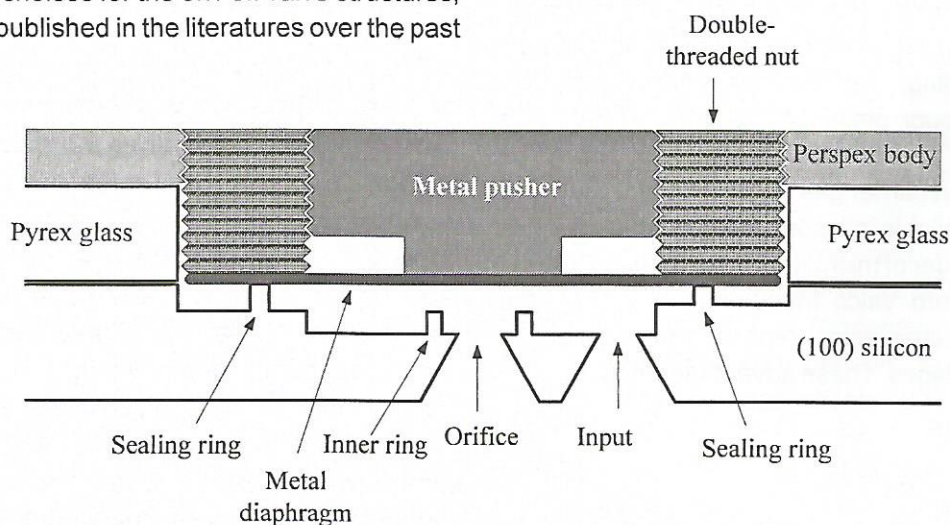


Figure 2. Basic cross-sectional structure of the microvalves used to construct the microinjector

Under normal condition, the metal diaphragm is released and the valve is open. When the threaded metal pusher is turned downward, the metal diaphragm deflects and is pushed against the inner rings of the valve. Under this condition, the valve will be closed and no gas can enter the orifice. Thus by turning up and down the threaded metal pusher, the valve can be operated in 'on' and 'off' positions.

The main component of the microvalve is the thin metal diaphragm. Besides strength, the main requirement for the diaphragm is inertness against various gases. In GC application, the injected sample mixture can be chemically reactive and corrosive. Hence, the chosen materials for the metal diaphragm must be able to withstand chemical attack and corrosion by sample gases. A nickel diaphragm seems to be a good choice for it is known to be non-corrosive and inert against a wide range of chemicals.

The metal pusher, the perspex body, and the double threaded nut form an assembly, which has been designed as a single block for the four microvalves constructing the microinjector. The structure of this assembly is shown in Figure 3. There are four holes on

the perspex body corresponding to the number of microvalves for the microinjector. These holes are separated by a distance of 10 mm on one side and 15 mm on the other side. All components of this assembly have been fabricated using fine machining. A critical part of this assembly is the tip of the metal pusher, since it will be used to press the membrane against the inner rings of the microvalve. The assembly is to be mounted onto the top surface of the Pyrex glass using an epoxy.

4. Fabrication of the microinjector

The majority of the microinjector module is fabricated on silicon. It includes most of the microvalve structure and the short channels connecting the valves. The silicon wafer that has been used has a 3-inch diameter, is n-type, and has a resistivity of 10-20 Ωcm , thickness of 380 μm , orientation of (100) and both surfaces polished. The fabrication sequence starts with the fabrication of the masks for the photolithography. The construction of this microinjector requires four lithographic masks. Each mask has been designed using an AutoCAD 12 drawing tool. The files generated from this CAD tool are translated into pattern generator formats. All masks were fabricated on a 4-inch chrome

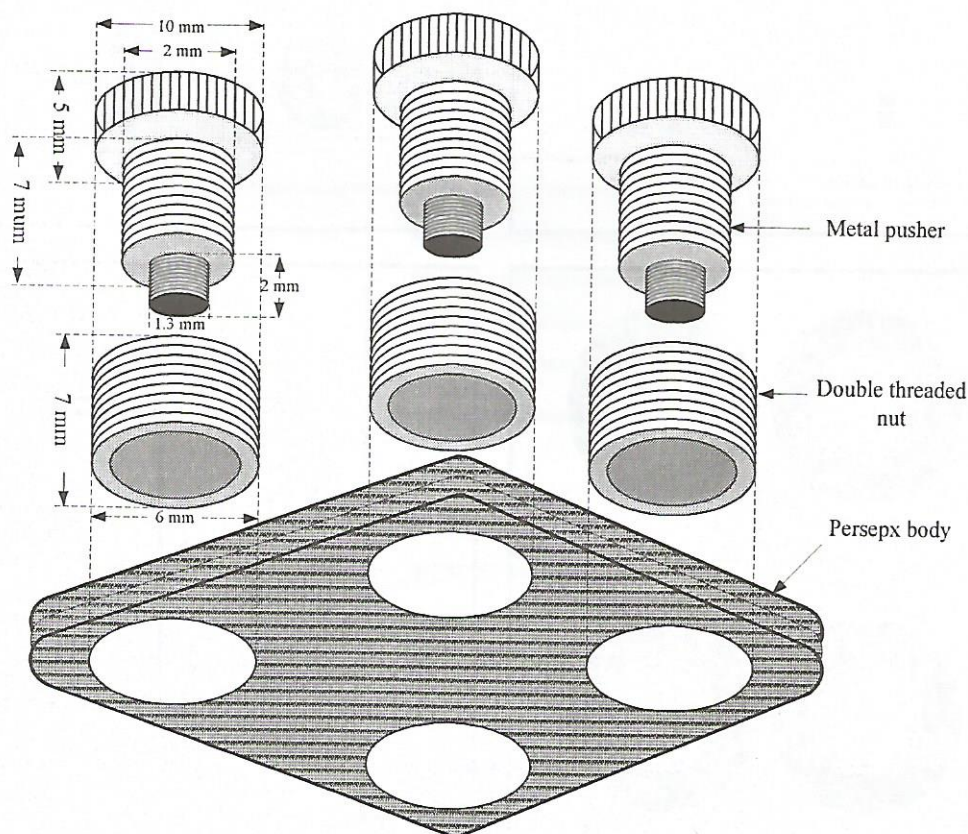


Figure 3. Structure of the perspex assembly used in the construction of the microinjector

coated soda lime glass. Each mask contains four designs to maximise the utilisation of the 3-inch wafer area.

Figure 4 shows the design of each mask for a single device (the actual mask contains four of these designs). Mask #1 is used in the formation of the orifice and input hole. Thus it will be applied from the backside of the wafer. Because a two-side alignment machine is unavailable at the MEC laboratory, the formation of these holes will be used as alignment marks for the subsequent lithography processes. Mask #2 will be applied in the formation of the inner rings surrounding the orifice in the upper surface of the wafer. The sealing

rings are formed using mask #3, also on the upper surface of the wafer. The same mask will create a short microchannel used for trapping the gas sample. The last mask (#4) is applied from the backside of the wafer to form the channels connecting each valve and the gas inlet and exhaust ports. Since the entire lithographic processing is based on a positive resist, all masks have a dark-field polarity.

Prior to the photolithography process, the double-side polished wafer was oxidised by a wet oxidation process. The resulting SiO_2 layer is 1.2 μm thick, and it will be used as a masking layer in the formation of the orifice and input hole. Unlike more commonly employed

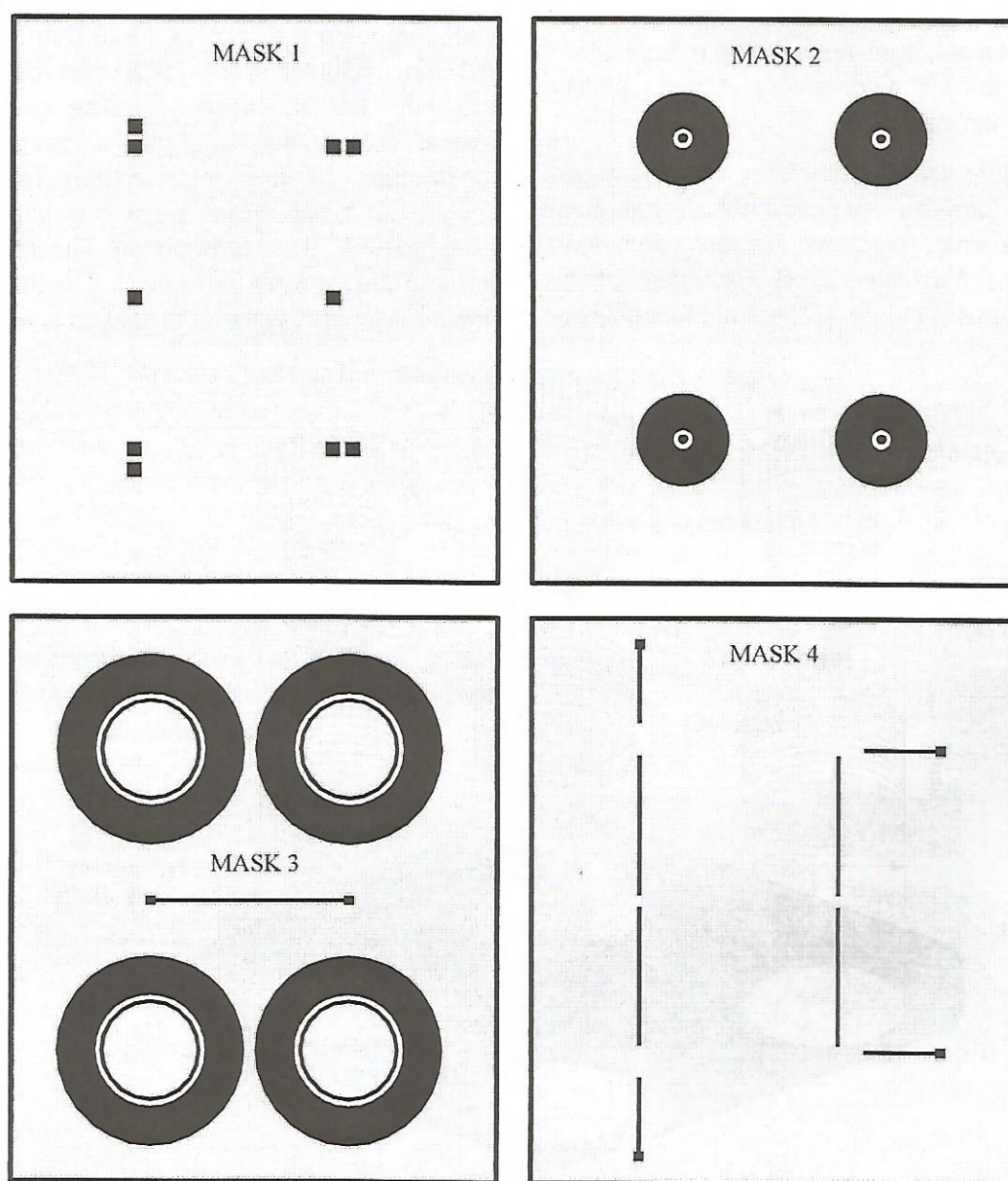


Figure 4. Mask designs for a single microinjector device (4 valves)

masking layers, the thickness and uniformity of this oxide layer plays an important role in the next processing steps. This is because the formation of holes in a 3-inch silicon wafer normally requires an extremely long etching time. For a process using alkaline solutions such as KOH, the etching rate is usually about 30 mm / hour. If the wafer thickness is 380 mm, it will require more than 12 hours to process. Thus the oxide layer must be able to withstand such a long etching time, which is critical if the etchant also attacks the SiO_2 layer at a high rate (which it does for KOH).

Figure 5 shows the fabrication process sequence for the microvalve on a (100) silicon wafer. To protect the oxide layer on the upper surface of the wafer from being removed when performing the lithography process, the photoresist is initially coated on both wafer sides (step 3). This step is essential to obtain a defect free surface such that all oxide can be fully protected. The presence of any pinholes or scratches on the resist can cause a serious problem on the wafer because of the long etching time involved. Thus visual inspection must be performed thoroughly following step 3. The next step is

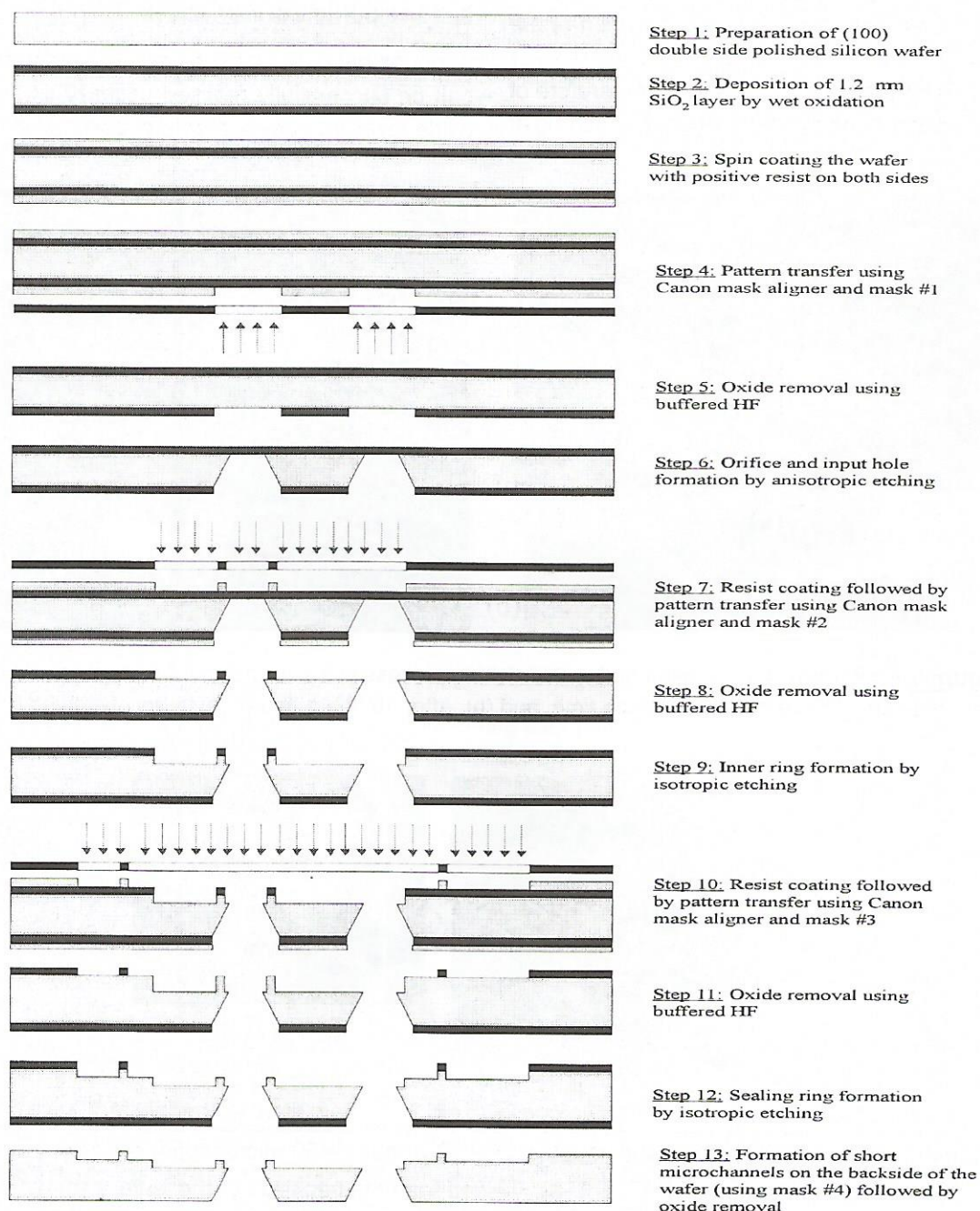


Figure 5. Fabrication process sequence of the microvalve on (100) silicon wafer

then to pattern the photoresist on the backside of the wafer with mask #1. Patterning was performed on a Canon (PLA-501FA) mask aligner. The sides of the rectangular features on the masks were aligned against the primary flat of the wafer, which is in the direction of the {110} plane. Following development and post baking, the wafer is again visually inspected under a bright illumination for any imperfections. Once the oxide is removed (step 5), the wafer is ready for the etching process.

Initially, the anisotropic etching process (step 6) was performed using 40% KOH solution. Etching conditions were the same as those used in the fabrication of the microengineered column. That is, the process was performed on a hotplate with a constant temperature of 85 °C. Agitation was conducted by continuous stirring at

700 rpm (using a magnetic stirrer). The wafer was dipped in the solution for approximately 9 hours, and then checked under a microscope to determine the resulting etch depth. Figure 6a shows the photomicrograph of the grooves (cavities) after 9 hours of etching time. It was found that after such a long etching time, the resulting depth of the grooves was only 210 μm . Therefore the etching process was continued for another 7 hours and 40 minutes to etch through a 380- μm thick wafer. Figure 6b shows the resulting holes after a total etching time of 16 hours and 40 minutes in 40% KOH. These two holes will be used as an orifice and an input hole of the microvalve.

Although the orifice and the input hole of the microvalve can be successfully realised using KOH, the masking oxide layer has been largely attacked by this solution.

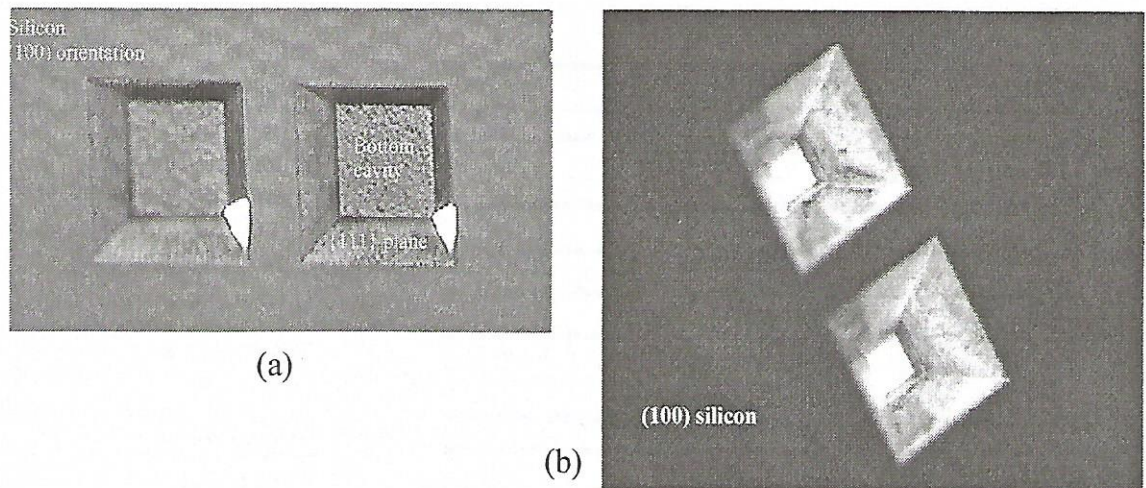


Figure 6. Photomicrographs taken during the etching process in the formation of the orifice and input hole: (a). After 9 hours of etching time, and (b). After 16 hours and 40 minutes of etching time

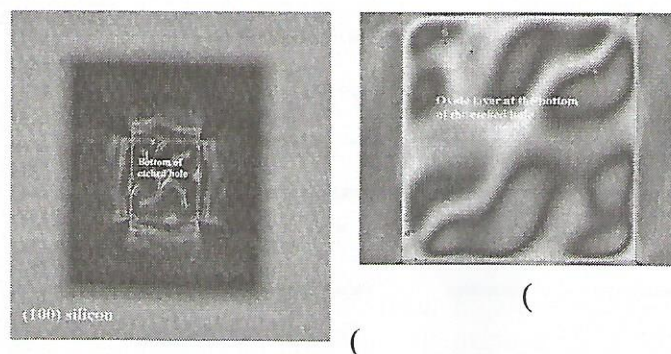


Figure 7. Photomicrographs (taken with an Olympus BX60 microscope) of the input hole etched using CsOH. (a). Viewed from the backside of the wafer, and (b). Close-up view of the oxide layer at the top surface of the wafer seen from the

Observation performed at the end of the etching time reveals that the thickness of the oxide layer has become much less than before the etching process ($1.2\text{ }\mu\text{m}$) started. It means that the wafer will have to be re-oxidised for use in the subsequent processing steps. To avoid this extra step, a second wafer was etched using a cesium hydroxide (CsOH) solution, which is known to have a low attacking rate on SiO_2 (Yam, Santiago-Aviles & Zemel 1991).

The concentration of the CsOH solution is 50% by weight. The etching process was conducted on a hotplate with a temperature of $90\text{ }^\circ\text{C}$, without stirring. With these etching conditions, it was found that the etching rate on (100) silicon was approximately the same as with KOH. However, the SiO_2 layer remained

HNO_3 , and CH_3COOH . The composition and etching condition are the same as those used in the fabrication of the microengineered column. The resulting height of the inner ring is approximately $30\text{ }\mu\text{m}$. Figure 8 shows the photomicrographs of the inner ring after pattern transfer and deposition, and after isotropic etching on a test wafer.

The next processing steps (steps 10 - 13) are used to form the sealing rings. Thus the steps involved are basically similar to those applied in the formation of the inner rings. The main thing to notice is that the resulting sealing rings will be higher than the inner rings, because the latter are also etched while the sealing ring is being formed.

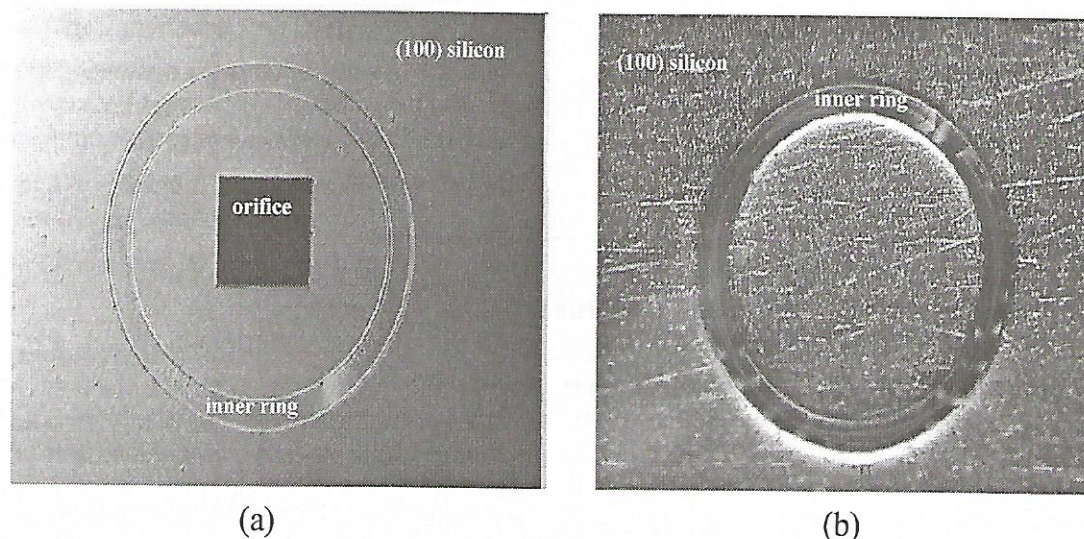


Figure 8. Photomicrographs of: (a). The inner ring after pattern transfer and development, and (b). The inner ring after isotropic etching on a test wafer

thick as it was hardly attacked by the solution. Visual inspection under bright illumination showed that the oxide layer at the top surface of the wafer was still be covering the orifice and input hole, as shown in Figure 7.

The next processing stage is the realisation of the inner rings around the orifice. In step 7, a positive resist is again re-coated on both surfaces of the wafer, followed by pattern transfer using mask #2. Alignment can be easily made using the etched through hole and the features on the mask. The corresponding oxide layer is then removed (step 8) and the wafer is etched isotropically (step 9). The isotropic etching process was performed in an HNA solution. That is a mixture of HF,

5. Conclusion

The design of the microinjector for the miniature GC system has been presented in this paper. It consists of four microvalves interconnected with short microchannels in such a way that a total of 4 nl sample can be injected into the microengineered GC column. The fabrication of the microinjector requires four lithographic masks, and is accomplished on a double sided polished (100) silicon wafer. The most critical stage of the fabrication process is the formation of the orifice and the input hole from the backside of the wafer. For this, the preferred etching technique is by use of CsOH solution, as it hardly attacks the SiO_2 masking

layer. The microinjector will be operated under precise temperature control to achieve better system performance. The realisation of the temperature controller is through a thick film heater mounted to the microinjector system. The design and fabrication of this heating element will be presented in another paper.

6. Acknowledgement

This microinjector sub-project was supported by the DEETYA TIL (Targeted Institutional Link) programme involving the MEC- Uni-SA, South Australia and Research Centre for Electronic and Telecommunication - Indonesian Institute of Sciences (PPET - LIPI). Part of this work has been presented in 2000 IEEE International Conference on Semiconductor Electronics, Port Dickson, Malaysia November 13 - 15, 2000.

7. References

Babaei, J. H. & Kwok, C. Y. 1999, 'Characteristics of a monolithic microvalve with large displacement

electrostatic actuator', in *Electronics and Structures for MEMS*, N. W. Bergmann, O. Reinhold, N. C. Tien, Editors, Proceedings of SPIE, vol. 3891, pp. 157-165.

Esashi, M. 1990, 'Integrated micro flow control systems', *Sensors and Actuators*, vol. A21-A23, pp. 161-167.

Shoji, S. & Eshashi, M. 1994, 'Microflow devices and systems', *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 4, pp. 157-171.

Shoji, S., Nakagawa, S. & Esashi, M. 1990, 'Micropump and sample-injector for integrated chemical analyzing systems', *Sensors and Actuators*, vol. A21-A23, pp. 189-192.

Yam, J. D. I, Santiago-Aviles, J. J. & Zemel, J. N. 1991, 'An investigation of the anisotropic etching of (100) silicon using cesium hydroxide', *Sensors and Actuators*, vol. 29, pp. 121-126.

Down Converter Sub Sistem RF/IF Pada Penerima GPS (Global Positioning System)

By : **Nasrullah Armi, Dadan Muliawandana**

Peneliti pada Puslit Elektronika & Telekomunikasi LIPI, Jl. Cisit No.21/154 D Bandung 40135

Telp. (022) 2504660/1, Fax. (022) 2504659

armi@ppet.lipi.go.id, dadan@ppet.lipi.go.id

e-mail: mashury@ppet.lipi.go.id, yuyu@ppet.lipi.go.id

Abstract

GPS receiver system is capable to track signal accurately even in the lowest power level. This system is used to amplify the received signal (RF/IF sub system), despread pseudo random noise code, and demodulate BPSK signal to obtain the information data. RF/IF sub system itself consist of LNA (Low Noise Amplifier), mixer, and IF amplifier.

In this paper sub system that consist of mixer and IF amplifier to convert frequency from 1575.42 MHz to 10.23 MHz is designed and fabricated.

Keywords: GPS, down converter, RF/IF, LNA

Abstrak

Peralatan penerima GPS mempunyai kemampuan men-track sinyal secara tepat meskipun pada level daya yang sangat rendah. Peralatan ini berfungsi untuk memperkuat sinyal yang diterima (bagian RF/IF), despreding kode Pseudo Random Noise (PRN), dan demodulasi sinyal BPSK untuk memperoleh data yang dikirimkan. Bagian RF/IF terdiri atas LNA (Low Noise Amplifier), mixer, dan penguat IF.

Pada paper ini diuraikan perancangan down converter sub sistem RF/IF yang terdiri atas mixer dan penguat IF untuk konversi frekuensi dari 1575.42 MHz ke 10.23 MHz

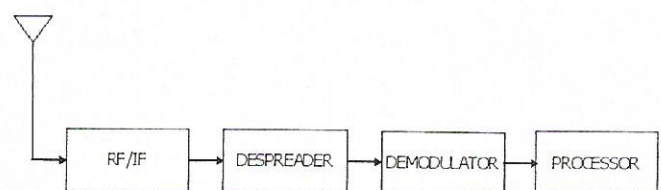
1. Pendahuluan

Sistem GPS (*Global Positioning System*) merupakan suatu sistem navigasi satelit yang secara garis besar mempunyai 3 bagian penting, yaitu ruas angkasa (*space segment*), ruas pengontrol (*control segment*), dan ruas pengguna (*user segment*). Pada ruas angkasa, satelit memancarkan sinyal-sinyal informasi dan data posisi satelit. Ruas pengontrol berfungsi melakukan pengendalian satelit, sinkronisasi, *control health*, dan perhitungan *ephemeris*. Sedangkan ruas pengguna merupakan pengguna sistem ini dengan tujuan untuk kepentingan-kepentingan penentuan posisi dan navigasi.

Peralatan penerima GPS (*GPS receiver*) memiliki kemampuan dalam men-track sinyal secara tepat meskipun pada level daya yang rendah. Seperti yang

ditunjukkan pada gambar 1 bahwa fungsi utama dari penerima GPS ini adalah memperkuat sinyal yang diterima, melakukan *despreding* kode-kode *pseudo random noise (PRN)*, dan demodulasi sinyal BPSK (*Binary Phase Shift Keying*) [1].

Sub sistem RF/IF sebagai bagian dari sistem penerima GPS terdiri atas beberapa bagian, seperti LNA (*Low Noise Amplifier*), mixer, dan IF amplifier.



Gambar 1: blok diagram sistem penerima GPS

Pada tulisan ini, telah dilakukan perancangan dan realisasi down converter sub sistem RF/IF penerima GPS yang terdiri atas pencampur frekuensi (*mixer*), penguat IF (*IF amplifier*) yang berfungsi untuk memperkuat daya sinyal sehingga diperoleh level daya yang diharapkan, dan rangkaian filter (*Band Pass Filter*) yang berfungsi untuk menyaring frekuensi-frekuensi yang tidak diharapkan sehingga diperoleh spektrum frekuensi yang diinginkan.

2. Perancangan & Pemilihan Komponen

Down converter berfungsi untuk menggeser frekuensi sinyal input RF sesuai dengan frekuensi yang diinginkan. Pada perancangan ini, spesifikasi alat yang diinginkan adalah sebagai berikut:

Frekuensi Input (RF)	: (1575.42 1) MHz
Frekuensi output (IF)	: (10.23 1) MHz
Frekuensi LO	: 1565.19 MHz
Level daya input	: -80 dBm
Level daya output	: -40 dBm
Impedansi input/output	: 50 ohm

Pencampur Frekuensi

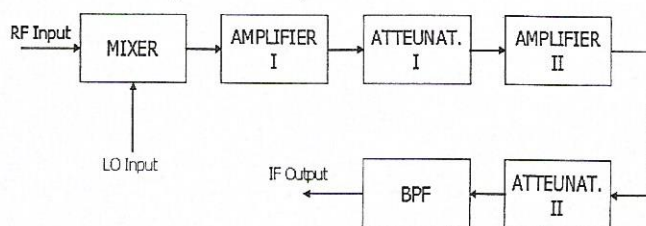
Perancangan pencampur frekuensi pada *down converter* yang direalisasikan adalah sistem translasi tunggal yang bekerja untuk dapat menggeser sinyal output RF dengan luaran frekuensi sebesar 1575,42 MHz dengan satu buah osilator lokal.

Untuk memperoleh frekuensi sebesar 10,23 MHz, maka dibutuhkan sebuah osilator lokal dengan frekuensi yang sesuai dengan persamaan berikut :

$$\begin{aligned} f_{RF} &= f_{LO} + f_{IF} \\ f_{LO} &= f_{RF} - f_{IF} \\ &= (1575,42 - 10,23) \text{ MHz} \\ &= 1565,19 \text{ MHz} \end{aligned}$$

Pada gambar 2 terlihat bahwa terdapat 4 buah komponen utama yang digunakan pada down converter yang akan direalisasikan, yaitu :

1. Pencampur frekuensi (*mixer*)
2. Penguat IF (*IF amplifier*)
3. BPF (*Band Pass Filter*)
4. Peredam (*attenuator*)



Gambar 2: Blok diagram down converter yang hendak direalisasikan

Pencampur frekuensi berfungsi untuk menggeser frekuensi sinyal input ke frekuensi yang telah ditentukan (dalam hal ini sebesar 10,23 MHz dengan bantuan osilator lokal). Dikarenakan dalam proses pencampuran frekuensi sinyal input akan terjadi peredaman sinyal dan penambahan derau (*noise*), maka setelah blok pencampur perlu ditambahkan penguat IF dan filter.

Penguatan di frekuensi antara ini dapat dibuat dengan menggunakan sistem penguat bertingkat apabila dengan menggunakan satu tingkat penguat belum memenuhi penguatan yang diinginkan sehingga dilanjutkan ke tingkat penguat berikutnya. Pada sistem ini direalisasikan 2 tingkat penguatan

Level Daya

Berdasarkan spesifikasi yang telah ditetapkan dalam perancangan alat bahwa penggeser frekuensi memiliki level daya input sebesar -80 dBm dengan penguatan sebesar 40 dB, maka besarnya daya output pencampur adalah sebagai berikut :

$$P_{out} [dB] = P_{in} [dB] + Gain [dB]$$

Pada kondisi diatas diperoleh harga P_{out} sebesar -40 dBm. Harga ini merupakan nilai ideal bila penggeser frekuensi memiliki penguatan (*gain*) seperti yang diharapkan dan dengan asumsi tidak memiliki redaman (*loss*) pada masing-masing komponen yang digunakan.

Pemilihan komponen

Pada penentuan komponen-komponen yang dibutuhkan untuk membentuk sistem secara keseluruhan akan dipilih dengan dasar-dasar perancangan dan karakteristik alat yang diinginkan.

1. Pencampur frekuensi (*mixer*)

Mixer merupakan komponen utama untuk dilakukan pencampuran frekuensi input RF dengan frekuensi osilator lokal, sehingga diperoleh frekuensi IF yang dikehendaki.

Komponen mixer yang dipilih memiliki daerah frekuensi kerja hingga 2500 MHz, yang berarti bahwa frekuensi dari penerima sebesar 1575,42 MHz masih tercakup pada daerah frekuensi kerja tersebut.

Pencampur frekuensi yang dipilih diatas merupakan pencampur dioda seimbang ganda (*double balance mixer*) SCM-2500 yang memiliki impedansi karakteristik tiap terminalnya sebesar 50 ohm [2], sehingga tidak dibutuhkan lagi rangkaian matching *impedance* untuk komponen ini.

2. Penguat frekuensi antara (IF amplifier)

Penguat frekuensi antara IF yang hendak direalisasikan menggunakan 2 tingkat penguatan. Hal ini dilakukan karena tidak diperoleh komponen penguat yang memiliki gain yang sesuai dengan spesifikasi rangkaian satu tingkat penguat.

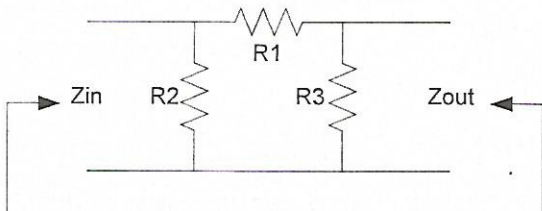
Komponen yang dipilih adalah monolithic amplifier (MAR-8) yang memiliki karakteristik sebagai berikut [2]:

Daerah frekuensi kerja	: DC-1000 MHz
Penguatan	: 32.5 dB
Level daya input maksimum	: 20 dBm
Noise figure	: 3.3 dB
Tegangan DC	: 7.8 V

3. Peredam (attenuator)

Peredam digunakan untuk menjaga sinyal yang melebihi batas pada penerima selain juga digunakan sebagai *matching impedance*.

Untuk merealisasikan ini, kami menggunakan peredam dengan tipe konfigurasi π (ϕ). Peredam dengan tipe konfigurasi ini ditunjukkan pada gambar 3, dimana $R_2=R_3$, Z_{in} =impedansi input, dan Z_{out} =impedansi output [3-8].



Gambar 3 : peredam dengan tipe konfigurasi (ϕ)

Dengan menggunakan persamaan-persamaan berikut:

$$Att(dB) = 20 \log \left[\frac{R_1(R_2 + 50) + R_2 \times 50}{R_2 \times 50} \right]$$

$$Z_{in} = \frac{R_2 \times [R_1 - (R_3 // Z_{out})]}{R_2 + [R_1 + (R_3 // Z_{out})]}$$

dimana $R_2=R_3$, $Z_{in}=Z_{out}=50$ ohm

maka

$$50 = \frac{R_2 \times \left(R_1 + \frac{R_2 \times 50}{R_2 + 50} \right)}{R_2 + \left(R_1 + \frac{R_2 \times 50}{R_2 + 50} \right)}$$

$$50 = \frac{[R_1 \times (R_2 + 50) - R_2 \times 50] \times R_2}{50 \times (R_1 + 2R_2) + R_1 R_2 + R_2^2}$$

Dengan mengacu pada persamaan-persamaan diatas, maka dapat ditentukan nilai-nilai R_1 , R_2 , dan R_3 sesuai dengan besar redaman yang diinginkan. Redaman yang diinginkan direalisasikan pada nilai 9 dB, sehingga nilai $R_1=62$ ohm, $R_2=R_3=105$ ohm.

4. Papan rangkaian tercetak (PCB)

Untuk saluran dan PCB yang digunakan adalah PCB dengan bahan *epoxy glass*.

5. Kapasitor

Kapasitor yang digunakan untuk rangkaian mixer berfungsi sebagai *blocking* terhadap arus DC yang masuk diantara 2 tingkat penguat dan melewati sinyal AC dari satu titik ke titik lainnya.

6. RF choke

RF choke (L_1 dan L_2) yang direalisasikan pada rangkaian ini sebesar 100 μ H.

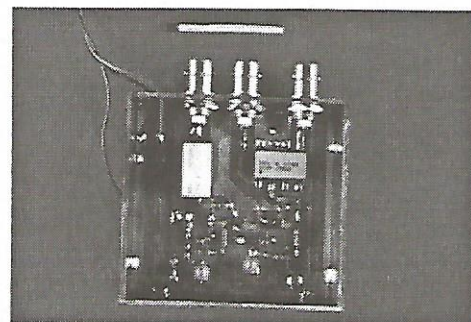
7. Filter BPF

Komponen ini digunakan untuk meredam frekuensi sinyal yang tidak diinginkan. Karakteristik filter BPF yang digunakan adalah sebagai berikut:

Frekuensi tengah	: 10.7 MHz
Bandwidth	: 2 MHz
Daerah frekuensi lolos	: 9,5-11,5 MHz

3. Pengukuran Alat

Sebelum dilakukan pengukuran, terlebih dahulu alat-alat yang akan digunakan dikalibrasi. Hal ini dilakukan untuk mengetahui nilai awal dari alat ukur yang akan digunakan yang nantinya akan dijadikan sebagai nilai referensi pengukuran yang hendak dilakukan. Dan pada Gambar 4 menunjukkan sistem yang telah direalisasikan



Gambar 4: down converter yang telah direalisasikan

3.1. Pengukuran keluaran mixer

Pengukuran dilakukan terhadap keluaran penggeser frekuensi (output filter BPF) terhadap sinyal masukan.

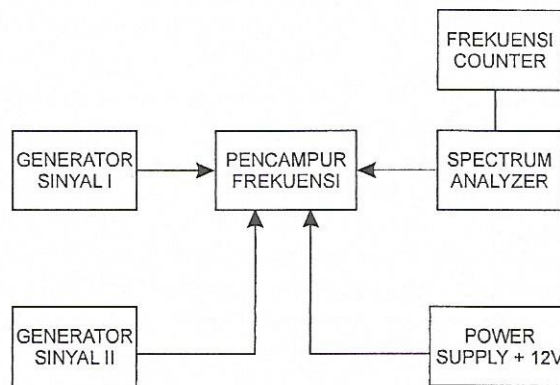
Rangkaian pengukuran ditunjukkan pada gambar 5. Alat ukur yang digunakan adalah *spectrum analyzer*, *power supply* +12 V DC, *frekuensi counter*, dan 2 buah *signal generator*.

Pada Pengukuran keluaran ini, nilai sinyal masukan yang diberikan oleh generator sinyal I adalah sebagai berikut:

Input RF : level = -80 dBm, frekuensi = 1575,42 MHz.

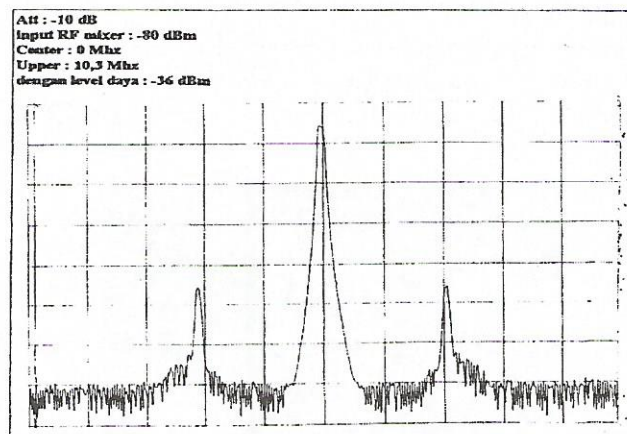
Sedangkan untuk masukan osilator local yang diberikan oleh generator sinyal II adalah sebagai berikut:

Input LO: level = +7 dBm, frekuensi = 1565,19 MHz.



Gambar 5: rangkaian pengukuran keluaran penggeser frekuensi

Dari 2 buah sinyal masukan ini akan dilakukan pengukuran terhadap keluaran total dari penggeser frekuensi yang direalisasikan. Hasil pengukuran ditunjukkan pada gambar 6.



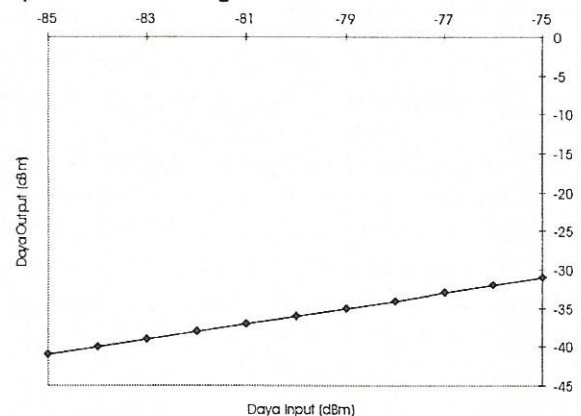
Gambar 6: spectrum keluaran sebesar -36 dBm dengan frekuensi 10.3 MHz

Gambar menunjukkan bahwa level daya keluaran penggeser frekuensi sebesar -36 dBm. Tidak tepatnya nilai tersebut dengan spesifikasi alat yang diharapkan disebabkan karena factor koreksi komponen (nilai resistor) yang digunakan pada redaman dengan perhitungan teoritis.

3.2. Pengukuran respon penguatan

Pengukuran ini bertujuan untuk melihat apakah penguat yang digunakan pada penggeser frekuensi yang direalisasikan memiliki linieritas penguatan terhadap perubahan level daya input yang diberikan. Hasil pengukuran ditunjukkan pada grafik gambar 7.

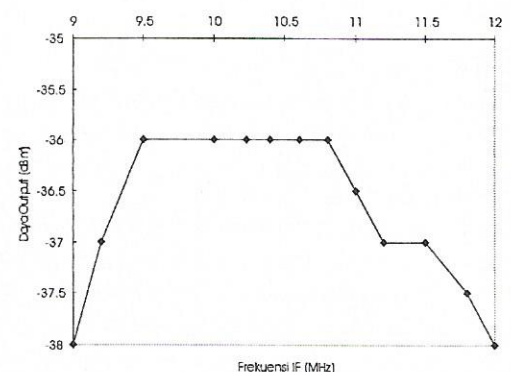
Dari grafik terlihat bahwa alat yang dibuat memiliki penguatan yang linier untuk masukan yang berada di daerah kerja. Karakteristik dari penguat ini memiliki level daya masukan sebesar 20 dBm, sehingga bila daya masukan penguat ini melebihi level 20 dBm, maka komponen akan mengalami kerusakan.



Gambar 7: respon daya output terhadap daya input

3.3. Pengukuran respon daya keluaran.

Pengukuran ini berfungsi untuk mengamati perubahan level daya keluaran terhadap perubahan frekuensi IF dengan mengubah-ubah nilai frekuensi osilator. Hasil pengukuran ditunjukkan pada grafik gambar 8.



Gambar 8: respon daya output terhadap perubahan frekuensi IF

Dari grafik terlihat bahwa penguatan yang terjadi pada penggeser frekuensi yang direalisasikan tidak konstan untuk semua daerah frekuensi, tetapi untuk frekuensi yang diharapkan, penguatan yang terjadi relatif konstan.

5. Kesimpulan

Telah dilakukan perancangan dan realisasi penggeser frekuensi sub sistem RF/IF penerima GPS. Hasil pengukuran menunjukkan bahwa alat yang direalisasikan mendekati spesifikasi alat yang diharapkan. Tidak tepatnya hasil pengukuran level daya keluaran penggeser frekuensi disebabkan karena adanya koreksi nilai komponen yang digunakan terhadap hasil perhitungan teoritis.

6. Ucapan Terima Kasih

Pada kesempatan ini Penulis ingin mengucapkan terima kasih khususnya kepada PT. LEN Industri dan semua pihak yang telah membantu baik moril maupun materil, juga kepada Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi (PPET) LIPI yang telah memberikan kesempatan publikasi hasil penelitian ini.

Daftar Pustaka

- [1]. "Global Positioning System," Vol.I,II,III,IV, The Institute of Navigation, Washington DC
- [2]. Mini Circuit, "RF/IF Handbook Design," 1992.
- [3]. Freeman, Roger L., "Telecommunication Transmission Handbook," Second edition, A Wiley Interscience Publication.
- [4]. Freeman, Roger L., "Radio System Design for Telecommunications (1-100 GHz)," 1987
- [5]. Malvino, Albert Paul, "Electronic Principles," Second edition, McGraw Hill, 1979.
- [6]. Liao, Samuel Y., "Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design," Prentice Hall, 1987.
- [7]. Smith, Jack, "Modern Communication Circuit," McGraw Hill, 1986
- [8]. Gupta, Ramesh Gary, I.J.Bahl, "Microstriplines and Slotlines."

PEMILIHAN ANTENNA DIPOLE DENGAN SISTEM CATU DITENGAH (Center Feed) UNTUK BIDANG FREQUENCY LEBAR.

Oleh : *Rustini. S. Kayatmo*) dan Soemaryato Kayatmo**)*

*) Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi -LIPI

***) Pusat Penelitian Tenaga Listrik dan Mekatronik - LIPI

Jalan Cisitua No. 21/154 D, Bandung 40135

ABSTRACT

Wideband dipole antenna is widely used in television transmitters. The choice of the antenna system, which can radiate at high power should be suitable with the transportation facilities and geographical condition of all the Indonesian region where the economic value should also be taken account.

In this paper, the antenna half wave dipole array with center feed system has been design and fabricated. Frequency range of 180 to 197 MHz with VSWR < 1.08 has been obtained.

ABSTRAK

Antena dipole dengan pita frekwensi yang cukup lebar banyak dipergunakan untuk pemancar Televisi. Pemilihan sistem antena yang mampu menyalurkan daya tinggi dengan sistem konstruksi yang sesuai dengan keadaan fasilitas transportasi diseluruh wilayah Indonesia tetapi ekonomis, perlu dicarikan solusinya. Dalam makalah ini telah dirancang dan difabrikasi antena half wave dipole array dengan sistem catu ditengah pada rentang frekuensi 186 sampai 197 MHz dengan VSWR yang diperoleh < 1.08

1. PENDAHULUAN

Radiasi atau pancaran energi gelombang elektromagnetik merupakan suatu permasalahan yang sangat penting, dimana paling sedikit ada 2 (dua) hal yang cukup dominan pada masalah ini, yaitu :

1. Permasalahan usaha untuk menyalurkan energi gelombang elektromagnetik yang dihasilkan dari suatu pemancar radio yang dipancarkan ke ruang angkasa bebas melalui sarana antenna;
2. Permasalahan kebocoran pancaran seperti yang terjadi pada gelombang elektromagnetik frekuensi tinggi yang ditutup (shielded) dengan bahan logam penghantar listrik atau konduktor, penambahan adanya rugi-rugi atau losses yang tidak dikehendaki dalam penyaluran signal gelombang elektromagnetik rangkaian melalui saluran

transmisi, ataupun permasalahan cavity resonator dengan adanya lobang atau celah cavity resonator tersebut.

Untuk mengatasi kedua permasalahan diatas, maka hal-hal dibawah ini perlu mendapat perhatian :

- 1) Kuat medan listrik pada suatu jarak yang telah ditentukan dan telah ditetapkan arah dari radiasinya (antena)
- 2) Kemampuan total daya radiasi dari sistem antenna;
- 3) Besarnya input impedansi dari antenna;
- 4) Frekuensi resonansi dan lebar bidang frekuensi dari sistem radiator (Antena). Lebar bidang frekuensi dari sistem antena ini akan mudah diketahui apabila diketahui besarnya input impedansi sebagai fungsi dari frekuensi.

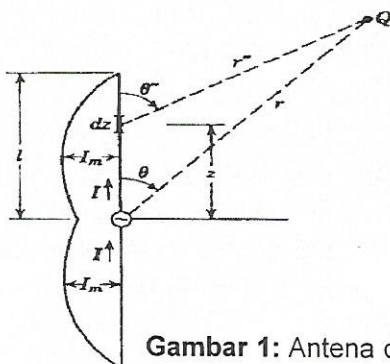
- 5) Daya yang diserap oleh sistem antenna itu sendiri sebagai rugi-rugi akibat Ohmic losses yang dimiliki oleh antenna tersebut;
- 6) Maksimum gradient sepanjang antenna yang diijinkan apabila timbul masalah corona yang akan merupakan hal yang cukup penting pada perencanaan antenna tersebut.

Antena dipole dengan pita frekwensi yang cukup lebar banyak dipergunakan untuk pemancar Televisi. Pemilihan sistem antenna yang mampu menyalurkan daya tinggi dengan sistem konstruksi yang sesuai dengan keadaan fasilitas transportasi diseluruh wilayah Indonesia tetapi ekonomis, perlu dicarikan solusinya. Hal ini disebabkan didalam pembangunan relay-relay Televisi ada kalanya berada ditempat yang terpencil dan hanya mampu dilakukan melalui kapal udara yang kecil bahkan ada kemungkinan sarana transportasinya sangat minim.

2. TEORIDAN PEMBAHASAN:

Banyak sistem antenna yang dapat dipergunakan didalam mendukung penyaluran gelombang elektromagnetik yang berasal dari suatu pemancar radio dan berdaya besar dalam sistem pertelevisian, akan tetapi dari beberapa alasan baik teknis maupun ekonomi, pilihan jatuh pada pemanfaatan sistem antenna dipole. Pada tulisan ini akan dibahas alasan pemilihan Antena Dipole dengan beberapa teori pendukung guna dapat memahami hubungan antara teori dengan pelaksanaannya dilapangan.

Gambar 1 berikut ini melukiskan suatu antenna dipole yang panjangnya $2l$ dimana antenna sepanjang $2l$ tersebut dipotong menjadi dua bagian yang sama panjangnya yaitu masing-masing sepanjang l . Jarak antara kedua bagian tersebut cukup kecil dan kita bayangkan diantaranya ada suatu generator listrik (elektromagnetik) yang ideal tanpa ada tahanan dalam (internal resistance).



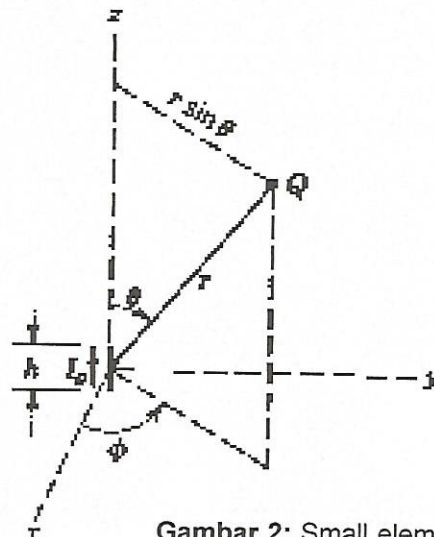
Gambar 1: Antena dipole sepanjang $2l$

Apabila panjang antenna $2l$ diatas sudah tidak dapat diabaikan lagi terhadap panjang gelombang Elektromagnetik (λ), maka arus listrik yang ada dipermukaan antenna tidak dapat dianggap sebagai tetap (konstan) untuk sepanjang antenna tersebut. Dengan demikian arus listrik yang berada pada permukaan antenna tersebut akan merupakan bagian dari gelombang berdiri (standing wave) yang memiliki nilai nol pada ujung antenna yang berasal dari generator frekuensi radio yang mengeluarkan gelombang sinusoidal dan berada pada celah yang kecil ditengah-tengah antenna tadi.

Apabila pada antenna yang sepanjang $2l$ pada gambar 1 diatas dibayangkan untuk dipotong-potong menjadi beberapa buah elemen deferensial antenna sepanjang dz , dimana setiap elemen antenna sepanjang dz akan merupakan "small current element antenna", dan apabila semua medan listrik dan medan magnetik yang berasal dari elemen antenna dz digabungkan, maka dapat diperoleh harga kwalitatip dengan mempergunakan beberapa asumsi yang hasilnya sebagai berikut:

$$I = \begin{cases} I_m \sin [k(l-z)], & z > 0 \\ I_m \sin [k(l+z)], & z < 0 \end{cases} \quad (1)$$

Berdasarkan penurunan hubungan antara medan magnit dan medan listrik yang dihasilkan oleh "small element dipole antenna" yang memiliki panjang antenna sepanjang h seperti dari gambar 2 berikut ini, dapat diuraikan sebagai berikut: [1]



Gambar 2: Small element dipole

apabila jarak r dari sumber energi elektromagnetik yang berasal dari antenna dipole dari gambar 2 diatas cukup jauh maka pernyataan kuat medan listrik maupun kuat medan magnet hanya terpengaruh oleh perubahan harga $1/r$,

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{H}_\phi &= \frac{jkI_0 h}{4\pi r} \sin \theta \cdot e^{-jk \cdot r} \\ \mathbf{E}_\theta &= \frac{j\omega \mu I_0 h}{4\pi r} \sin \theta \cdot e^{-jk r} = \eta \mathbf{H}_\phi \\ \eta &= \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \approx 120 \cdot \pi \text{ Ohm} \end{aligned} \right\} (2)$$

dimana

$\mathbf{H}_\phi$ = kuat medan magnet

$\mathbf{E}_\theta$ = kuat medan listrik

η = impedansi intrinsik di udara bebas

k = wave number

μ = permeabilitas udara

ϵ = konstanta dielektrik udara

Apabila jarak r'' cukup jauh dari elemen antenna dz , maka dari persamaan (2) untuk antenna dz menjadi:

$$d\mathbf{E}_\theta = \eta d\mathbf{H}_\phi = \frac{j\eta k I dz}{4\pi \cdot r''} e^{-jk r''} \sin \theta'' (3)$$

dimana r'' adalah jarak dari elemen antenna dz ketitik Q, sedangkan r adalah jarak antara titik asal pada antenna gambar 1 ketitik Q. Apabila letak titik Q ini diambil cukup jauh dibandingkan terhadap panjang antenna yang panjangnya $2l$, maka perbedaan jarak antara r dan jarak r'' tidak berarti. Yang menentukan perbedaan hanyalah fasa saja, demikian pula perbedaan besarnya dengan " karena sangat kecil maka besarnya perbedaan dapat diabaikan.

Apabila ada perbedaan fasa maka

$$r'' = \sqrt{r^2 + z^2 - 2rz \cos \theta} \approx r - z \cos \theta$$

sedangkan

$$\frac{1}{r''} \approx \frac{1}{r} \quad \text{dan} \quad \theta'' \approx \theta$$

sehingga $\mathbf{E}_\theta = \eta d\mathbf{H}_\phi = \int_{-l}^l d\mathbf{E}_\theta$

$$= \frac{j\eta k I_m}{4\pi r} \sin \theta \cdot e^{-jk r} \left\{ \int_{-l}^0 e^{jkz} \sin[k(l+z)] dz + \int_0^l e^{jkz \cos \theta} \sin[k(l-z)] dz \right\} (4)$$

Dengan mempergunakan standard bentuk integral:

$$\int e^{ax} \sin(bx + c) dx = \frac{e^{ax}}{a^2 + b^2} [a \sin(bx + c) - b \cos(bx + c)]$$

maka persamaan (4) dapat diselesaikan menjadi:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_\theta &= \eta \mathbf{H}_\phi = \\ &= \frac{j\eta k I_m}{4\pi r} \sin \theta \cdot e^{-jk r} \left\{ \frac{2}{k \sin^2 \theta} [\cos(kl \cos \theta) - \cos(kl)] \right\} \\ &= \frac{j\eta I_m}{4\pi r} e^{-jk r} \left[\frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos(kl)}{\sin \theta} \right] \end{aligned} (5)$$

dimana k adalah apa yang disebut wave number dan besarnya adalah $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Oleh karena arus listrik yang mengalir sepanjang antenna dipole tidak tetap (tidak konstan) karena adanya standing wave pada antenna tersebut, maka nilai dari resistansi radiasi bergantung kepada mendefinisikan besarnya arus listrik yang dipergunakan untuk menentukan besarnya resistansi radiasi tersebut. Salah satu cara untuk menentukan radiasi resistansi ("radiation resistance") adalah dengan mempergunakan besarnya arus maksimum pada antenna, sehingga diperoleh:

$\mathbf{W}$ = total energi yang dipancarkan oleh antenna dipole:

$$\begin{aligned} &= \oint_S \vec{P} \cdot d\vec{S} \\ &= \int_0^\pi P_r \cdot 2\pi \cdot r^2 \sin \theta \cdot d\theta \end{aligned}$$

dimana P_r adalah Pointing vector dan besarnya adalah setengah dari hasil perkalian medan magnet dan medan listrik dimana besarnya S = permukaan antenna

$$\begin{aligned} P_r &= \frac{1}{2} \cdot |\mathbf{E}_\theta| \cdot |\mathbf{H}_\phi| \\ &= \frac{\eta \cdot I_m^2}{8 \cdot \pi^2 \cdot r^2} \left[\frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos(kl)}{\sin \theta} \right]^2 \cdot d\theta \end{aligned} (6)$$

Maka besarnya radiation Resistance adalah :

$$R_r = \frac{2W}{I_m^2} = \frac{\eta}{2\pi} \int_0^\pi \frac{[\cos(kl \cos \theta) - \cos(kl)]^2}{\sin \theta} d\theta (7)$$

Dengan mempergunakan nilai $\eta = 120$. maka integral pada persamaan (7) untuk suatu dipole dengan panjang $2l$ yang sembarang dan sudah tidak dapat diabaikan lagi terhadap λ akan menghasilkan persamaan seperti berikut ini:

$$R_r = \left\{ \begin{array}{l} C + \ln 2kl - Ci(2kl) + \frac{1}{2} \sin 2kl [Si(4kl) - 2Si(2kl)] + \\ \frac{1}{2} \cos 2kl [C + \ln(kl) + Ci(4kl) - 2Ci(2kl)] \end{array} \right\}$$

Dimana $C = 0.5772 \dots$ dan fungsi matematik berikutnya (integral sinus dan cosinus) dibuatkan tabel dengan mempergunakan:

$$Si(x) = \int_0^x \frac{\sin x}{x} dx \quad \text{dan}$$

$$Ci(x) = - \int_x^\infty \frac{\cos x}{x} dx$$

Disini dapat dilihat bahwa hambatan radiasi hanya merupakan **fungsi dari panjang antenanya sendiri dan kurang dipengaruhi oleh diameter dari antenna**. Untuk suatu dipole dengan panjang antenna $\approx 0.5\lambda$ atau tepatnya $2l \approx 0.48\lambda$, diperoleh nilai resistansi radisi $R_r \approx 73 \text{ Ohm } (\Omega)$. [1]

Sedangkan dari penurunan oleh Schelkunoff diperoleh hubungan antara dimensi antenna yang simetris (didalam hal ini adalah antenna dipole center feed) dengan Karakteristik Impedansi K_a dari antenna tersebut sebagai berikut: [2]

K_a = Karakteristik Impedansi dari

$$\text{Antena} = \left(276 \cdot \log_{10} \frac{2l}{a} - 120 \right) \text{ Ohms } (9)$$

Dan dari hasil investigasi lebih lanjut oleh Schelkunoff telah dicari hubungan antara Reaktansi dari Antena Dipole sebagai fungsi dari l/λ dan Karakteristik Impedansi dari Antena Dipole sebagai parameternya, maka diperoleh grafik yang dapat dilihat pada gambar 3. Dari grafik pada gambar 3 tersebut dapat disimpulkan bahwa:

1. Resistansi dari antenna yang terlihat pada terminal inputnya tidak banyak menunjukkan perbedaan pada nilai l/λ yang sama untuk nilai karakteristik Impedansi dari antenna yang berbeda, asal panjang antenna dipole $2l$ tidak lebih besar dari 0.8 dari panjang gelombang atau λ atau $l \leq 0.4 \lambda$. Akan tetapi apabila panjang antenna mendekati panjang gelombang (λ) atau $l \approx 0.5 \lambda$, maka resistance dari antenna sangat dipengaruhi oleh karakteristik Impedansi Antena atau K_a .

2. Komponen reaktif dari antenna nilainya akan mengecil apabila karakteristik Impedansi Antenna (K_a) makin kecil, dan kondisi ini juga akan terjadi apa bila frekuensi yang dipancarkan oleh antenna tersebut pada daerah disekitar frekuensi resonansi.
3. Penambahan diameter dari antenna dipole akan dapat dipergunakan untuk mengurangi panjang antenna dengan tetap menghasilkan resistansi maupun reaktansi yang hampir sama.

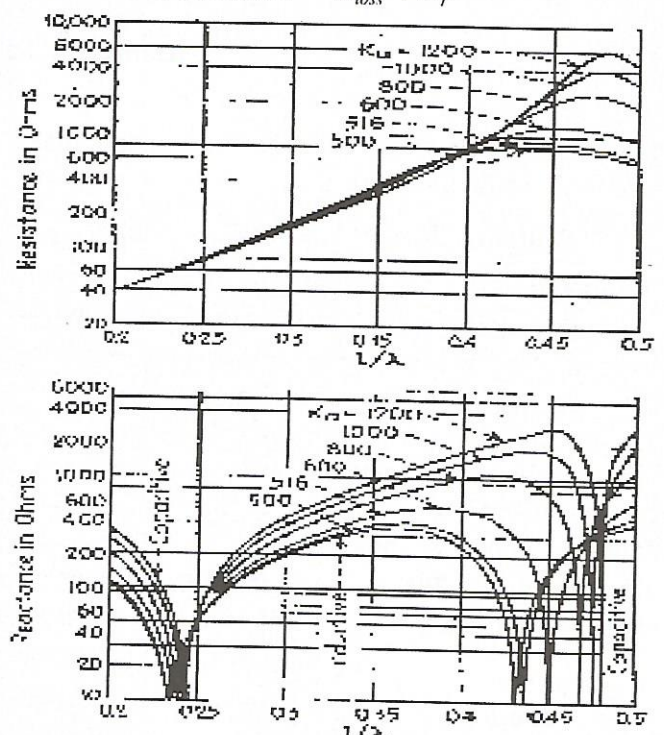
Dari hasil investigasi tersebut berarti dengan menaikkan atau memperbesar diameter antenna dipole selama panjang antenna tetap, maka yang akan banyak dikurangi adalah besarnya reaktansi dan ini berarti dengan memperbesar diameter Antena, maka yang akan mengecil adalah Q dari antenna dan ini berarti antenna tersebut dapat dipergunakan untuk bidang frekuensi yang lebar. Oleh karena didalam suatu sistem antenna, yang merupakan sistem resistansi total yang ada pada terminal input antenna adalah: [3]

$$\text{Resistance antenna} = R_{ant}$$

$$= R_{loss} + R_r \quad (9)$$

dan Efficiency antenna =

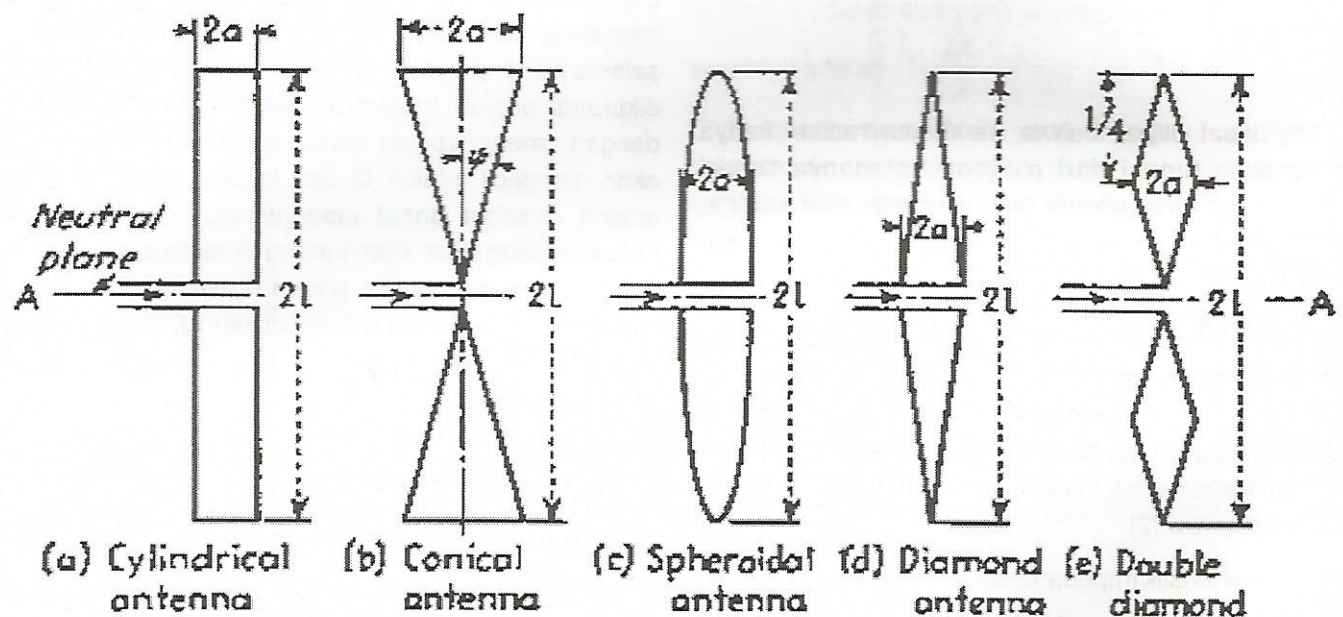
$$\frac{\text{Radiation..resistance}}{\text{Resistance..antenna}} = \frac{R_r}{R_{loss} + R_r} \quad (10)$$



Gambar.3 Grafik Schelkunoff

Sedangkan resistance loss atau rugi-rugi hambatan dari antenna, sangat bergantung kepada bahan yang dipergunakan pada elemen antenna tersebut, dimana pada frekuensi tinggi yang menentukan adalah konduktivitas lapisan luar dari antenna. Hal ini disebabkan pada frekuensi tinggi arus listrik mengalir sebagian besar pada permukaan luar karena adanya proses skin effect. Semakin panjang dipole antenna maka resistansi radiasinya akan semakin tinggi, dan apabila konduktivitas tinggi atau resistansi lapisan luar

dimana $2a$ adalah diameter kawat atau elemen dari antenna dipole tersebut. Hal ini berarti bahwa apabila nilai $\frac{2l}{a}$ semakin besar, maka nilai karakteristik Impedansi dari antenna semakin besar pula. Oleh karena dalam hal ini direncanakan untuk membuat suatu sistem antenna dipole yang memiliki bidang frekuensi lebar, maka banyak model atau jenis antenna yang dapat dipergunakan sebagai antenna wideband seperti gambar 4:



Gambar 4: Jenis-jenis antenna

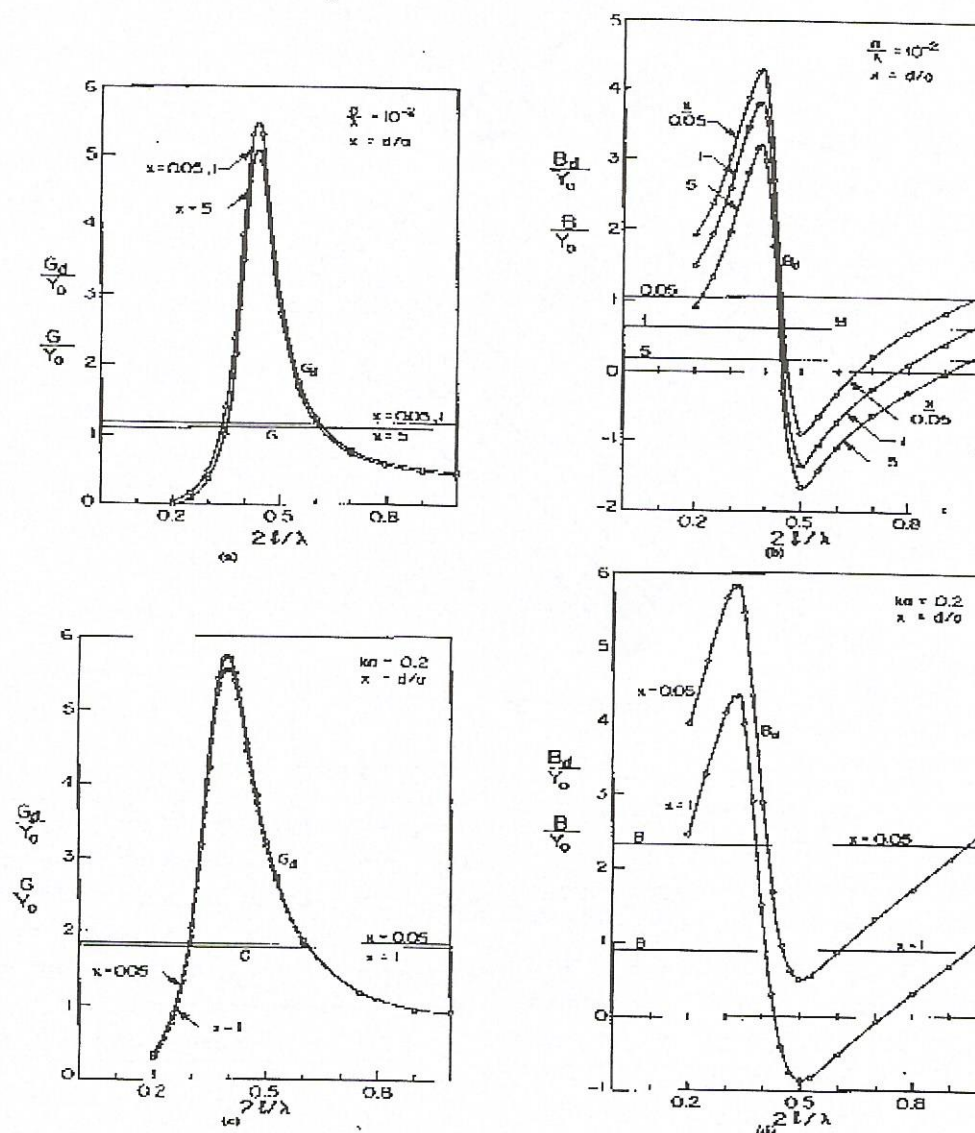
dari antenna dipole tetap dipertahankan rendah, maka antenna dipole yang semakin panjang akan lebih efisien.

3. DESAIN ANTENNA HALF WAVE DIPOLE :

Percobaan ini dilakukan dilaboratorium Lembaga Elektroteknika Nasional - LIPI. Pada saat itu dilakukan pembuatan antenna wide band untuk pemancar televisi untuk daerah Aceh, daerah perbatasan (Kalimantan dan Irian Jaya) maupun untuk seluruh wilayah Timor Timur, dimana telah ditetapkan bidang frekuensi yang dipergunakan adalah daerah band III. Dengan demikian panjang dipole $2l$ besarnya harus memenuhi persyaratan $0 < 2l/\lambda \leq 1$. Sedangkan karakteristik impedansi dari suatu dipole antenna besarnya adalah:

$$Z_{0,Ant.} = 276 \cdot \log_{10} \frac{2l}{a} - 120 \quad (11)$$

Didalam perencanaan pembuatan antenna half-wave dipole dan wide-band dengan ketentuan mampu untuk daya besar, maka dari beberapa jenis antenna pada gambar 4 diatas yang dipandang memiliki kemudahan didalam melakukan manufakturingnya adalah jenis Cylindrical Antenna. Oleh karena itu untuk selanjutnya yang dibahas hanya antenna jenis silinder dengan sistem pencatuannya adalah sistem center-feed. Seperti telah diuraikan sebelumnya dimana antenna dipole yang dicatu secara center feed sangat sensitive pada frekuensi. Disamping itu jarak ditengah (center) = $2d$ juga sangat berperan didalam penentuan impedansi input dari suatu antenna dipole center feed tersebut. Hubungan antara jarak $2d$, jari-jari silinder antenna a dan panjang gelombang λ oleh Tam Do-Nhat dan Robert H. Macphie diperoleh hubungan seperti gambar berikut: [4]

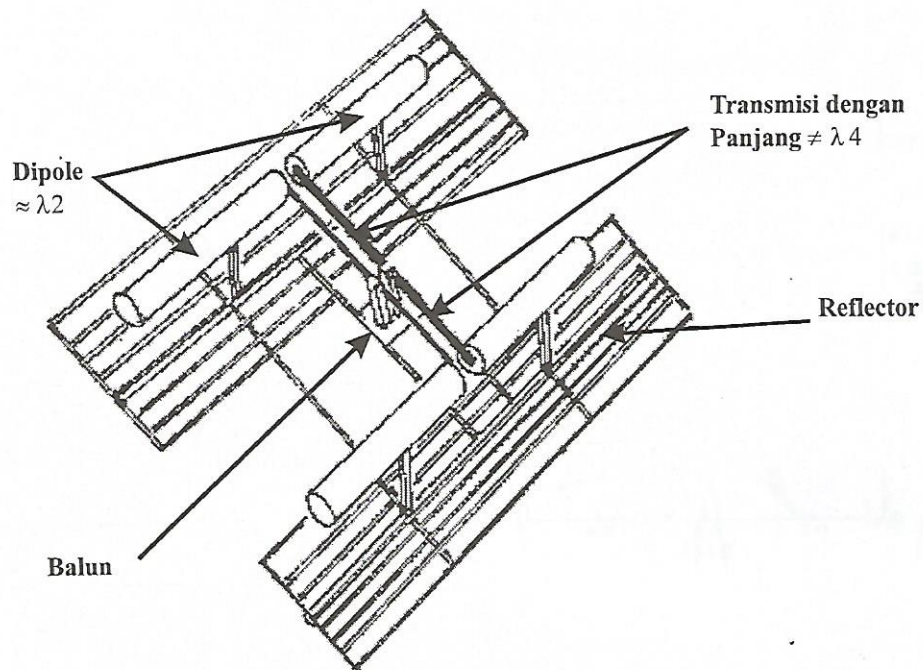


Gambar 5: Hubungan antara jarak $2d$ dengan jari-jari silinder antenna dan λ .

Dimana k adalah wave number atau $k = 2\pi/\lambda$, G = konduktansi udara, G_d = konduktansi dipole, Y_0 = admitansi udara, B = suseptansi udara dan B_d = suseptansi dipole. Dari gambar 5 diatas semakin jelas bahwa suatu dipole yang dicatu dengan sistem center feed cukup sensitive terhadap perubahan frekuensi kerjanya, dimana admitansi dipole $Y_d \approx$ secara tajam akan berubah apabila nilai $\frac{2L}{\lambda} \approx 0.4816 \approx 0.48$. Dengan demikian apabila transformasi Impedansi dari antenna ke saluran transmisi pemancar hanya dilakukan satu kali saja maka akan diperoleh antenna dengan lebar bidang frekuensi yang tidak terlalu lebar (hanya dapat mencakup 1.5 sampai 2 kanal televisi santard CCIR). Apabila dikehendaki sistem antenna dipole tersebut

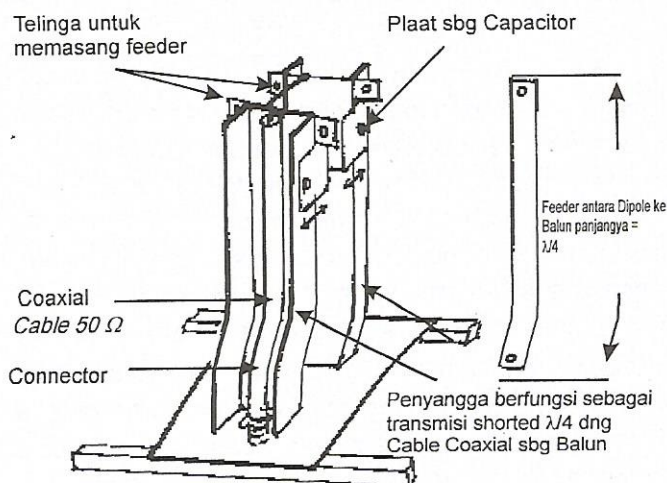
dapat mencakup lebih dari satu pita frekuensi (Band III), maka diperlukan suatu sistem antenna dengan transformasi Impedansi lebih dari satu transformator $\lambda/4$.

Pada makalah disini dititik beratkan pada pembuatan antenna yang mudah dirakit kembali dan mudah dibuat secara Completely Knock Down (CKD), mengingat transportasi kedaerah perbatasan dan pedalaman di kepulauan Indonesia pada umumnya hanya dilakukan dengan pesawat terbang kecil atau helikopter. Hal ini berarti antenna dipole setengah panjang gelombang dengan transformator $\lambda/4$ dibuat satu buah saja ditambah balun. Dengan demikian konfigurasi antenna dipolennya dibuat satu panel terdiri dari dua buah dipole setengah panjang gelombang dengan konfigurasi seperti gambar 6 berikut ini :



Gambar 6: Antena dipole yang dibuat

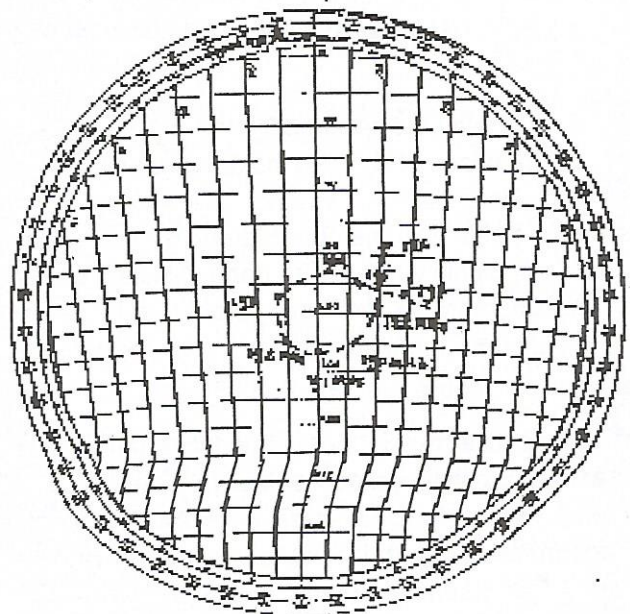
Dari gambar 6 tersebut terlihat bahwa transformator $\lambda/4$ nya hanya ada satu yaitu yang menghubungkan antara center feed Dipole dengan balun. Oleh karena itu lebar bidang frekuensi dari sistem antenna semacam ini tidak dapat terlalu lebar sekali. [5]. Antenna dengan sistem tersebut yang hanya mempergunakan satu transformator $\lambda/4$ dan harus memenuhi persyaratan $VSWR \leq 1.1$, maksimum lebar bidang frekuensinya hanya selebar 8% dari frekuensi tengahnya atau apabila dipergunakan band III untuk pertelevisian hanya dapat mencakup 2 sampai 3 kanal Televisi. Untuk melihat lebih detail konstruksi dari sistem balun adalah seperti pada gambar 7.



Gambar. 7 Konstruksi sistem balun

4. HASIL PERCOBAAN :

Antena Half-Wave Dipole Array sistem center feed yang dibuat tersebut kemudian dilakukan pengukuran pada kanal 6 untuk Indonesia dengan hasil sebagai berikut, dengan menggambarkan hasil pengukuran pada pola Smith Chart dan kemudian dengan memproyeksikan hasil pengukuran disekitar VSWR disekitar = 1, maka akan diperoleh gambaran seperti pada Gambar 8 berikut.



Gambar 8: Hasil pengukuran impedansi

Dari hasil pengukuran input impedansi Two half wave dipoles Array tersebut diperoleh daerah frekuensi 186 MHz sampai 197 MHz dengan VSWR 1.08 dan apabila dikehendaki untuk meng-geser kanal, dengan mudah dapat dilakukan dengan cara mengatur pelat tuning (untuk penalaan) yang berfungsi sebagai kapasitor. Sedangkan pengukuran Penguatan daya dan arah pancaran atau radiation pattern dari sistem antenna two half-wave dipoles array dilakukan dengan mempergunakan lay out pengukuran antenna seperti diperlihatkan pada gambar-9. Pada percobaan dilakukan pengukuran untuk empat buah half wave dipoles array yang terdiri dari sepasang sistem two half-wave dipoles array yang dihubungkan dengan Junction Box yang berisi power distributor. [6] Signal RF yang berasal dari Power Generator dipancarkan melalui antenna log periodic kearah menara yang ditempati oleh antenna yang akan diukur, kemudian signal yang diterima diukur, pertama menggunakan antenna dipole standard, kemudian diukur pula signal yang diterima oleh antenna yang akan diukur penguatan (gain)nya dan hasilnya dibandingkan.

Dari hasil pengukuran mengenai gain antenna four half wave Dipoles array diperoleh :

Frequency

Gain Antenn

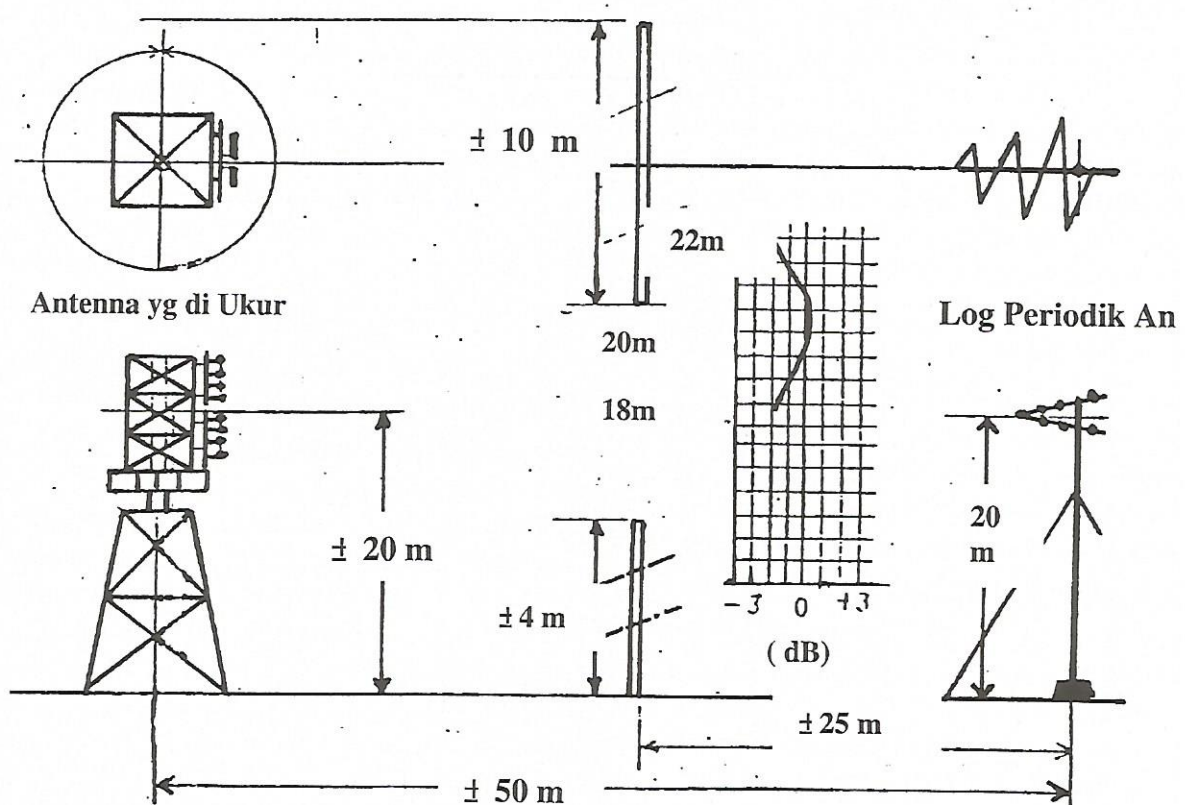
Untuk antenna Standard =	10.5 dB
88 MHz.	10.6 dB
191.5 MHz.	10.7 dB
195 MHz.	10.7 dB

Dari hasil pengukuran diatas, untuk daerah frekuensi antara 188 MHz sampai 195 MHz atau kanal 6 siaran televisi Indonesia, baik dari segi VSWR maupun gain (pengutana) diperoleh hasil yang fluktuasinya sangat kecil, sehingga antenna tersebut dapat digunakan .

5. KESIMPULAN:

Antena yang dihasilkan dapat dianggap sebagai produk yang cukup dapat diandalkan. Penyimpangan dari teori masih dalam batas-batas yang dapat ditolelier dan dapat memenuhi kebu-tuhan dengan semua pembatasan untuk pelaksanaan didaerah terpencil atau yang sulit ditempuh oleh transportasi yang memadai.

Yang masih perlu dikembangkan dan ditingkatkan adalah cara mengolah logam yang benar dan tahan korosi. Telah banyak badan penelitian maupun industri yang berkecimpung didalam permasalahan logam yang



Gambar 9: Lay out Pengukuran

telah dimintai pertolongan memecahkan masalah elektromekanik, akan tetapi pelaksanaan masih belum dapat menghasilkan hasil yang optimal dan mampu memenuhi semua syarat baik dalam permasalahan proteksi korosi maupun tetap memenuhi persyaratan listriknya.

6. UCAPAN TERIMA KASIH

Pada kesempatan ini penulis ingin menyatakan rasa terima kasih yang tulus atas kerja sama dengan semua teman-teman dilaboratorium mekanik maupun teman-teman teknisi elektronika LEN-LIPI yang telah membantu pelaksanaan pembuatan konstruksi mekanik sampai pada pelaksanaan pengukuran dilapangan. Semoga semua kerja sama ini akan dapat lebih meningkatkan harga diri dan rasa percaya diri bagi bangsa Indonesia.

6. REFERENSI

- [1] R.E, Collin : "Antennas and Radiowave Propagation" Chapter II. New York McGraw-Hill 1985.
- [2] S.A Schelkunoff: "Theory of Antennas of Arbitrary Size and Shape " Proceeding I.R.E Vol.29. page 493, September, 1941
- [3] J.D Kraus and K.R Carver " Electromagnetics" McGraw-Hill Kogakusha Tokyo ,1973 page 619.
- [4] Tam Do-Nhat and R.H Macphie " On the effect of Gap width on Admittance of Solid Circular Cylindrical Dipole " IEEE Trans. on Antennas and Propagation Number 12 Volume 37 December 1989.
- [5] John. D Krauss and Keith Rm Carver : " Electromagnetics " Mc Graw-Hill and Kogakusha Tokyo 1973.
- [6] S.Kayatmo " Broadband Power Distributor " LEN Technical Journal Vol: 1, No: 4 Oct./Nov./Dec. 1979 halaman 269 sampai 283.

ARAH PENGEMBANGAN TEKNOLOGI SISTEM PENYIARAN DIGITAL

Oleh : *Rustini S. Kayatmo*

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi - LIPI
Jl. Cisitno no. 21/154D, Bandung 40135

ABSTRACT

The trend of changing the used of analog system into digital system in television broadcast cannot be avoided. To day, several countries in Europe have been using digital terrestrial transmission system; in the United States, eighteen states have been using digital television system with each has their own standard. Although at present there is no international standard yet, in Asia such as Japan through Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISB-T), meanwhile Singapore, Taiwan and China Mainland have started to prepare standard that will be proposed through their companies [1]. In the future Indonesia should also follow the change of the system; at least we have to learn for a certain steps step such as frequency allocations that will be applied network planning of the broadcast distributions, and regulations.

ABSTRAK

Kecenderungan perubahan penyiaran televisi sistem analog menjadi penyiaran televisi sistem digital tidak terhindarkan. Pada saat ini beberapa negara Eropa telah menggunakan sistem transmisi terrestrial digital, dan di Amerika Serikat sudah ada 18 negara bagian yang sudah menggunakan Digital TV dengan standard individu masing-masing. Walaupun saat ini belum ada standard yang ditetapkan, secara internasional, di Asia, Jepang melalui organisasi Terrestrial Integrated Services Digital Broadcasting (ISB-T) dan perusahaan-perusahaan di Singapore, Hongkong, Taiwan dan China telah mulai mempersiapkan standard yang akan diusulkan[1]. Suatu saat mau tidak mau Indonesia akan menuju ke sistem digital juga, oleh karenanya kita perlu mempelajarinya melalui tahapan-tahapan tertentu, seperti pengaturan kembali alokasi frekuensi, perencanaan jaringan penyiaran dan peraturan-peraturan.

1. Pendahuluan

Dengan perkembangan teknologi penyiaran akhir-akhir ini, sistem transmisi satelit telah menggunakan sistem digital. Hal ini dilakukan karena adanya perbaikan dalam kualitas transmisi, dan makin berkembangnya teknologi di bidang komponen elektronika untuk Large-Scale Integration (LSI), Very Large Scale Integration (VLSI) dan teknologi digital. Pada saat yang bersamaan, juga adanya perkembangan dalam penggunaan modulasi multifasa dan penggunaan multilevel Quadratic Amplitude Modulated (QAM), yang telah memungkinkan penggunaan format transmisi digital melalui terrestrial microwave dan link melalui

satelit. Kecenderungan ini telah memotivasi penggunaan sistem digital untuk transmisi siaran televisi dan akhirnya akan menuju ke sistem Digital Video Broadcast (DVB) dan sistem Audio Digital Broadcast (ADB).

Digital Video Broadcasting sudah dimulai sejak tahun 1993 dengan tujuan mentransfer sistem panyiaran untuk memasuki era digital. Aktifitas awal difokuskan untuk menggantikan pelayanan analog menjadi digital. Sebagai tambahan terhadap siaran audio dan video, teknologi digital menawarkan prospek untuk palayanan baru melalui saluran data. Interaksi antara broadcaster dan konsumen menjadi kenyataan dan spesifikasi DVB

meliputi berbagai teknologi yang memungkinkan interaksi ini.

Dengan tibanya era digital terpadu dan munculnya teknologi baru telah mengaburkan batas komunikasi yang terpisah secara tradisional antara industri komputasi, penyiaran dan telekomunikasi. Terutama penggunaan komunikasi bergerak (*mobile communication*) yang makin meningkat telah mendorong proses ini [2].

Oleh karena pada saat ini belum ada standard yang baku, Europe's Digital Video Broadcasting (DVB), the American Advanced Television Systems Committee (ATSC) atau perusahaan-perusahaan di Singapore, Hongkong, Taiwan dan China telah mulai mempersiapkan standard yang akan diusulkan [1].

]Suatu saat mau tidak mau Indonesia akan menuju ke sistem digital juga, oleh karenanya kita perlu mempelajarinya melalui tahapan-tahapan tertentu. Dalam hal standar untuk penyiaran, biasanya Indonesia mengikuti standar Eropa, oleh karena itu ada baiknya apabila kita mempelajari langkah-langkah yang sedang dilakukan oleh negara-negara Eropa yang untuk penyiaran (broadcasting) tergabung dalam organisasi European Broadcasting Union (EBU).

2. Pengembangan Teknologi Penyiaran

Pengembangan sistem teknologi penyiaran menurut EBU terdiri dari dua jalur yaitu: manajemen frekuensi (*frequency management*) dan penelitian dan pengembangan sistem penyiaran (*broadcast system research and development*) [3].

Manajemen frekuensi ditangani oleh para pejabat pemerintah seperti yang tergabung dalam ITU (International Telecom-munication Union), CEPT (European Conference of Postal and Telecom-munication Administrations) dan EC (European Commission), sedangkan penelitian dan pengembangan untuk sistem penyiaran dilakukan oleh industri.

David Wood (EBU) dalam artikelnya yang berjudul *Bits "R" Us* [4], mengidentifikasi tiga kecenderungan utama dan tendensi dalam pengembangan teknologi penyiaran yaitu:

- Solusi piranti lunak (*software solution*);
- Personalisasi;

- Globalisasi.

Kecenderungan terhadap solusi piranti lunak menurut David Wood, ada dua tahapan: transisi dari analog ke digital secara langsung diikuti oleh transisi dari piranti keras ke piranti lunak (*hardware to software transition*). Personalisasi digambarkan sebagai perubahan dari program penyiaran terpadu untuk semuanya ke pelayanan individu sesuai permintaan (*on-demand*). Globalisasi adalah kecenderungan organisasi beroperasi secara regional atau universal dari pada untuk nasional [3].

Skala waktu dari kecenderungan-kecenderungan perubahan ini berbeda satu sama lain. Untuk beberapa pelayanan, waktu yang diperlukan relatif singkat, misalnya webcasting (produksi multimedia dan distribusi ke publik melalui internet) merupakan pelayanan personal dengan menggunakan media sistem digital dan solusi piranti lunak, saat ini telah dilakukan oleh berbagai organisasi penyiaran. Akan tetapi pengembangan internetnya sendiri telah merupakan sejarah lama yang telah dimulai sekitar tahun 1970.

Standar teletext yang ditetapkan pada tahun 1974 dapat dianggap sebagai dimulainya transisi dari analog ke digital dan merupakan pengenalan pertama dari pelayanan personal. Untuk meningkatkan pelayanan personal tersebut diperlukan transmisi untuk sistem penyiaran digital. Introduksi penggunaan sistem Terrestrial Digital Audio Broadcast (T-DAB) dan Digital Video Broadcast Terrestrial (DVB-T) sudah dimulai di beberapa negara, Eropa tetapi barangkali memerlukan waktu lebih dari 15 - 20 tahun sebelum semua sistem transmisi di Eropa beralih ke sistem digital secara keseluruhan.

Pada saat ini dapat diidentifikasi ada tiga macam pengembangan teknologi penyiaran yang menunjang kecenderungan dan tendensi seperti yang diuraikan diatas.

Kunci dari pengembangan tersebut adalah:

1. Perencanaan jaringan penyiaran digital;
2. Peningkatan kapasitas penyimpanan (storage capacity) dari alat penerima;
3. pelayanan dan jaringan terpadu

2.1. Perencanaan jaringan penyiaran digital

Sistem transmisi pada sistem penyiaran digital harus dalam kondisi dapat melayani personal dan multimedia. Pelayanan yang diinginkan dari jaringan sistem penyiaran digital dan waktu pelaksanaannya berbeda dari satu negara dengan negara lainnya.. Indonesia sama halnya dengan Eropa akan memerlukan jaringan terrestrial untuk sistem penyiarannya selain melalui satelit, karena kondisi geografisnya yang terdiri dari banyak pulau dan kemampuan masyarakatnya untuk mengadakan alat penerimanya.

Sistem penyiaran digital memungkinkan stasiun televisi menggunakan spektrum frekuensi dengan lebih efisien dibandingkan dengan yang mereka gunakan untuk sistem analog. Untuk rentang frekuensi (*bandwidth*) yang sama, yang sekarang diperlukan untuk sistem analog, mereka akan mendapatkan resolusi yang jauh lebih tinggi, kualitas gambar digital yang lebih baik atau membagi sinyal dengan teknik kompresi sampai menjadi lima kanal. Opsi pertama berhubungan dengan HDTV, sedangkan yang kedua disebut "*advanced television (ATV)*" yang juga disebut multiplexing [5]. Dengan adanya efisiensi penggunaan rentang frekuensi, maka alokasi frekuensi untuk tiap kanalnya memerlukan pengaturan baru, oleh karena itu Broadcast-technology Management Committee (BMC) yang merupakan bagian dari organisasi EBU melakukan aktivitas perencanaan untuk penentuan Digital Radio Mondial (DRM), Digital Audio Broadcast (DAB) dan Digital Video Broadcast (DVB). "

- Untuk sistem DRM, penggunaan Low Frequency (LF) dan Medium Frequency (MF) perlu mengubah rekomendasi GE75. Disamping itu, penggunaan High Frequency Bands juga perlu diatur kembali;
- T-DAB. Aturan penggunaan kanal pada Band III yang tercakup dalam rekomendasi W195 memerlukan perencanaan baru untuk penggunaan sistem penyiaran digital dan ada penggunaan bersama (*sharing*) antara T-DAB dan DVB-T;
- DVB-T. Mempersiapkan perencanaan frekuensi yang baru untuk penggunaan sistem penyiaran digital pada Band III, IV dan V; mengganti rekomendasi ST61 dan CH97.

Dalam merencanakan jaringan pemancar untuk pelayanan sistem penyiaran digital harus seimbang

antara konflik persyaratan untuk memberikan pelayanan dengan kualitas tinggi dengan mempertahankan spektrum frekuensi yang efisien, dan biaya yang sekecil mungkin untuk merealisasikan jaringan serta pelaksanaannya yang cepat sesuai cakupan yang diinginkan.[6]

Oleh karena itu dalam mengembangkan perencanaan alokasi frekuensi, ada beberapa prinsip yang harus dipertimbangkan:

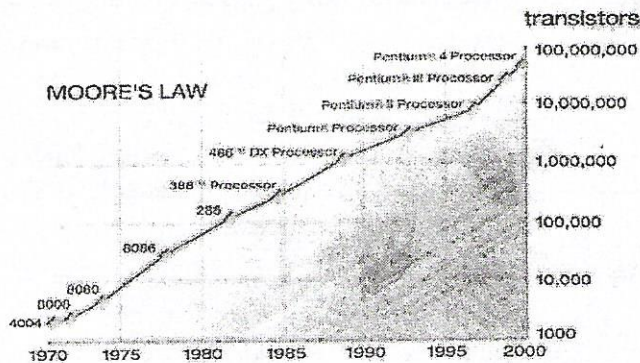
- Apakah cakupannya universal. Negara-negara anggota EBU mempunyai misi yang mengarah ke cakupan universal, tapi bagaimana dengan posisi T-DAB dan DVB-T dalam jangka pendek, menengah dan jangka panjang. Dalam hal ini Indonesia akan memerlukan T-DAB dan DVB-T untuk jangka waktu yang cukup panjang, mengingat geografis yang ada di negara kita, dan karena biasanya kita mengikuti standar Eropa, maka pejabat yang terkait harus berperan aktif dalam menentukan T-DAB dan DVB-T tersebut;
- Apakah penerimaan diatas atap, portable atau mobil? Kalau pelayanan direncanakan untuk penerimaan diatas atap (*rooftop*), didalam rumah dan mobil, maka hal ini akan sangat mempengaruhi struktur jaringan dari pemancar;
- Jumlah pelayanan. Berapa jumlah pelayanan yang diperlukan untuk publik (nasional, regional) dan lembaga penyiaran komersial serta kualitas pelayanan yang bagaimana yang diinginkan. Kuantitas dan kualitas pelayanan menentukan bitrate dan jumlah multiplekser;
- Frekuensi yang tersedia. Dalam beberapa hal, diperlukan proteksi terhadap pelayanan sistem analog pada saat sistem penyiaran digital baru diperkenalkan dan bagaimana penanganan perpindahan dari sistem analog ke sistem digital dilaksanakan.

Berdasarkan pertimbangan-pertimbangan diatas, maka perencanaan alokasi frekuensi nasional harus dikembangkan, agar tidak terjadi interferensi atau saling mengganggu antara dua daerah yang berdekatan.

2.2. Kapasitas penyimpanan dari alat penerima (Receiver storage capacity).

Perkembangan alat penerima (*receiver*) kedepan akan dilengkapi dengan fungsi pemrosesan (*processing*) dan penyimpanan (*memory*) termasuk hard disk, dengan dikombinasikan dengan sistem transmisi penyiaran digital yang akan memungkinkan melayani multimedia secara personal.

Gordon Moore yang ikut mendirikan Intel telah memprediksikan pertumbuhan jumlah kepadatan transistor per IC [7], yang dikenal sebagai hukum Moore (Moore's law) seperti ditunjukkan pada Gambar 1 berikut. Intel mengharapkan kurva dalam Gambar 1. akan berlanjut paling tidak selama decade berikutnya



Gambar 1. Moore's Law

Dari Gambar 1. diatas terlihat bahwa pada tahun 1970 satu IC maksimum hanya mengandung 1000 transistor (IC 4004) dan pada tahun 2000 Pentium 4 Processor dalam satu IC mengandung 100 juta transistor. Dengan demikian pertumbuhannya sungguh sangat cepat serta kemampuannya jauh meningkat. Karena harga IC ditentukan oleh luas area silikon, maka suatu saat akan diperoleh harga IC yang murah dengan jumlah kepadatan transistor pada IC per cm² yang cukup besar, yang akan dipergunakan dalam peralatan consumer termasuk penerima siaran.

Fungsi pemrosesan dan memory di alat penerima digunakan untuk fungsi baru yang berhubungan dengan pelayanan personal. Pelayanan personal dalam DVB ditujukan untuk Multimedia Home Platform (MHP).

Dengan makin menurunnya harga IC dan meningkatnya kemampuan pemrosesan, bagian demodulasi dan decoding dari alat penerima akan menjadi berdasarkan software (*software-based*

receiver). Dengan software-based receiver, software decoding yang baru dapat di "download" dan di "install" apabila diinginkan.

Hard disk untuk menyimpan program video dikenal sebagai Personal Video Recorders (PVRs) atau Personal Digital Recorders (PDRs). PVR melakukan perubahan besar dalam penyiaran, karena PVR dapat membuat konsumen melakukan:

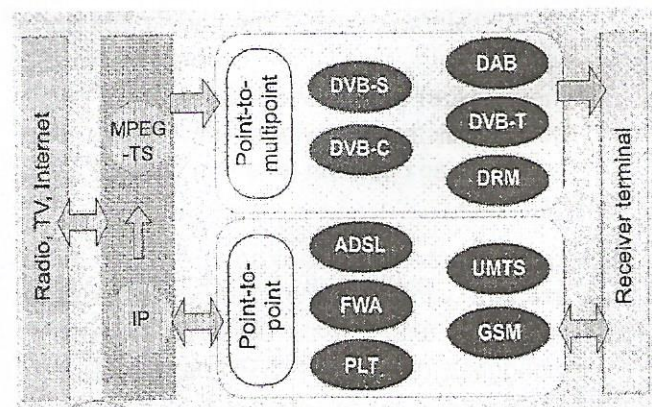
- Menghentikan program penyiaran dan melanjutkan menontonnya dilain waktu;
- Melompati bagian suatu program termasuk iklan;
- Merekam program secara otomatis dan menontonnya pada waktu yang lebih santai.

Dari segi institusi penyiaran, PVRs akan memungkinkan mereka menyiarkan informasi tambahan, misalnya di malam hari, untuk disimpan di hard disk milik konsumen dan ditayangkan sesuai dengan waktu yang dikehendaki. Disisi lain, peraturan perlindungan peng-gandaan akan berdampak pada penggunaan PVRs oleh konsumen.

2.3. Pelayanan dan jaringan terpadu.

Pelayanan telekomunikasi yang dikom-binasikan dengan sistem penyiaran digital dan menggunakan alat penerima dengan fungsi pemrosesan dan memory termasuk hard disk, akan memungkinkan membe-rikan pelayanan personal dan multimedia.

Ada beberapa jalan untuk menyalurkan multimedia ke pengguna dan dalam waktu dekat ini kemungkinan-kemungkinan tersebut akan meningkat dan mengalami perbaikan. Hal ini dapat dilihat pada Gambar 2. berikut:



Gambar 2. Cara penyaluran Multimedia

Dari gambar diatas terlihat bahwa ada beberapa alternatif untuk menyalurkan multimedia. Apabila penyaluran dilakukan dari satu titik ke beberapa titik (*point to multipoint*), maka penyaluran dapat melalui DVB-S (Digital Video Broadcast Satellite), DVB-C (Digital Video Broadcast Cable), DAB (Digital Audio Broadcast), DVB-T (Digital Video Broadcast Terrestrial), dan DRM (Digital Radio Mondiale). Sedangkan kalau ingin menyalurkan dari satu titik ke satu titik yang lain dapat melalui ADSL (Asynchronous Digital Subscriber Line), FWA (Fixed Wireless Access), PLT (Power Line Transmission), UMTS (Universal Mobile Telecommunication System dan GSM (Global System for Mobile Communications).

Sistem yang menggunakan transmisi kawat seperti ADSL, PLT dan FWA hanya untuk penerimaan yang fixed. Bitrate-nya antara 2 sampai 8 Mbit/s. Sistem bergerak seperti GSM dan UMTS mempunyai bitrate dalam rentang antara 0.01 sampai 0.4 Mbit/s. Operator telekom di Eropa mempertimbangkan untuk menggunakan ADSL sebagai sarana penyaluran multimedia dan PLT merupakan sarana yang menjanjikan untuk akses internet. Akan tetapi transmisi kabel sama sekali tidak kedap terhadap gangguan, oleh karena itu ADSL dan terutama PLT sangat rawan terhadap interferensi pada penerimaan penyiaran dan juga terhadap pelayanan radio lainnya yang menggunakan pita frekuensi LF, MF dan HF.[8]

Isi siaran (program radio dan televisi) disalurkan dalam kode MPEG yang juga dapat pula disalurkan melalui Internet Protocol (IP) yang dikemas dalam MPEG Transport Stream. IP berdiri sendiri dalam pengiriman, ia dapat menggunakan jaringan apa saja termasuk jaringan penyiaran (*broadcasting network*) tanpa konversi protokol. Oleh karena itu dasar pengiriman IP dapat memfasilitasi keterpaduan antara jaringan telekom-unikasi dengan jaringan penyiaran.

Term "terpadu" berarti pelayanan bersama-sama sistem dan jaringan penyiaran, telekomunikasi dan industri. Sangat jelas, bahwa pelayanan internet dan jaringan telah mencapai keterpaduan, tetapi hal ini tidak berarti bahwa semua yang berhubungan dengan multimedia akan mempunyai keterpaduan dengan satu industri, satu pelayanan dan satu jaringan, melainkan harus ada kerjasama antara industri-industri penyiaran, telekomunikasi dan komputer yang menghasilkan

pelayanan dan terminal yang sangat luas.

Sebenarnya apa yang terlihat sebagai terpadu oleh provider pengisi acara dan jaringan, oleh konsumen tetap terlihat sebagai pelayanan dan terminal yang terpisah.

Peraturan mengenai aspek aplikasi pelayanan terpadu nirkabel (penyiaran, pelayanan radio bergerak dan fixed) sedang dipelajari oleh ITU dengan nama "Terrestrial Wireless Interactive Multimedia" (TWIM). Konsep yang dibuat meliputi pelayanan yang berbeda, pita frekuensi yang berbeda, mulai dari 540 kHz (penyiaran MF) sampai 66 GHz (Fixed Wireless Access). Kapasitas dari sistem mulai dari beberapa kbit/s sampai lebih dari 100 Mbit/s.

Sangat jelas bahwa penyiaran (broadcasting) merupakan bagian yang penting dari konsep TWIM. Yang utama konsep tersebut harus memungkinkan komunikasi "downstream" maupun "upstream". Dengan alasan tersebut beberapa anggota TWIM merasa perlu bahwa pelayanan fixed dan bergerak dialokasikan juga ddalam spektrum UHF, band IV dan V sebagai tambahan terrhadap alokasi untuk Penyiaran.

3. Kesimpulan

Untuk menghadapi perubahan sistem penyiaran dari analog ke sistem digital diperlukan perencanaan yang matang, baik dalam sistem alat penerima maupun sistem jaringan. Mengingat geografi Indonesia yang terdiri dari banyak pulau dan dengan melihat kemampuan masyarakatnya, maka penggunaan jaringan terrestrial akan diperlukan baik untuk penyiaran Audio maupun Video. Oleh karena itu, perlu:

1. Pengaturan kembali penggunaan kanal frekuensi untuk setiap daerahnya agar tidak saling mengganggu, dengan alokasi frekuensi yang disesuaikan untuk sistem penyiaran digital;
2. Pemetaan jaringan terrestrial untuk penyiaran sistem digital dipersiapkan sejak dini tanpa menunggu standar sistem yang diacu, namun tetap harus mengikuti setiap perkembangan yang mungkin terjadi;
3. Peraturan-peraturan yang ada ditinjau kembali, apakah masih sesuai dengan perkembangan yang ada.

4. Ucapan terimakasih

Penulis mengucapkan terimakasih yang sebesar-besarnya kepada Pusat Penelitian Elektronika dan telekomunikasi yang telah memberi kesempatan untuk menyusun makalah ini, juga kepada Dewan Redaksi Jurnal Elektronika yang telah memungkinkan tulisan ini dimuat.

Referensi

- [1] John Shramenko, "Digital TV's driving force", EBA 6/99-Digital Electronic, May 28, 2004.
 - [2] DVB 2.0, www.dvb.org
 - [3] Jan Doeven, "A Road map for Broadcast Technology", EBU Technical Review, April 2003.
 - [4] David Wood, "Bits "R" Us-new economics and approaches for digital broadcasting", EBU Technical Review No. 289, January 2002.
 - [5] Matthew Ego, "Media Road Map: Digital Dilemma for Television Broadcasters", www.columbia.edu.
 - [6] M.B.R. Lee, S.R. Saunders, C. Tzaras, E. Montiel and J. Scrivens, "The Digiplan Project: Coverage Prediction for Digital Broadcast Services", BBC Research & Development, UK, University of Surrey, UK and Cellular Design Services Ltd., UK.
 - [7] Gordon E. Moore, "Cramming more components onto integrated circuits", Electronics, Volume 38, No. 8, 19 April 1965.
 - [8] J.H. Scott, "AM Broadcasting and emissions from xDSL/PLT/etc", BBC Technical Review No. 276, Summer 1998.
-

KONVERTER AC/DC-DC NON LINIER UNTUK SISTEM RADAR

Syamsu Ismail dan Deni Permana K.

Pusat Penelitian Elektronika dan Telekomunikasi LIPI,
Jl. Cisit 21/154D, Bandung 40135, E-mail : ismail@ppet.lipi.go.id
e-mail: mashury@ppet.lipi.go.id, yuyu@ppet.lipi.go.id

ABSTRACT

In a conventional radar system, voltage converter from alternating current and direct current sources directly converted, are still used. This method is very simple and the efficiency is greatly depending upon the differences between the required keluaran and the masukan voltage. In the radar systems, high current, high voltage power supply, and also less weight are needed. Non linear converter is more difficult than the linear converter, but the efficiency is higher, beside its weight also might be less. Interrupting the direct masukan voltage could do this method by using high frequency signal. The result of this interrupted voltage is transferred to the keluaran circuit using magnetic pulse transformer and smoothed by low pass filter after rectification. For voltage keluaran regulation, the duration of signal interrupter is regulated according to reference voltage and load current. Lower voltage ac or dc-dc non linear converter system are used in receiver subsystem, signal processor and display subsystem, while the medium and high voltage ac or dc-dc converter are commonly used in transmitter subsystem. This paper describes the design and fabrication of AC/DC-DC nonlinear converter applied to radar system.

Key words : *Non linear voltage regulation, high power and higher efficiency.*

ABSTRAK

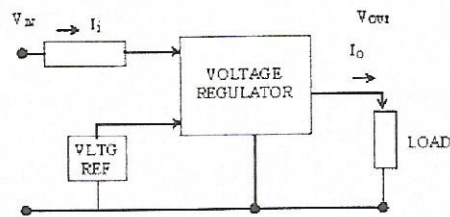
Sistem radar konvensional masih menggunakan konverter tegangan dari sumber arus bolak-balik maupun searah dengan cara linier. Metode ini sangat sederhana tetapi efisiensi yang dapat dicapai sangat bergantung pada perbedaan tegangan yang diinginkan dengan tegangan masukan. Di dalam sistem radar, diperlukan unit catu daya dengan arus besar, dan tegangan tinggi. Konverter non linier lebih sulit dibanding dengan konverter linier, tetapi efisiensi sistem dapat ditingkatkan dan beratnya berkurang. Dalam metode ini, tegangan masukan yang sudah searah diinterupsi, menggunakan frekuensi tinggi. Tegangan hasil interupsi kemudian ditransfer ke rangkaian keluaran menggunakan transfer magnetik pulsa dan dihaluskan oleh filter frekuensi rendah setelah disearahkan. Untuk regulasi tegangan keluaran, durasi sinyal interuptor diatur sesuai dengan titik acuan dan arus beban. Tegangan rendah sistem ac, atau dc-dc non linier digunakan pada subsistem penerima dan pemrosesan sinyal dan tampilan. Sedangkan tegangan tinggi dan menengah biasanya digunakan pada subsistem pemancar. Tulisan ini menjelaskan tentang perancangan dan fabrikasi dari AC/DC-DC converter nonlinier yang diterapkan pada sistem radar.

Kata kunci : *Regulasi tegangan non linier, daya tinggi dan efisiensi lebih tinggi.*

1. Pendahuluan

Teknologi pembuatan konversi dc linier sangat sederhana dan mudah, tetapi faktor efisiensi yang dapat dicapai akan sangat bergantung pada perbedaan tegangan yang diinginkan dengan level tegangan

masukan. Makin besar perbedaan tegangan, maka factor efisiensi akan semakin rendah[3]. Stabilitas tegangan keluaran dapat dicapai dengan baik apabila perbedaan tersebut cukup besar.



Gambar 1.1 Blok diagram konversi linier.

Gambar 1.1 adalah diagram blok konversi DC-DC linier. Dari gambar dapat dijelaskan sebagai berikut: Tegangan masukan adalah searah sebesar V_{IN} dan tegangan keluaran V_{OUT} . Persamaan arus masukan dan keluaran adalah $I_i = I_O + I_{OPR}$ dimana I_{OPR} kecil, $I_{OPR} \sim 0$ maka $I_i \sim I_O$, sehingga dalam penghitungan daya masukan dan adalah dan daya keluaran $P_O = I_O \times V_{OUT}$, dan efisiensi unit konverter adalah

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{I_O \times V_{OUT}}{I_i \times V_{IN}} \sim \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \dots\dots\dots 1.1$$

dengan $V_{OUT} < V_{IN}$. Dari persamaan dapat disimpulkan bahwa efisiensi sangat bergantung pada perbedaan V_{OUT} dan V_{IN} . Daya yang hilang pada rangkaian regulator adalah $P_{LOS} = (V_{IN} - V_{OUT}) \times I_O$, semakin besar perbedaan tegangan masukan dan keluaran maka daya yang hilang semakin besar. Untuk memperoleh keadaan yang stabil pada tegangan keluaran, disamping memperbesar perbedaan tegangan juga harus dijaga agar tidak terjadi kenaikan suhu yang melebihi batas pada komponen regulator. Untuk menjaga kenaikan suhu pada komponen tersebut biasanya digunakan *heatsink*. Untuk dapat mendistribusikan panas pada DC-DC arus besar maka digunakan *heatsink* yang besar. Dimensi *heatsink* ini mengakibatkan dimensi konverter menjadi besar. Sedangkan trafo daya sangat berpengaruh pada berat dari unit konverter.

Kebutuhan catu daya di dalam sistem radar terdiri atas beberapa tegangan baik untuk positif maupun negatif terhadap acuan ground sistem. Dalam sumber daya searah biasanya selalu diinginkan ada isolasi antara rangkaian masukan dan keluaran. Di dalam konversi DC-DC Linier (L) hal demikian adalah tidak mungkin. Tegangan keluaran pada *Low Voltage Power Supply Unit* (LVPSU) 5, $\pm 12V$, dengan arus beban 30, 15, dan 10 Amps, sehingga daya keluaran total sebesar 430 watt. Tegangan keluaran pada *Medium Voltage Power Supply Unit* (MVPSU) 100, -200, 800V, dengan arus beban masing-masing sebesar 250 mili Amps,

sehingga daya keluaran total sebesar 275 watt. Tegangan keluaran pada *High Voltage Power Supply Unit* (HVPSU) sebesar 7000V, dengan kebutuhan arus dapat dihitung dari daya rata-rata RF. Sistem radar peringatan dini dengan daya puncak 1000 Kilo Watt, dengan duty cycle 0,001 menarik daya rata-rata 1000Watt. Untuk mencatu tegangan operasi magnetron sekitar 30Kilo Volt membutuhkan arus sebesar 33,3 mA. Jika angka perbandingan lilitan primer dan sekunder adalah 4,5 kali, maka arus HVPSU sekitar 150 mA. Dalam HVPSU biasanya disediakan arus lebih besar, jika dua kalinya, maka kemampuan arus tersebut 300 mA. Daya keluaran HVPSU adalah 2100 W. Daya total dari sistem catu daya adalah 2805 W. Jika faktor efisiensi dari sistem sekitar 50%, maka kebutuhan daya menjadi 5,6KWatt. Berat transformator, dengan menggunakan bahan inti yang mudah diperoleh di pasaran, menunjukkan angka rata-rata sekitar 0,03KG per Watt^[4] untuk daya rendah dan menengah. Oleh karena itu, berat trafo daya minimum sekitar 180KG, belum terhitung trafo heater tabung *thyatron* dan *magnetron*. Jika elemen pendukung diperhitungkan, seperti rangka besi, penutup, dan elemen daya lainnya, maka berat keseluruhan akan menjadi besar.

Aplikasi DC-DC non linier dengan frekuensi tinggi akan mengurangi berat trafo dan dimensi alat dapat diperkecil, sesuai dengan kenaikan frekuensi. Oleh karena berat trafo dan dimensi mengecil, maka kebutuhan dari rangka besi berkurang sangat banyak. Sehingga berat secara keseluruhan akan menurun. Tabel 1.1 menunjukkan pengukuran berat beberapa unit catu daya, atau *Power Supply Unit* (PSU)-Non linier (NL), PSU-L non lokal, dan trafo daya untuk PSU konvensional dengan bahan inti yang dapat diperoleh di pasaran.

Tabel 1.1 Hasil pengukuran berat beberapa catu daya PSU-L & NL dan Trafo daya^[4].

No	Tipe	Daya (W)	Berat (KG)	Kg/W
1	Siemen (NL) 48 v/4A	192	1,32	0,0068
2	Ericsson (NL) 48V/12A	576	5,45	0,0094
3	Trafo lokal LP	83	3,55	0,0428
4	Trafo lokal MP	380	8,13	0,0214
5	Trafo lokal MP	750	19,83	0,0264
6	Trafo lokal HP+rangka	2200	47,30	0,0215
7	Daiwa (L) 15V/30A dc	450	9,47	0,0210
8	TTi (NL) 35V/10A	350	5,21	0,0149
9	Ericsson BML231201/1	700	2,70	0,00386
10	Vicor VI-230-CV	150	0,16	0,00107

Disamping ukuran berat suatu peralatan, dimensi fisikpun harus mendapat perhatian, karena akan menyangkut beberapa hal. Tabel 1.2 memperlihatkan dimensi peralatan yang terdapat pada tabel 1.1. PSU TTI 35/10 adalah programmable Power Supply, sejenis instrumen untuk melakukan eksperimen, sehingga sudah dilengkapi dengan system kontrol dan proteksi. Oleh karena itu dimensi dan beratnya pun cukup besar. Sedangkan yang lainnya adalah hanya merupakan suatu sumber tegangan searah.

Tabel 1.2 Dimensi PSU-L & NL dan Trafo daya^[4].

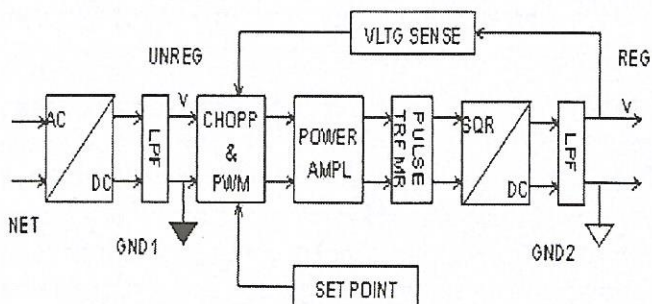
No	Type	a (Cm)	b (Cm)	c (Cm)
1	Siemen (NL) 48V/4A	12,5	14	17,8
2	Ericsson (NL) 48V/12A	23	15,5	22,3
3	Trafo lokal LP	9	10,5	11,3
4	Trafo lokal MP	12	13,3	14
5	Trafo lokal MP	15	15,2	20
6	Trafo lokal HP	14,5	17	26
7	Daiwa (L) 15V/30Adc	19,2	24	24
8	TTi (NL) 35V/10A	12,8	21	35,3

dengan a = tebal, b = lebar, dan c = panjang.

Dari tabel 1.1 dan 1.2 dapat diperkirakan berat dan besar ukuran dimensi PSU-Linier untuk sistem radar dengan daya keluaran ratusan kilowatt.

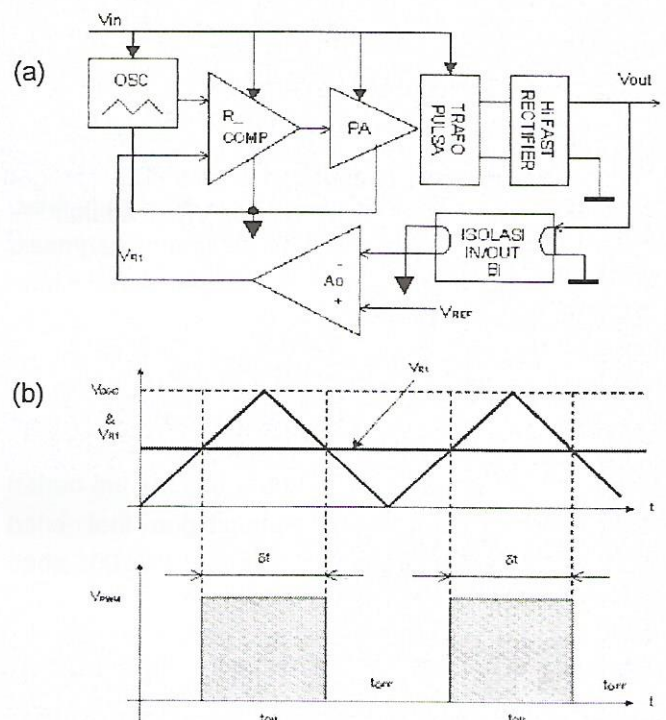
2. Konverter Tegangan DC

Di dalam konverter ac-dc, tegangan bolak-balik disearahkan, kemudian setelah melalui rangkaian filter penghalus yaitu *low pass filter* LPF, tegangan ini diputus-putus di dalam rangkaian *chopper*. Sinyal keluaran chopper, gelombang segi empat ditransfer ke rangkaian *keluaran* dengan trafo khusus. Dalam konverter nonlinier isolasi titik tanah atau *ground separation* terjadi juga pada rangkaian pentransfer tegangan. Disamping itu, pembangkitan beberapa level tegangan dengan polaritas berbeda juga dilakukan pada rangkaian pentransfer tegangan segi empat tersebut. Oleh karena itu penggunaan trafo daya tidak lagi diperlukan.



Gambar 2.1. Diagram blok konverter ac-dc^[2].

Gambar 2.1 menunjukkan diagram blok dari konverter ac-dc. Tegangan jala-jala listrik, 220 V 50 Hz, langsung disearahkan oleh dioda *bridge* lalu dihaluskan oleh LPF untuk menghasilkan tegangan searah dc. Titik pentanahan, atau *ground*, untuk titik masukan dan titik keluaran masing-masing berbeda. Untuk mengubah tegangan keluaran digunakan *Pulse Width Modulation* (PWM). Instabilitas tegangan karena pembebanan keluaran dan variasi tegangan masukan dapat diatasi dengan mengumpukan balik tegangan keluaran ke rangkaian modulator PWM. Gambar 2.2 menunjukkan diagram blok prinsip regulator dengan PWM dengan bentuk gelombang PWM pada gambar 2.2b.

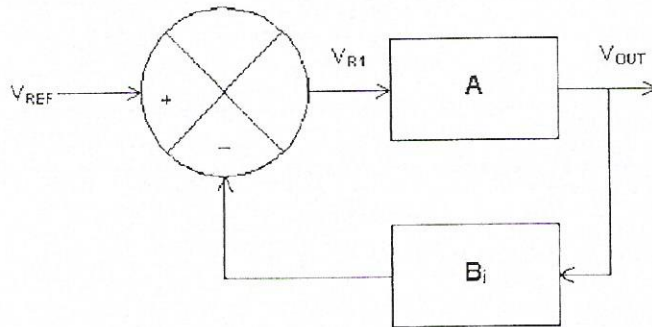


Gambar 2.2 (a) Diagram blok prinsip regulator dengan PWM dan (b) bentuk gelombang PWM^[2].

Dari gambar 2.2b, tegangan keluaran diatur oleh V_{R1} , menentukan durasi V_{PWM} . Kenaikan V_{R1} mempersempit durasi, menurunkan V_{OUT} . Jika tegangan referensi turun, maka durasi pulsa V_{PWM} menjadi lebar, menaikkan V_{OUT} . Kondisi tersebut digunakan untuk membuat tegangan keluaran stabil. Tegangan masukan V_{REF} dalam gambar 2.2a adalah merupakan *set point*, atau tegangan V_{OUT} yang diinginkan. Hubungan tegangan keluaran V_{OUT} dengan acuan V_{REF} digambarkan seperti pada gambar 2.3. V_{R1} merupakan error yang terjadi apabila ada penyimpangan dari V_{OUT} yang disebabkan oleh arus beban atau catu tegangan.

$$V_{RI} = V_{REF} - B_i V_{OUT} \quad \dots\dots\dots 2-1$$

dimana B_i adalah merupakan faktor pengali yang nilainya bergantung pada konfigurasi rangkaian isolator masukan dan keluaran.



Gambar 2.3. Hubungan tegangan keluaran V_{OUT} dengan tegangan acuan V_{REF} ^[1].

Dari gambar diperoleh hubungan antara V_{OUT} dengan V_{R1} , sehingga hubungan V_{OUT} dan V_{REF} adalah^[1]

$$V_{OUT} = \frac{A}{1 + AB_i} V_{REF} \quad \dots\dots\dots 2-2$$

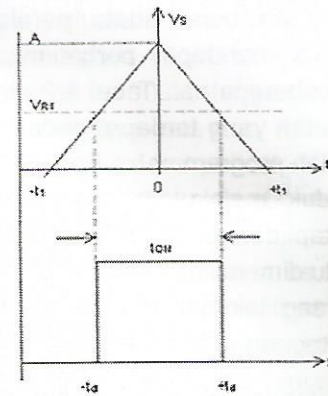
A dan B_i selama system beroperasi nilainya konstan. Oleh karena itu, nilai

$$\frac{A}{1 + AB_i} = \text{Konstan} = K_O$$

maka nilai V_{OUT} dapat ditulis menjadi

$$V_{OUT} = K_O V_{REF} \quad \dots\dots\dots 2-3$$

Persamaan 2-3 memberi gambaran bahwa tegangan keluaran V_{OUT} selalu sama dengan tegangan acuan V_{REF} dikalikan konstanta rangkaian. Hal itu berarti bahwa level tegangan keluaran akan dikembalikan pada tegangan *set point* yang telah ditentukan. Sinyal selisih V_{REF} dengan $B_i V_{OUT}$ adalah merupakan *error*, V_{R1} . Tegangan tersebut menentukan lebar pulsa sebagai sinyal pendorong pada penguat daya. Rangkaian penguat daya adalah model non linier, komponen *switch* yang bekerja selama durasi pulsa. Komparator tegangan R akan mengeluarkan sinyal bila tegangan masukan osilator pulsa segitiga lebih besar daripada acuan. Dalam diagram waktu gambar 2.4, tegangan $V_{OSC} > V_{R1}$ pada saat $-t_d$ sampai $+t_d$, sehingga diperoleh $t_{ON} = 2t_d$.



Gambar 2.4 Terbentuknya tegangan pendorong V_D oleh tegangan V_{R1} .

Persamaan sinyal segitiga sama kaki untuk gambar 2.4 adalah[5]

$$V_{S(1)} = A[1 - (T/T_1)] \text{ untuk } 0 \leq t, t, \dots\dots\dots 2.4$$

$$V_{S(1)} = A[1 - (T/T_1)] \text{ untuk } -t, < t \leq 0 \dots\dots\dots 2.5$$

Hubungan tegangan acuan dengan waktu t_{ON} untuk $t > 0$ adalah

$$\frac{V_{RI}}{A} 1 - t/t_1 \text{ dan } t_1 = \frac{A}{A - V_{RI}} t \dots\dots\dots 2.6$$

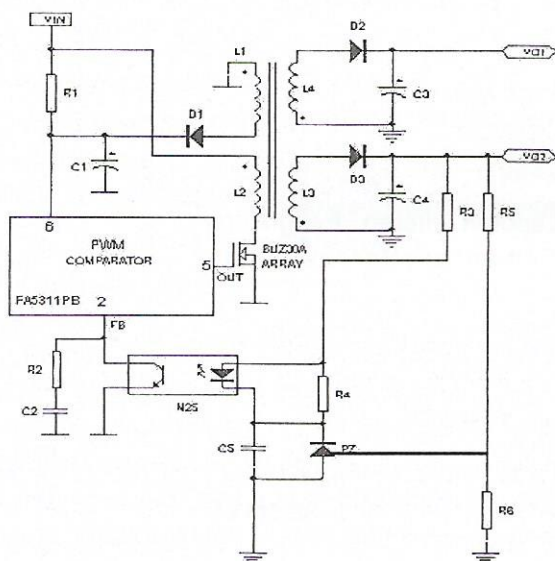
dengan t dalam satuan waktu.

3. Catu Daya Sistem Radar

Pada unit pemancar radar pulsa, dengan daya tinggi, dibutuhkan sumber tegangan tinggi dan arus yang relatif besar pula. Besar tegangan pencatu pada power osilator sekitar 30 kilo volt. Komponen kopling biasanya digunakan trafo pulsa dengan perbandingan 1:4. Oleh karena itu, sumber tegangan harus dapat mencatu tegangan lebih dari 7 KVdc. Sumber tegangan menengah digunakan pada unit rangkaian *driver* dalam modulator. Sedangkan sumber tegangan rendah hampir ada di semua unit radar. Contoh tipikal sumber tegangan rendah di antaranya ± 5 , ± 9 , ± 12 , ± 15 , ± 24 Volt dengan arus beban maksimum cukup besar, dalam orde 5 sampai 15 Amp, bahkan mungkin lebih.

Dalam perancangan catu daya beberapa pertimbangan sering muncul di antaranya adalah efisiensi, dimensi dan bobot fisik alat. Komponen penyebab naiknya dimensi dan bobot fisik adalah transformator frekuensi jala-jala, 50 Hz, dan rangka besi. Rangka besi dan kelengkapannya menjadi harus digunakan karena pemakaian transformator daya yang besar dan berat.

Oleh karena itu, untuk menurunkan dimensi dan bobot fisik adalah menghindari transformator daya pada frekuensi jala-jala, 50 Hz. Dengan mengubah frekuensi menjadi lebih tinggi, maka semua elemen bekerja pada frekuensi tinggi. Frekuensi yang digunakan antara 20 KHz sampai beberapa MHz. Sinyal berfrekuensi tinggi digunakan untuk menggerakkan elemen *switch* yang bekerja sebagai interruptor untuk tegangan masukan. Sebagian besar daya yang hilang akan terjadi di dalam komponen *switch*, yang juga bekerja sebagai penguat daya dengan beban trafo pulsa, sehingga efisiensi menjadi turun. Untuk mengurangi kehilangan daya pada elemen *switch*, maka digunakan penguat nonlinier. Penguat ini bekerja pada dua keadaan yaitu nonkonduksi dan konduksi. Pada saat konduksi elemen ini sepenuhnya ON, dengan $r_s \approx 0$, sebaliknya saat nonkonduksi elemen ini sepenuhnya OFF dengan $r_s \approx \infty$. Penggunaan rangkaian nonlinier juga sebagai solusi untuk turunnya efisiensi pada peningkatan perbedaan antara tegangan masukan dan keluaran.



Gambar 3.1 Rangkaian Power Supply Nonlinier menggunakan FA5311BP [6].

Regulator tegangan rendah nonlinier pada gambar 3.1 merupakan DC-DC Converter yang digunakan pada bagian sistem radar marin PPET-LIPI. Tegangan keluaran dapat di atur dari 10 s/d 18 V. Elemen *switch*, pada rangkaian gambar 3.1, adalah transistor array BUZ30, untuk memperkecil *residual voltage* e_r pada saat ON. e_r ini adalah tegangan jatuh yang disebabkan oleh adanya resistansi r_{ds} pada saat transistor ON. r_{ds} adalah tahanan *drain-source*. Tegangan sisa pada saat

ON mengakibatkan disipasi daya pada transistor, ini berarti kehilangan daya pada switch. Kehilangan daya ini disertai dengan kenaikan suhu pada transistor. Elemen *array switch* biasa digunakan pada unit-unit PSU-NL dengan beban arus besar. Untuk PSU-NL dengan arus sekitar 4 Amp kemungkinan hanya menggunakan satu atau dua transistor saja. Daya yang hilang pada saat transistor ON adalah

$$P_D = R_{ds} i_{ds}^2 = e_{ds} i_{ds} \dots\dots\dots 3.1$$

dengan i_{ds} adalah arus *drain-source* saat ON. Tahanan seri dari S ke titik GRD biasanya digunakan sebagai sensor arus transistor. Nilai tahanan bergantung pada kebutuhan batas arus maksimum.

Elemen *feedback* dari rangkaian keluaran digunakan komponen isolator, yaitu suatu *optocoupler* N25. Informasi naik/turun-nya tegangan keluaran karena pembebanan, atau juga penurunan tegangan masukan disampaikan melalui *optocoupler* ini, sehingga secara *ohmic* rangkaian masukan dan keluaran tetap terisolir. Sebagai elemen untuk titik acuan tegangan adalah *programmable zener* PZ. Besar tegangan reference dapat diatur dengan mengubah pembagi tegangan antara anoda dan katoda. Trafo pulsa dibuat di atas bahan inti khusus untuk aplikasi pulsa, dalam hal ini bahan ferit yang digunakan. Frekuensi *chopper* bekerja pada 300 KHz, yaitu dengan mengatur frekuensi pada IC. FA5311 untuk PWM. Dalam fabrikasinya transformator pulsa dirancang secara khusus agar diperoleh nilai *spread capacitance*, dan induktansi bocoran kecil. Penyearah yang digunakan pada rangkaian keluaran cukup dengan sebuah *high fast recovery diode*, digunakan *single chip dual diode* seperti MBR3045PT. Kapasitor elektrolit dengan *Equivalent Series Resistance* (ESR) rendah ceramic, berfungsi sebagai smoothing filter. Karena frekuensi kerja dari interruptor cukup tinggi, maka digunakan kapasitor dengan nilai kapasitansi tidak terlalu besar.

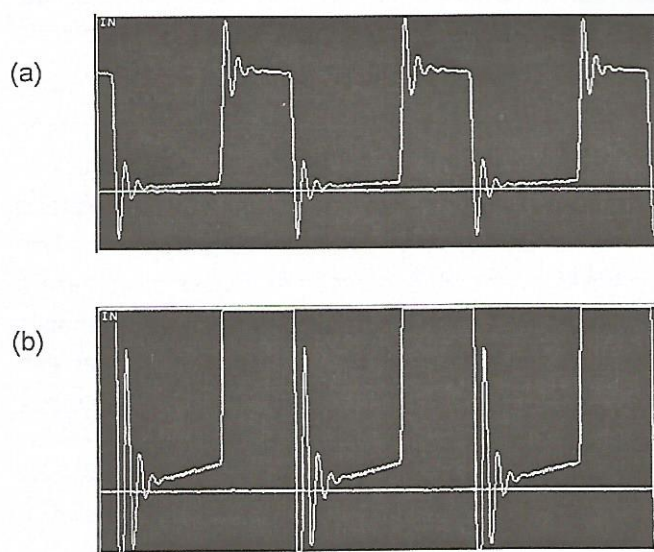
Tabel 3.2a. Hasil pengukuran PSU-NL, $r_s = 0$

I_L (A)	e_{ds} (V)	I_{IN} (A)	V_{OUT} (V)
1,5	5,9	0,92	15,48
2,0	6,1	1,27	15,37
3,0	7,0	1,92	15,15

Tabel 3.2b Hasil pengukuran PSU-NL, $r_s = 0,1$

I_L (A)	e_{ds} (V)	I_{IN} (A)	V_{OUT} (V)
1,5	6,0	0,925	15,47
2,0	6,8	1,285	15,35
3,0	8,0	2.110	15,13

Gravik gambar 3.2 adalah bentuk tegangan primer transformator pulsa. Dari gambar dapat dilihat bahwa transformator pulsa dapat bekerja sesuai dengan frekuensi interuptor.



Gambar 3.2. Gravik bentuk tegangan primer dari transformator pulsa (a). Tegangan sisa sebagai akibat dari tahanan rd (b).

4. Kesimpulan

Konverter nonlinier pencatu tegangan rendah dan tinggi dengan polarisasi berbeda, dalam sistem radar, memberikan keuntungan signifikan terutama dari segi dimensi dan bobot fisik. Pengukuran tegangan jatuh pada *drain-source* saat transistor *ON* menunjukkan kenaikan yang cukup berarti pada kenaikan arus beban.

5. Saran

Kenaikan tegangan jatuh drain-source akan berakibat kenaikan temperatur pada transistor switch. Hal itu akan sangat terasa pada aplikasi PSU untuk daya besar. Beberapa solusi yang harus ditempuh adalah sebagai berikut:

- menggunakan transistor array untuk memperkecil r_{ds} .

- menggunakan heatsink yang cukup.
- pemilihan elemen switch baik spesifikasi maupun saat fabrikasi sistem PSU.

Untuk membuat PSU tegangan tinggi dengan daya besar, maka dapat dilakukan kenaikan tegangan secara bertahap.

6. Ucapan Terima Kasih

Penelitian ini didanai melalui Program Tematik PPET-LIPI. Terima kasih kami sampaikan atas kesempatan yang diberikan untuk mempublikasikan hasil penelitian ini. Ucapan yang sama ingin kami sampaikan pada rekan-rekan yang telah memberikan bantuan dalam penelitian ini.

7. Referensi

- [1] Fisher, J. Marvin, Power Electronics, PWS-KENT Publishing Co, Boston : 1991.
- [2] Hnatek, R. Eugene, Design of Solid-State Power Supplies, Van Nostrand Reinhold, New York:1981.
- [3] Ismail, Syamsu, Perancangan Modulator Radar Tipe Lini, Buletin IPT-LIPI No. 4 Vol. II Okt/Nov 1996.
- [4] Laporan Interen, Pengukuran Trafo Daya untuk Pemancar Berdaya Tinggi. Telkoma-LIPI, Bandung :2000.
- [5] Team Kontributor, *Reference Data for Radio Engineers*, Howard W. Sams & Co, Inc., ITT, Indianapolis, New York : 1975.
- [6] FA531x series, *Bipolar IC For Switching Power Supply Control*, Datasheet (down-loaded dari Internet) : 2003.

PENGUNAAN REGULATOR SWITCHING PADA RANGKAIAN CATU DAYA ARUS SEARAH

Asep Yudi Hercuadi*) dan Yaya Sulaeman*)

*)PPET-LIPI, Jl. Cisit No.21/154D, telp.2504660/ fax.2504659, email :asep@ppet.lipi.go.id

Abstract

The switching dc power supply in this paper provides 12 volt voltage at 10 Amp maximum current, using a discrete transistor and op-amp functioning in the feedback circuit as a comparator. The supply voltage is variable frequency similar (PWM) controllers. In this system current is not adjusted, but resistors, capacitors and transistors applied are able to set the current limited to approximate 10 Amp.. The design is very similar to that of linear power supply, except that inductor and diode have been added, and IC is operate at switching mode.

Abstrak

Power supply switching dalam tulisan ini menghasilkan tegangan maksimum 12 volt pada arus 10 amper dengan menggunakan regulator transistor dan rangkaian umpan balik operasional amplifier sebagai comparator. Tegangan catu merupakan perubahan frekuensi sama dengan kontrol PWM (Pulse Width Modulation). Dalam perangkat ini tidak terdapat pengaturan arus akan tetapi tahanan, kapasitor dan transistor membatasi arus mendekati 10 ampere. Rancangannya mirip dengan catu daya linier kecuali tambahannya yaitu induktor, dioda dan IC yang beroperasi dalam mode switch.

I. PENDAHULUAN

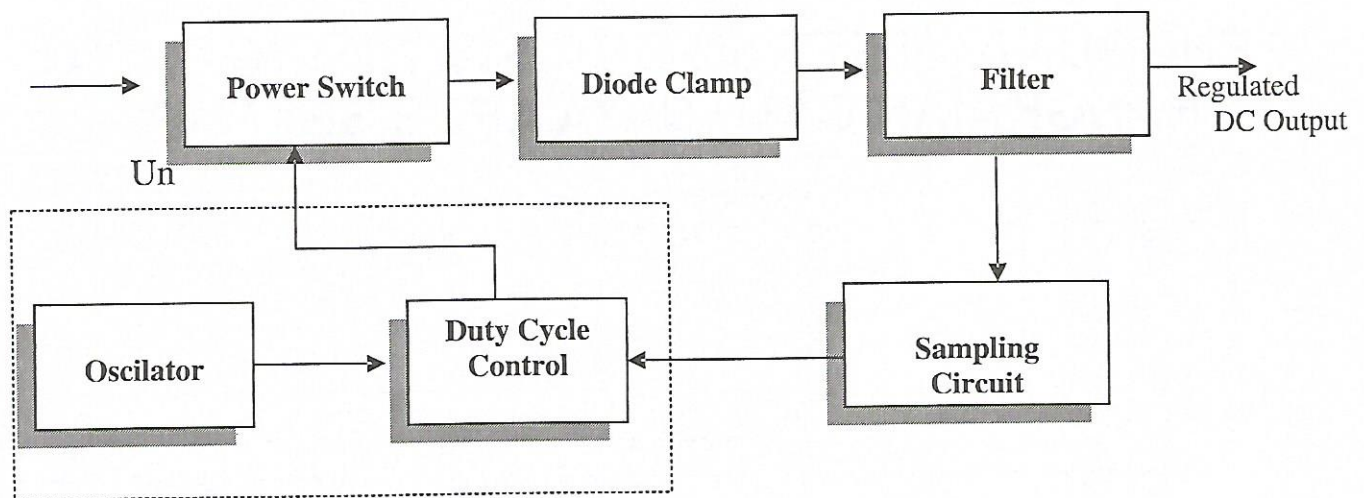
Saat ini peralatan elektronika yang menggunakan catu daya arus searah semakin banyak dan semakin beraneka ragam. Mulai dari peralatan elektronik yang murah seperti radio sampai dengan handphone. Kebutuhan catu daya arus searah sebagai sebuah alternatif sebagai pengganti baterai lebih disukai karena baterai tidak dapat tahan lama dan secara otomatis mengakibatkan biaya operasional sebuah alat elektronik tersebut menjadi lebih besar. Adanya sebuah catu daya arus searah menyebabkan baterai tidak lagi dibutuhkan tetapi kelemahannya adaptor tidak dapat dibawa-bawa dengan mudah karena catu daya arus searah harus selalu tersambung ke jaringan listrik. Dari berbagai macam catu daya arus searah yang terdapat dipasaran, adaptor konvensional dengan transformator penurun tegangan serta regulator tegangan sederhana lebih banyak ditemukan daripada adaptor dengan teknologi *switching*.

Catu daya yang baik harus mampu memberikan

tegangan regulasi yang baik serta mampu memberikan arus yang cukup kepada beban. Tegangan yang tidak teregulasi pada tegangan keluaran dapat menyebabkan peralatan elektronika yang menggunakan catu daya tersebut akan rusak terutama bagian regulasi tegangan jika peralatan tersebut tidak mempunyai rangkaian regulasi tegangan internal.

Rangkaian regulasi tegangan yang baik tidaklah sederhana, teknologi catu daya *switching* merupakan salah satu upaya untuk mendapatkan efisiensi daya yang besar. Bila dibandingkan dengan regulasi biasa yang umum dipakai seperti LM 7812, regulasi *switching* efisiensi dayanya lebih besar sekitar 83% jika dibanding dengan regulasi biasa. Efisiensi rendah pada regulator LM7812 dikarenakan kelebihan masukan regulator berubah menjadi panas sehingga sebagian besar masukan akan hilang karena dirubah menjadi panas tersebut. Bagaimanapun juga semua regulator harus mendapatkan tegangan masukan yang lebih tinggi daripada tegangan regulasi output untuk mendapatkan

tegangan yang teregulasi (keluaran)(gambar 1).



Gambar 1. Blok Diagram Switching Regulator

Tegangan regulasi dihasilkan dengan cara men-switching transistor seri 'on' atau 'off'. Dengan demikian cycle-nya menentukan tegangan DC rata-rata. Duty cycle dapat diatur melalui feedback negatif. Feedback ini dihasilkan dari suatu komparator tegangan yang membandingkan tegangan DC rata-rata dengan tegangan referensi.

Regulator switching pada dasarnya mempunyai frekuensi yang konstan untuk men-switching transistor seri. Besarnya frekuensi switching tersebut harus lebih besar dari 20 KHz agar frekuensi switching tersebut tidak dapat didengar oleh manusia. Frekuensi switching yang terlalu tinggi menyebabkan operasi switching transistor tidak efisien dan juga dibutuhkan inti ferit yang besar atau yang mempunyai permeabilitas tinggi.

Untuk regulator switching dengan transistor seri dapat digunakan frekuensi switching pada 200 KHz.

Pada frekuensi ini masih dapat digunakan rangkaian darlington biasa dengan bandwidth minimum pada 1 MHz dengan maksimum frekuensi switching pada 10 MHz atau 4 MHz. Besarnya bandwidth ini berpengaruh pada efisiensi kerja switching regulator tersebut

Untuk diode Clamp digunakan dioda dengan karakteristik fast recovery rectifier atau dikenal dengan dioda schottky. Dioda ini berguna untuk mempertahankan titik kerja dari switching transistor dengan melakukan 'clamp' (memotong) tegangan spike yang dihasilkan oleh transistor switching tersebut. Salah satu jenis dioda schottky adalah IN5819 dengan

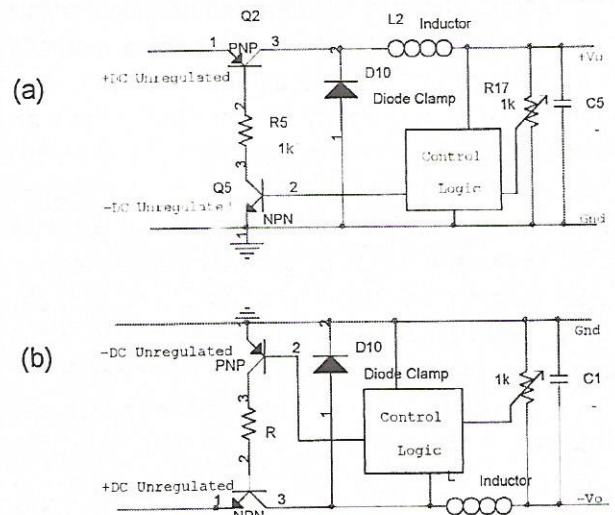
tegangan breakdown pada 40 Volt, kelebihan dari dioda schottky adalah kecepatan responnya terhadap penyearah tegangan.

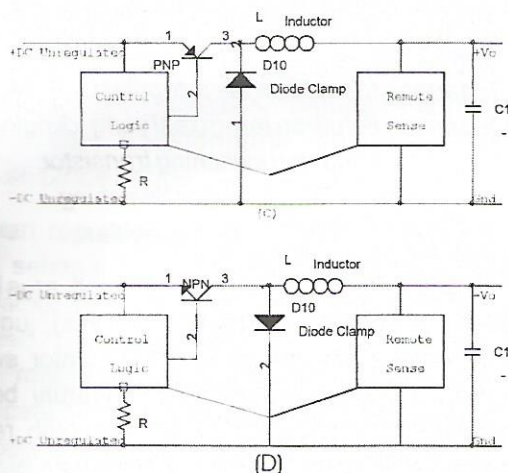
II. TEORI DASAR

Terdapat berbagai macam rangkaian regulator switching tetapi semua rangkaian regulator tersebut selalu mempunyai 4 elemen dasar:

1. Switching Transistor
2. Dioda Clamp
3. LC Filter
4. Rangkaian Kontrol

Ada beberapa variasi dari rangkaian regulator switching, perbedaannya adalah pada posisi transistor switchingnya. Variasi regulator switching tersebut dapat dilihat pada gambar 2.



Gambar 2. Variasi Switching Regulator⁴

Transistor seri merupakan transistor yang diseri antara tegangan sumber (+DC Unregulated) dan tegangan output regulasi (+Vo). Pada rangkaian gambar 2a dan 2b, rangkaian kontrolnya mendapatkan tegangan dari output tegangan teregulasi sehingga rangkaian tidak akan 'start' jika tidak diberi tegangan awal. Sedangkan pada rangkaian 2c dan 2d rangkaian kontrolnya mendapatkan tegangan dari DC+ Unregulated sehingga akan tetap bekerja walaupun terjadi kerusakan/kesalahan pada Remote sense atau Induktor yang menyebabkan tegangan output regulasi menjadi nol.

Penyearah keluaran dan penyangkal keluaran terdiri atas penyearah *bridge* (full wave rectifier) dan sebuah penyearah kapasitor. Untuk meningkatkan efisiensi dari regulasi maka resistor seri tidak digunakan. Perlu diperhatikan dalam memilih dioda bridge yang digunakan karena terdapat arus 'surge' yang besarnya sampai kira-kira 12 A. Arus 'surge' merupakan arus pengisian kapasitor pada saat rangkaian regulator ini dihidupkan pertama kali. Arus 'surge' ini menjadi besar karena tidak terdapat resistor seri. Rangkaian penyearah dan filter input ini akan menghasilkan tegangan DC yang tidak teregulasi.

2.1 Operasi Kerja Switching Regulator

Tingginya efisiensi dari regulator switching dipengaruhi oleh efisiensi kerja dari switching transistor seri. Pada saat transistor switching 'ON' maka semua tegangan input akan dilewatkan melalui filter LC. Pada saat transistor switching 'OFF' maka tegangan input tidak akan melewati transistor switching sehingga tegangan yang masuk ke filter LC adalah nol, sehingga dengan duty cycle 50% maka transistor switching akan 'ON'

atau 'OFF' dalam selang waktu yang sama dan tegangan rata-rata yang dihasilkan dari kondisi ini dapat ditentukan oleh persamaan :

$$V_o = D V_{in} \quad (1)$$

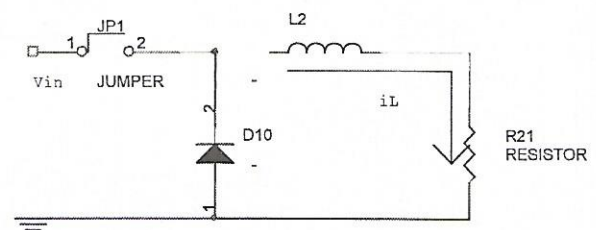
Dimana $D = \text{Duty Cycle}$ transistor switching,

$V_o = \text{Tegangan luaran}$

$V_{in} = \text{Tegangan masukan}$

Perubahan dari duty cycle ini akan mempengaruhi besarnya tegangan keluaran teregulasi, sehingga untuk mengkompensasi penurunan/kenaikan tegangan input tidak teregulasi dapat diatur dengan merubah duty cycle dari transistor switching ini.

Kondisi 'ON' – 'OFF' dari transistor switching ini terjadi berulang-ulang sehingga dengan duty cycle yang tetap akan dihasilkan kotak yang periodik. Pada saat switch tertutup maka I_L (arus induktor L_2) akan mengalir dari V_{in} ke beban. Karena terdapat perbedaan tegangan antara tegangan luaran dan tegangan masukan maka I_L akan naik. Pada saat switch terbuka maka energi yang tersimpan di dalam induktor akan memaksa agar I_L tetap mengalir ke beban, I_L akan turun.

Gambar 3. Dasar Switching Regulator²

Arus Rata-rata yang melewati induktor sama dengan arus beban. Karena tegangan luaran V_o dijaga konstan oleh kapasitor maka I_o akan konstan. Ketika I_L naik diatas I_o maka kapsitor akan diisi dan pada saat I_L turun di bawah I_o maka kapasitor akan discharge.

Kondisi ini akan terus berulang sehingga akan menghasilkan suatu gelombang yang periodik dan operasi kerja regulator dalam kondisi steady state. Operasi dalam kondisi steady state ini akan menghasilkan :

1. Tegangan rata-rata pada induktor akan = 0 sampai V_o
2. Arus DC yang mengalir dari induktor akan sama dengan arus yang mengalir ke beban.

3. Tegangan DC pada kapasitor sama dengan tegangan beban dengan tegangan ripple yang kecil.

Perubahan pada arus beban (I_o) sangat sukar dikompensasi dan respon transien dari beban pada umumnya tidak baik. Jadi perubahan pada arus beban akan menyebabkan perubahan duty cycle sementara.

Perlu diperhatikan bahwa ada beberapa kasus yang terjadi jika arus beban berubah diantaranya adalah :

1. Duty cycle akan naik sampai maksimal (100%) sehingga transistor switching akan selalu 'ON'.
2. Induktor memerlukan beberapa waktu untuk menaikkan level tegangan DC yang baru. Kondisi ini dipengaruhi oleh nilai permeabilitas dari inti ferit yang digunakan.
3. Duty cycle kembali pada nilai semula.

2.2 KELUARAN PENYEARAH

Rangkaian keluaran penyearah tidak terlalu rumit. Rangkaian keluaran hanya terdiri atas induktor (L) dan kapasitor (C). Nilai induktor dan nilai kapasitor yang digunakan dapat ditentukan dengan menggunakan persamaan :

$$L = \frac{(V_{in} - V_o) V_o}{[(0.05 \times V_{in}) I_{oxf}]} \quad (2)$$

$$C = \frac{(V_{in} - V_o) V_o}{[(2L \times f^2)(V_{in} \times v_o)]} \quad (3)$$

dimana v_o = tegangan ripple yang diinginkan.

V_o = tegangan regulasi keluaran.

V_{in} = tegangan DC tak teregulasi

F = frekuensi switching

Sebuah rangkaian regulator yang baik harus mempunyai tegangan ripple sekecil mungkin, tegangan ripple harus dalam level puluhan mV bahkan sebaiknya lebih kecil. Untuk nilai kapasitor yang digunakan biasanya digunakan dua kali nilai yang didapatkan dari persamaan di atas karena faktor disipasi dari kapasitor elektrolit untuk frekuensi tinggi tidak terlalu baik untuk itu dapat juga digunakan kapasitor tantalum dengan nilai sedikit diatas nilai yang dihasilkan oleh persamaan diatas. Keluaran penyearah juga berfungsi sebagai penyearah adanya tegangan spike yang ditimbulkan oleh switching transistor agar tidak sampai ke peralatan elektronik (beban)

Didalam mendisain sebuah regulator switching diperlukan parameter-parameter sebagai berikut :

1. Tegangan masukan tak teregulasi.
2. Tegangan keluaran teregulasi yang diinginkan.
3. Frekuensi kerja dari switching transistor.
4. Arus keluaran dari regulator Switching.
5. Tegangan keluaran ripple Teregulasi.

Selain bandwidth dari transistor switching, arus kolektor (I_c) dan tegangan kolektor-emiter (V_{CE}) juga perlu diperhatikan dalam proses disain regulator switching ini. Arus kolektor (I_c) akan mempengaruhi besarnya arus penyearah yang dapat diberikan oleh regulator switching dalam kondisi normal. Sedangkan (V_{CE}) akan mempengaruhi tegangan masukan (tegangan DC tak teregulasi) yang dapat diterima oleh transistor switching tersebut.

Langkah-langkah perancangan penyaring LC filter diberikan sebagai berikut :

- a. Tegangan masukan maksimum dan minimum
- b. Tegangan keluaran
- c. Maksimum tegangan ripple yang lewat
- d. Arus beban maksimum dan minimum
- e. Adanya Frekuensi switching akan menentukan nilai induktor dan kapasitor.

Perhitungan nilai waktu transistor off (t_{off}) diberikan oleh parameter-parameter tegangan masukan dan keluaran serta frekuensi, sehingga diperoleh persamaannya sebagai berikut :

$$t_{off} = \frac{(1 - V_o/V_{in_max})}{f} \quad (4)$$

Bila nilai V_{in} mengecil mendekati nilai minimum maka persamaan frekuensi minimum diberikan sebagai berikut :

$$f_{min} = \frac{(1 - V_o/V_{in_min})}{t_{off}} \quad (5)$$

Untuk menentukan berapa besar arus puncak ke puncak (Δi) yang mengalir pada komponen induktor ditulis sebagai berikut :

$$\Delta i = 2 \times I_{o_min} \quad (6)$$

II. IMPLEMENTASI

Implementasi rangkaian regulator yang dibuat adalah mempunyai spesifikasi tegangan keluaran 12 Volt DC dengan arus 10 amper, diharapkan dengan kemampuan ini dapat digunakan untuk memberikan

tegangan DC peralatan radio telepon atau peralatan elektronika lainnya. Rangkaian yang digunakan diperlihatkan pada gambar 4. Tegangan unregulated diperoleh dari transformator dengan rangkaian penyearah *Diode Bridge*.

Rangkaian regulator ini menggunakan transistor dan op-amp sebagai komparator rangkaian umpan balik (*feed back*), pengaturan batas arus diberikan oleh komponen-komponen resistor, transistor dan kapasitor. Sekilas rangkaian regulator yang dibuat sangat mirip dengan catu daya linear, tetapi perbedaannya terdapat komponen induktor L1 dan diode D1 sebagai tambahannya, komponen integrated circuit dalam mode switching berfungsi sebagai komparator.

Arus yang mengalir dibatasi oleh rangkaian R1, R2, R3, Q2, R8, R9, C5 dan Q4 sekitar 10 ampere, trimpot R4 dapat mengatur tegangan keluaran rangkaian antara 5 volt sampai dengan 15 volt DC.

Menghitung penyearah (LC) untuk komponen induktor dan kapasitor menggunakan persamaan (2) dan (3) dengan asumsi arus keluaran $I_o = 10 \text{ A}$, tegangan

masukan $V_o = 40$ Volt dan tegangan keluaran $V_o = 12$ Volt dengan tegangan ripple diasumsikan 15 mV, maka diperoleh nilai induktor L dan kapasitor C sebagai berikut:

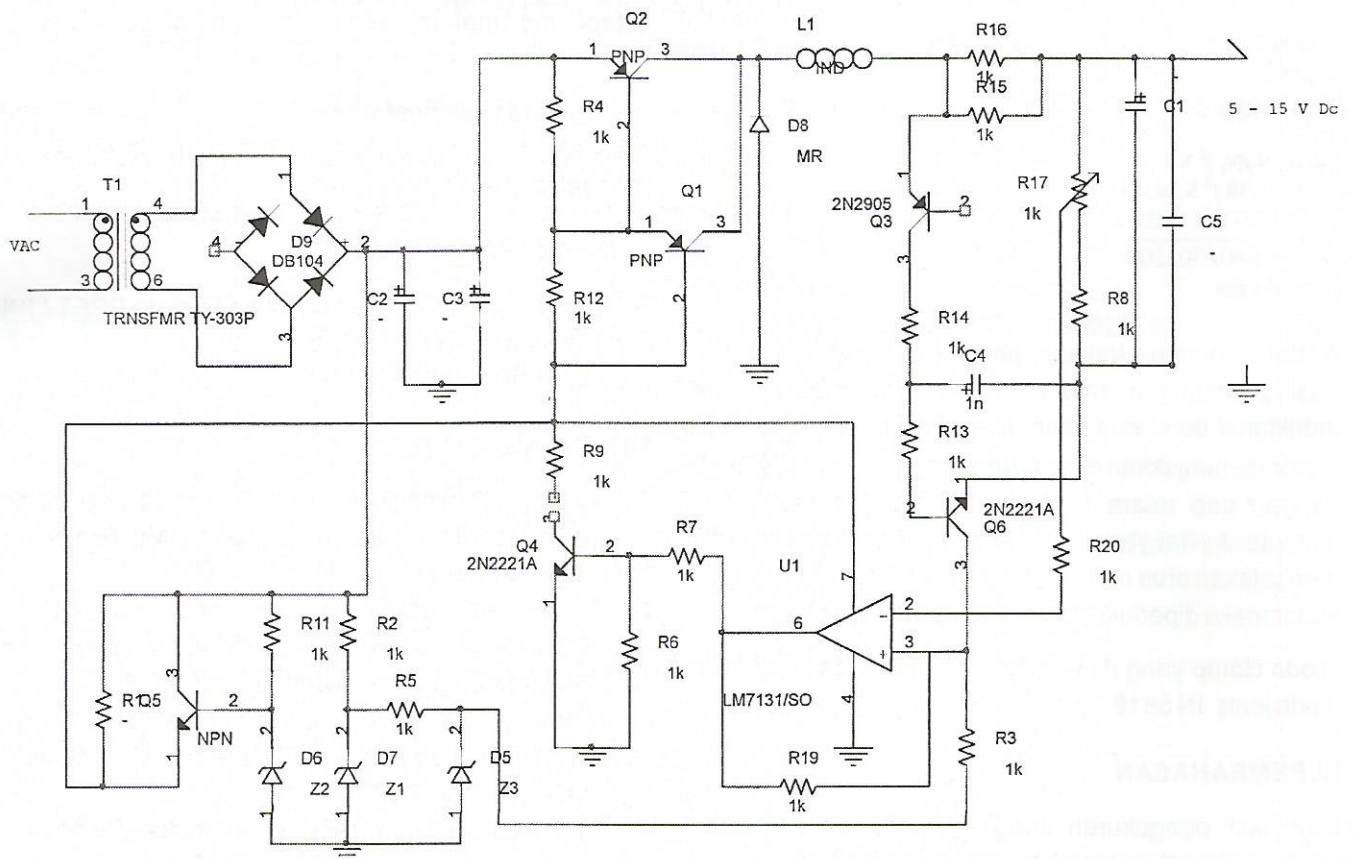
$$L = \frac{(40 - 12) \cdot 12}{[(0,05 \times 40) \cdot 10 \times 20 \cdot 10^3]} = 0,84 \text{ mH}$$

$$C = \frac{(40 - 12) \cdot 12}{[(2 \times 0,84 \cdot 10^{-3} \times (20 \cdot 10^3)^2 (40 \times 15 \cdot 10^{-3}))]} = 883 \mu F$$

Dari hasil perhitungan diperoleh nilai kapasitor minimumnya adalah 883F dipasaran bisa digunakan nilai 1000F. Setelah diketahui nilai induktor, maka untuk menghitung jumlah lilitan (N) menggunakan persamaan sebagai berikut :

$$N=1000\sqrt{L/A_L} \quad (7)$$

Dimana : A_L adalah induktansi nominal inti (mm/1000 lilitan) L dalam milihenri. Ada dua jenis bahan inti yang umum digunakan untuk komponen induktor dalam rangkaian switching regulator yaitu inti serbuk (*powder core*) dan inti-inti besi (*ferrite cores*).



Gambar 4. Rangkaian Model Switching Regulator

Cukup sulit untuk menentukan bahan inti mana yang akan dipakai pada aplikasi rangkaian regulator switching, ada berbagai pertimbangan antara kedua inti yaitu perbandingannya harus ditentukan mengenai harga, volume, ukuran, jarak dan kemampuan lilitannya. Dalam tulisan ini digunakan jenis inti besi karena harga yang murah dan memiliki redaman yang kecil bila dioperasikan pada frekuensi tinggi.

Untuk switching regulator dianjurkan menggunakan bahan inti besi jenis (F, P, R, dan K) karena bahan tersebut memiliki karakteristik redaman inti (*core loss*). Pada bahan inti ini untuk menghindari saturasi inti bisa tambahkan gap udara yang berbeda-beda. Pada aplikasi dalam tulisan ini digunakan inti besi (pot core) A250 dengan gap udara. Nilai L diukur menggunakan alat ukur GW LCR-814 dan diperoleh hasil pengukuran sebagai berikut:

Pot Core A250	10 lilit	30 μ H air gap
Pot Core A250	1 lilit	0,3 μ H air gap

Untuk menentukan jumlah lilitan $L_1 = 0,84 \text{ mH}$ ($840 \mu\text{H}$) digunakan persamaan sebagai berikut:

$$(N_2/N_1)^2 = L_2 / L_1 \quad (8)$$

maka,

$$L_2 = (N_2/N_1)^2 \times L_1 \\ = (N_2/10)^2 \times 30 \mu\text{H}$$

$$N_2 = \sqrt{840/30 \times 100} \\ = 53 \text{ lilit}$$

N_1 dan L_1 diambil dari hasil pengukuran dan nilai L_1 dari hasil perhitungan, maka diperoleh hasil pengukuran induktansi dengan jumlah lilitan 53 lilit, alat ukur LCR meter menunjukkan nilai induktansi $0,840 \text{ mH}$ ($840 \mu\text{H}$) dengan gap udara (pembatas isolasi plastik), dan diameter kawat yang digunakan 0,7mm (yang mampu mengalirkan arus maksimum 3 A); untuk arus yang lebih besar maka diperlukan diameter kawat lebih besar.

Dioda clamp yang digunakan pada percobaan ini yaitu dioda jenis IN5819.

IV. PEMBAHASAN

Dari hasil pengukuran dengan menggunakan beban lampu 120 Watt diperoleh hasil sebagai berikut:

Alat ukur yang digunakan:

Digital Protek 505

Analog Sanwa AX-313TR

Tegangan Keluaran diset : 12 Vdc

Beban Lampu : 120 W

Arus yang terukur : 10 A

Ripple : <50mV

Pada saat arus maksimum 10 A tegangan diset pada 12 Vdc, tidak mengalami penurunan (drop), disipasi daya yang terserap pada komponen transistor normal (tidak menunjukkan suhu yang tinggi).

V. KESIMPULAN

Untuk regulator switching dianjurkan menggunakan bahan inti besi jenis F, P, R dan K, karena bahan tersebut memiliki karakteristik redaman inti (*core loss*). Pada percobaan ini arus maksimal bisa dicapai lebih dari 10 A dan apabila diinginkan arus capaian yang lebih besar, maka hanya perlu ditambahkan beberapa bus pass transistor darlingtonnya. Hasil yang diperoleh untuk rangkaian catu daya dengan spesifikasi 12 V/10Amp yang dibuat ini fisiknya lebih kecil dari pada catu daya konvensional. Catu daya yang dibuat ini bukan merupakan rangkaian switching regulator seutuhnya, tetapi merupakan suatu konsep menuju model switching regulator seutuhnya.

Penggunaan regulator switching pada rangkaian adaptor mampu menjaga disipasi daya tanpa mengalami penurunan berarti.

UCAPAN TERIMA KASIH

Penulis mengucapkan terima kasih kepada PPET-LIPI yang telah memberi dana percobaan dari kegiatan DIP Tahun Anggaran 2003.

REFERENSI

1. Darold Wobschall, "Circuit Design for Electronic Instrumentation, Second Edition", Mc Graw-Hill, New York, 1987.
2. Milton Kaufman/Arthur H. Seidman, "Handbook of Electronics Calculations for Engineers and Technicians", Mc Graw-Hill, New York, 1988.
3. Susanto Wibisono, "Switching Power Suplai sebuah Design dengan Efisiensi daya yang baik", artikel, oktober 2000.
4. Technical Bulletin SR-1A, "Inductor Design in Switching Regulator", Magnetics Division of Spang & Company, USA, 2000.

Aturan Penulisan Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi PPET LIPI

1. Redaksi menerima naskah karangan berupa hasil penelitian, pengembangan dan penerapan dalam bidang Ilmu Pengetahuan dan Teknologi, diutamakan hasil dari kelompok kerja penelitian.
2. Makalah berisi abstrak (bahasa Inggris dan bahasa Indonesia), pendahuluan, tinjauan pustaka, metoda penelitian, hasil dan pembahasan, kesimpulan, ucapan trimakasih dan referensi (diacu dalam makalah sesuai dengan urutan nomornya)
3. Judul makalah ditulis dengan huruf Times New Roman 14 spasi 1.
4. Keterangan tentang penulis (nama penulis, instansi, alamat instansi, telp, fax dan e-mail) ditulis di bawah judul makalah dengan huruf times new roman 10 spasi 1.
5. Abstract (dalam bahasa Inggris) dan Abstrak (dalam bahasa Indonesia) ditulis memanjang pada satu kolom dengan huruf times new roman 12 spasi 1 dan dicetak miring.
6. Bila tulisan dalam bahasa Indonesia, yang didahulukan abstract bahasa Inggris dan bila tulisan dalam bahasa Inggris, yang didahulukan abstrak bahasa Indonesia.
7. Selain abstrak, makalah ditulis dalam 2 (dua) kolom dengan huruf times new roman 12 spasi 1.
8. Gambar harus diberi nomor urut, diberi keterangan ringkas dan disebutkan dalam isi makalah, gambar harus disesuaikan dengan ukuran halaman Jurnal.
9. Makalah maksimal 6 halaman, termasuk gambar dan tabel.

Redaksi Pelaksana